

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI FIRENZE
FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Dipartimento di Sistemi e Informatica

Dottorato di Ricerca in
Ingegneria Informatica e dell'Automazione
XVIII Ciclo

**“Controllo del regime di minimo per sistemi *“Torque-Based”*:
un approccio polinomiale”**

Claudio Gambelli

Coordinatore:

Prof. Edoardo Mosca

Relatori:

Prof. Alessandro Casavola

Ing. Andrea Balluchi

Firenze 2006

“Controllo del regime di minimo per sistemi “*Torque-Based*”:
un approccio polinomiale”

© 2006 Claudio Gambelli

claudio@gambelli.org

<http://www.gambelli.org/>

gambelli@dsi.unifi.it

<http://www.dsi.unifi.it/>

Dipartimento sistemi e informatica

Facoltà di Ingegneria

Firenze, Italia

Dicembre 2006

La teoria è quando si sa tutto e niente funziona.

La pratica è quando tutto funziona e nessuno sa il perché.

In questo caso, abbiamo messo insieme la teoria e la pratica: non c'è niente che funziona... e nessuno sa il perché!

- Albert Einstein

In questo caso non è andata così!

Prefazione

La presente tesi è il risultato di un'attività di dottorato svolta in collaborazione fra il Dipartimento di Sistemi e Informatica dell'Università di Firenze, il dipartimento di Elettronica, Informatica e Sistemistica dell'Università della Calabria, l'azienda Magneti Marelli Powertrain S.p.A. di Bologna ed il laboratorio di ricerca PARADES di Roma.

La progettazione di algoritmi di controllo del regime di minimo per motori ad accensione comandata è di forte interesse nel settore automobilistico, e molti lavori sono stati svolti su di esso, sia in ambito di ricerca universitaria che industriale.

Questo lavoro, svolto all'interno della Magneti Marelli, nasce e si sviluppa come attività di integrazione fra teoria e applicazione. Sono state coinvolte molte discipline dell'ingegneria, la fluidodinamica, la teoria dei controlli automatici, il software per sistemi real-time (Embedded Software) e la teoria dell'elaborazione numerica dei segnali.

Durante la fase di progettazione si è tenuto conto delle esigenze di ottimizzazione, trovando un giusto compromesso fra complessità delle funzionalità e complessità di implementazione software.

L'algoritmo di controllo sviluppato è stato pensato in modo da poter essere esteso e riutilizzato in più contesti possibili, in modo che con diverse tarature potesse soddisfare le specifiche richieste per diversi tipi di motore.

Tutti i dati utilizzati durante la fase di progettazione sono stati ricavati da prove sperimentali effettuate dal personale qualificato dell'azienda.

A seguito dello sviluppo dell'algoritmo è seguita un'attenta verifica delle prestazioni e dei risultati con prove sperimentali eseguite direttamente sulle vetture di test. Tutte le prove sono state effettuate con l'affiancamento di collaudatori esperti dell'azienda.

INDICE

1	INTRODUZIONE	9
1.1	STRUTTURA DELLA TESI	10
1.2	AMBIENTE DI SVILUPPO	11
1.3	AMBIENTE DI VALIDAZIONE SPERIMENTALE	12
1.4	POST ELABORAZIONE DATI	13
2	SISTEMI “TORQUE-BASED”	14
3	DESCRIZIONE DEL MODELLO DEL MINIMO	19
3.1	MODELLO DEL MOTORE A COMBUSTIONE INTERNA	19
3.1.1	<i>Corpo farfallato</i>	20
3.1.2	<i>Collettore di aspirazione</i>	21
3.1.3	<i>Cilindro (modello di combustione)</i>	23
3.1.4	<i>Coppie resistenti</i>	25
3.1.5	<i>Dinamica meccanica del motore</i>	26
3.2	MODELLO IBRIDO DELLA GENERAZIONE COPPIA	27
3.3	MODELLO MULTIFREQUENZA PER LA SINTESI DEL CONTROLLO	30
3.4	CONCLUSIONI	38
4	SINTESI DEL CONTROLLO	39
4.1	SPECIFICHE RICHIESTE DAL COSTRUTTORE	41
4.2	REGOLATORE COPPIA Istantanea	41
4.2.1	<i>Controllo DeadBeat ottimo $l-\infty$</i>	42
4.2.2	<i>Risposte al gradino</i>	48
4.2.3	<i>Analisi margini di stabilità</i>	51
4.2.4	<i>Risposte in frequenza ad anello chiuso Disturbo-Uscita</i>	55
4.3	REGOLATORE COPPIA PREDETTA	56
4.3.1	<i>Sintesi analitica “Pole Placement”</i>	56
4.3.2	<i>Risposte al gradino</i>	58
4.3.3	<i>Analisi margini di stabilità</i>	60
4.3.4	<i>Risposte in frequenza ad anello chiuso</i>	63

4.4	CONCLUSIONI.....	64
5	IMPLEMENTAZIONE SOFTWARE E SIMULAZIONI	65
5.1	IMPLEMENTAZIONE CELLE DEL 2° ORDINE	67
5.1.1	<i>Ordinamento delle celle</i>	68
5.2	TERMINE INTEGRALE E ALGORITMO ANTI-WINDUP.....	69
5.3	SCHEMA A BLOCCHI COMPLESSIVO	72
5.4	SIMULAZIONI	73
5.5	CONCLUSIONI.....	75
6	RISULTATI SPERIMENTALI.....	76
6.1	PROVE IN FOLLE	76
6.1.1	<i>Risposta ad un disturbo di coppia imprevedibile</i>	77
6.1.2	<i>Rientro al minimo</i>	79
6.1.3	<i>Commutazione rientri al minimo</i>	81
6.1.4	<i>Gradino al riferimento giri</i>	83
6.2	PROVE IN TRAZIONE	85
6.2.1	<i>Attraversamento di una salita in prima marcia</i>	86
6.2.2	<i>Trascinato in prima marcia</i>	87
7	CONCLUSIONI.....	89
	APPENDICE	91
A.	FUNZIONE MATLAB DI ESTRAPOLAZIONE TERMINE INTEGRALE	91
B.	ESTRAZIONE COEFFICIENTI CELLE DEL SECONDO ORDINE.....	91
C.	PARAMETRI DEL MODELLO.....	92
D.	COEFFICIENTI DEI CONTROLLORI.....	92
	BIBLIOGRAFIA.....	93
	INDICE ANALITICO	96
	RINGRAZIAMENTI.....	98

Elenco delle figure

<i>Figura 1-1 Target-Link Main Dialog</i>	11
<i>Figura 1-2 Centralina di sviluppo Magneti Marelli</i>	12
<i>Figura 1-3 Volkswagen Polo 1.4</i>	13
<i>Figura 2-1 Struttura classica non Torque-Based</i>	16
<i>Figura 2-2 Struttura Torque-Based</i>	16
<i>Figura 3-1 Banco Motore per taratura parametri modello</i>	19
<i>Figura 3-2 Schema a blocchi motore a combustione</i>	20
<i>Figura 3-3 Corpo Farfallato VW Polo 1.4</i>	21
<i>Figura 3-4 Portata Cilindro: $F_{cyl}(n,p)$</i>	22
<i>Figura 3-5 Portata Farfalla: $F_{thr}(\alpha,p)$</i>	23
<i>Figura 3-6 Rendimento del rapporto aria-benzina normalizzato λ</i>	24
<i>Figura 3-7 Curva Unica (Rendimento d'anticipo d'accensione)</i>	25
<i>Figura 3-8 Generazione reale della coppia motore</i>	27
<i>Figura 3-9 Andamento semplificato grandezze ibride</i>	28
<i>Figura 3-10 Modello Ibrido del cilindro</i>	29
<i>Figura 3-11 Riserva di coppia</i>	31
<i>Figura 3-12 Coppia Istantanea e Coppia Predetta</i>	33
<i>Figura 3-13 Struttura Modello Virtuale</i>	34
<i>Figura 3-14 Coppia Potenziale Stimata T_{pe}</i>	36
<i>Figura 4-1 Struttura di controllo</i>	39
<i>Figura 4-2 Struttura di controllo Regolatore Coppia Istantanea</i>	43
<i>Figura 4-3 Risposta al disturbo $N=3$</i>	49
<i>Figura 4-4 Risposta al disturbo $N=4$</i>	50
<i>Figura 4-5 Risposta al disturbo $N=5$</i>	50
<i>Figura 4-6 Margini di stabilità $N=3$</i>	52
<i>Figura 4-7 Margini di stabilità $N=4$</i>	53
<i>Figura 4-8 Margini di stabilità $N=5$</i>	53
<i>Figura 4-9 Risposta in frequenza Disturbo-Uscita $N=5$</i>	55
<i>Figura 4-10 Struttura di controllo Regolatore Coppia Predetta</i>	56
<i>Figura 4-11 Risposta al gradino: Overshoot=5% , Tempo salita= 30ms</i>	59

<i>Figura 4-12 Risposta al gradino: Overshoot=5% , Tempo salita= 50ms</i>	<i>59</i>
<i>Figura 4-13 Risposta al gradino: Overshoot=5% , Tempo salita= 80ms</i>	<i>60</i>
<i>Figura 4-14 Margini di stabilità: Overshoot=5% , Tempo salita= 30ms</i>	<i>61</i>
<i>Figura 4-15 Margini di stabilità: Overshoot=5% , Tempo salita=50ms</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4-16 Margini di stabilità: Overshoot=5% , Tempo salita= 80ms</i>	<i>62</i>
<i>Figura 4-17 Risposte in frequenza I/O: BLU $W(d)$, VERDE $W_o(s)$</i>	<i>63</i>
<i>Figura 5-1 Struttura completa di controllo</i>	<i>65</i>
<i>Figura 5-2 Cella del 2°ordine in forma diretta tipo 2 o canonica</i>	<i>67</i>
<i>Figura 5-3 Ordinamento Celle 2°ordine all'interno del cerchio unitario</i>	<i>69</i>
<i>Figura 5-4 Schema a blocchi termine integrale con antiwindup</i>	<i>70</i>
<i>Figura 5-5 Schema a blocchi complessivo</i>	<i>72</i>
<i>Figura 5-6 Simulazione – grandezze di controllo</i>	<i>74</i>
<i>Figura 5-7 Simulazione – grandezze fisiche</i>	<i>74</i>
<i>Figura 6-1 Variabili Controllo: Disturbo di Coppia imprevedibile</i>	<i>77</i>
<i>Figura 6-2 Variabili Attuazione: Disturbo di Coppia imprevedibile</i>	<i>77</i>
<i>Figura 6-3 Variabili controllo: Rientro al Minimo</i>	<i>79</i>
<i>Figura 6-4 Variabili Attuazione: Rientro al Minimo</i>	<i>79</i>
<i>Figura 6-5 Variabili controllo: Rapide variazioni giri obiettivo</i>	<i>81</i>
<i>Figura 6-6 Variabili Attuazione: Rapide variazioni giri obiettivo</i>	<i>81</i>
<i>Figura 6-7 Variabili Controllo: Gradino riferimento giri</i>	<i>83</i>
<i>Figura 6-8 Variabili Attuazione: Gradino riferimento giri</i>	<i>83</i>
<i>Figura 6-9 Attraversamento di una salita in prima marcia</i>	<i>86</i>
<i>Figura 6-10 Trascinato in prima marcia</i>	<i>87</i>

1 Introduzione

Gli obiettivi principali della progettazione dei motori ad accensione comandata per autoveicoli sono:

1. Confort di guida e guidabilità.
2. Riduzione del consumo di combustibile.
3. Conformità delle emissioni dei gas di scarico.
4. miglioramento della sicurezza.

La difficoltà del controllo motore al minimo è dovuto alla variazione della coppia assorbita dai dispositivi alimentati dal motore, quali il sistema di aria condizionata ed il servosterzo, che possono causare lo spegnimento del motore.

In questa tesi si è adottato un formalismo ibrido per descrivere il comportamento ciclico del motore. Tale formalismo è particolarmente utile per gli scopi di validazione. Infatti, poiché a velocità di minimo la frequenza dei cicli del motore è molto bassa, un'azione impropria di controllo, anche per un ciclo del singolo motore, può indurre il motore ad arrestarsi.

Tecniche di sintesi LTI (Lineari Tempo Invarianti) sono state usate in questa tesi, perché, al minimo, le dinamiche delle variabili di interesse sono piccole e le tecniche di linearizzazione efficaci.

Infatti, la particolare struttura “*Torque-Based*”, che prevede un cambiamento di variabili conveniente, ed una struttura ad-hoc di controllo (brevetto registrato [5]), hanno consentito di risolvere il problema mediante tecniche standard di controllo LTI.

Il controllo del minimo trattato in questa tesi è così inserito all'interno di questa nuova struttura “*Torque-Based*”. Questo ci ha dato la possibilità di riesaminare il problema in tutte le sue parti e di proporre una soluzione innovativa e più efficace di quelle attualmente utilizzate.

Certamente la minimizzazione del consumo di combustibile è importante al minimo. Tuttavia anche la reiezione ai disturbi a gradino sul carico è importante e deve essere garantita fino a un certo grado. A questo scopo, il problema di sintesi del controllo di velocità al minimo è stato formalizzato come controllo ottimo $l-\infty$, che è stato risolto tramite l'approccio polinomiale.

Si sono ottenuti miglioramenti significativi in termini di reiezione ai disturbi, di fluttuazione di velocità al minimo e di consumo di combustibile rispetto ai regolatori standard PID o LQ, adottati tradizionalmente nell'industria automobilistica.

1.1 Struttura della tesi

Nel capitolo 2 (Sistemi “Torque-Based”) è presentata la nuova struttura di controllo motore entrata in uso in questi ultimi anni: novità che ha costretto un ripensamento delle tecniche di controllo del minimo.

Nel capitolo 3 (Descrizione del modello del minimo) è descritto il modello utilizzato per la sintesi del controllore. In 3.1 è mostrato il modello fisico, in 3.2 viene analizzato l’aspetto ibrido ed infine in 3.3 si ottiene un modello semplificato lineare multifrequenza di tipo “torque based” da utilizzare nella sintesi del controllo.

Nel capitolo 4 (Sintesi del controllo) è descritta la struttura di controllo adottata, costituita da due regolatori SISO. Per entrambi i regolatori è esposta la tecnica di sintesi utilizzata, con particolare attenzione al primo regolatore di tipo *deadbeat*. Segue infine un’attenta analisi di robustezza della stabilità per la corretta scelta dei parametri di entrambi i regolatori.

Nel capitolo 5 (Implementazione software e simulazioni) è descritta l’implementazione dell’algoritmo e l’integrazione con il resto del sistema all’interno della centralina di controllo motore. Vengono affrontati i problemi dovuti alla all’aritmetica finita e le opportune tecniche utilizzate nel campo dell’elaborazione numerica dei segnali. In particolare l’utilizzo di strutture a celle (*Second Order Sections*) per l’implementazione di funzioni di trasferimento razionali fratte.

Vengono inoltre esposti gli algoritmi anti-windup utilizzati per entrambi i regolatori. Segue infine una fase di simulazione in ambiente Matlab – Simulink per la verifica dei risultati.

Nel capitolo 6 (Risultati sperimentali) sono riportate le descrizioni di tutte le prove effettuate per la validazione dell’algoritmo di controllo ed i corrispondenti grafici delle variabili di interesse.

L’analisi dei dati acquisiti durante le prove è risultata di particolare importanza durante la fase di sviluppo per poter apportare ulteriori miglioramenti funzionali e ottimizzazioni.

1.2 Ambiente di sviluppo

L'algoritmo di controllo è stato sviluppato interamente in ambiente Matlab® (prodotto da Mathworks). In particolare sono stati utilizzati i seguenti toolbox: *Control System Toolbox*, *Optimization Toolbox*, per la tecniche di sintesi adottate e *Signal Processing Toolbox* per l'implementazione di esse.

Le simulazioni sono state effettuate con l'ausilio di Simulink® e Stateflow®, costruendo modelli che seguono regole dettate dalla generazione automatica del codice. Infatti lo stesso modello Simulink utilizzato per le simulazioni durante la fase di sviluppo, è stato trattato dal toolbox Target Link® (prodotto da DSpace) per generare in modo automatico codice sorgente C. Nella Figura 1-1 è mostrato il pannello principale di questo ambiente.

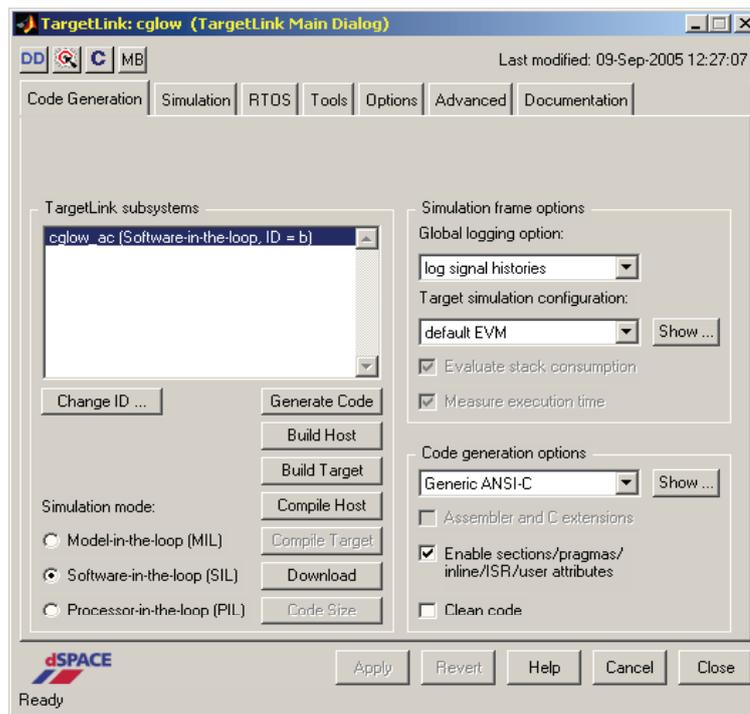


Figura 1-1 Target-Link Main Dialog

L'ambiente Target Link permette inoltre di poter simulare i modelli in più modalità, in particolare:

- *Model in the Loop*: Simulazione in Floating-Point (coincidente con le simulazioni standard Simulink).

- *Software in the loop*: Simulazione in Fixed-Point, viene simulato direttamente il codice generato in linguaggio C.

Grazie a questa caratteristica è stato possibile verificare direttamente in fase di sviluppo la corretta implementazione in aritmetica finita, attività che nel passato, o in assenza di Target-Link, veniva effettuata nella fase di validazione sperimentale.

1.3 Ambiente di validazione sperimentale

L'algoritmo di controllo realizzato è stato inserito direttamente all'interno della centralina di sviluppo mostrata in Figura 1-2, per poter essere testato sulle vetture a disposizione. In particolare la maggior parte delle prove è stata effettuata sulla vettura Volkswagen Polo 1.4 mostrata in Figura 1-3 fornita direttamente dal produttore.

La vettura e la centralina sono allestite con strumenti di calibrazione e acquisizioni dati forniti da ETAS. Un personal computer portatile è utilizzato per modificare i parametri durante le prove.

Tutte le prove sono state effettuate in collaborazione di collaudatori esperti dell'azienda Magneti Marelli, sottoponendo l'algoritmo alle prove ritenute più critiche dai clienti.



Figura 1-2 Centralina di sviluppo Magneti Marelli



Figura 1-3 Volkswagen Polo 1.4

1.4 Post elaborazione dati

I dati sperimentali raccolti durante le prove sono stati acquisiti tramite il software INCA® prodotto da ETAS ed importati in ambiente Matlab® tramite un tool di “data Import” da me sviluppato:

- **LoadMDF** (MDF Measured Data Format Reader), raggiungibile al seguente percorso web:
<http://www.gambelli.org/matlab/loadmdf>.

Una volta importati, i dati, sono stati analizzati tramite un ulteriore tool grafico, anch'esso da me sviluppato:

- **Hplot** (Signal Data Visualization & Processing Tool for Matlab), raggiungibile al seguente percorso web:
<http://www.gambelli.org/matlab/hplot/index.html>.

Hplot è stato inoltre utilizzato per generare tutti i grafici presenti nella sezione Risultati sperimentali.

2 Sistemi “Torque-Based”

Un sistema Torque-Based, ossia basato sulla coppia, è il modo più naturale di caratterizzare le prestazioni di un motore, dato che la coppia dell'albero è l'uscita principale del motore.

Negli ultimi anni si è assistito ad un aumento della complessità dei sistemi di controllo motore dovuto all'aumento di contenuti software. Tale aumento è dovuto essenzialmente a due motivi: alla richiesta di nuove funzionalità e al fatto che l'elettronica ha assolto funzioni in passato svolte da componenti meccanici.

L'approccio Torque-Based ha dato la possibilità di inserire un maggior numero di contenuti funzionali per il controllo motore ed ha reso necessario riorganizzare anche la struttura di controllo del minimo.

Questo approccio consiste essenzialmente nell'esprimere tutti i requisiti del controllo in termini di coppia. Questo oltre a creare una struttura gerarchica del controllo consente di astrarsi dalle caratteristiche fisiche del motore oggetto di studio e di poter considerare, al livello più elevato della gerarchia, il motore come un'entità virtuale.

Normalmente le richieste di coppia provengono dall'utente, che richiede una coppia alle ruote del veicolo per accelerare, rallentare o stabilizzare la velocità del veicolo. Per ottenere la quantità desiderata di coppia alle ruote, il pilota può anche agire selezionando un rapporto corretto della trasmissione tramite il cambio, nel caso di cambio manuale. Nel caso di una cambio automatico il rapporto corretto della trasmissione è (o può essere) scelto automaticamente.

Nel caso di cambio automatico, il sistema che gestisce la trasmissione chiede al “motore virtuale” una determinata coppia durante la commutazione del rapporto per cui assume una priorità più alta rispetto alla richiesta dell'utente. Così, una trasmissione automatica può essere vista come altro utente della coppia del motore.

La richiesta di una determinata quantità di coppia non sempre però è l'obiettivo di controllo di un motore. Per esempio, quando il veicolo è fermo ed il motore sta funzionando, si chiede implicitamente una velocità del motore costante, cioè la minima velocità possibile, ogni volta che il pedale del gas è rilasciato. Questo è proprio il caso di controllo del minimo.

Ad ogni modo la velocità del motore è l'effetto della coppia applicata all'albero motore, per cui un controllore di giri del motore può fornire comunque come comando un segnale di coppia per realizzare la funzionalità di controllo di velocità motore.

In altri casi, il driver può chiedere al sistema di inseguire una data velocità del veicolo come nel caso della presenza di *cruise control*, anche in questo caso il dispositivo di controllo velocità veicolo può dare una richiesta di coppia.

Altri utenti particolari che possono fare una richiesta di coppia sono il controllo della trazione del veicolo (richieste di ASR/MSR) ed il controllo di stabilità del veicolo (ESP o VDC).

L'ASR (*Acceleration Slip Regulation*) ha l'obiettivo di garantire la trazione ottimale in termini di aderenza, insieme a l'ABS (*Antilock Braking System*) fa in modo che le ruote non slittino durante le accelerazioni.

L'ESP (*Electronic Stability Program*) ha l'obiettivo di garantire la stabilità della traiettoria, regolando la potenza del motore e frenando le singole ruote, eventualmente con differente intensità. Tale dispositivo, è efficace nel correggere eventuali situazioni di sovrasterzo o sottosterzo, evitando lo sbandamento del veicolo.

Entrambi questi sistemi fanno richieste al sistema frenante ed al motore per realizzare i loro obiettivi. Durante gli interventi del controllo della trazione o di stabilità il sistema di controllo del motore viene escluso assumendo così un ruolo secondario.

In un sistema classico, non Torque-Based, ogni funzionalità di controllo gestisce direttamente gli attuatori, ed il meccanismo di priorità non è definito in modo strutturato, ma ogni funzionalità ha le necessità di conoscere lo stato delle altre per poter o meno intervenire. Per cui la complessità di questi sistemi risulta alquanto elevata e soprattutto non strutturata.

Nella Figura 2-1 è schematizzato un esempio di struttura non Torque-Based, come si può osservare ogni funzionalità è interconnessa con le altre ed ogni volta che una nuova funzionalità è aggiunta, aumentano le interconnessioni e di conseguenza la complessità.

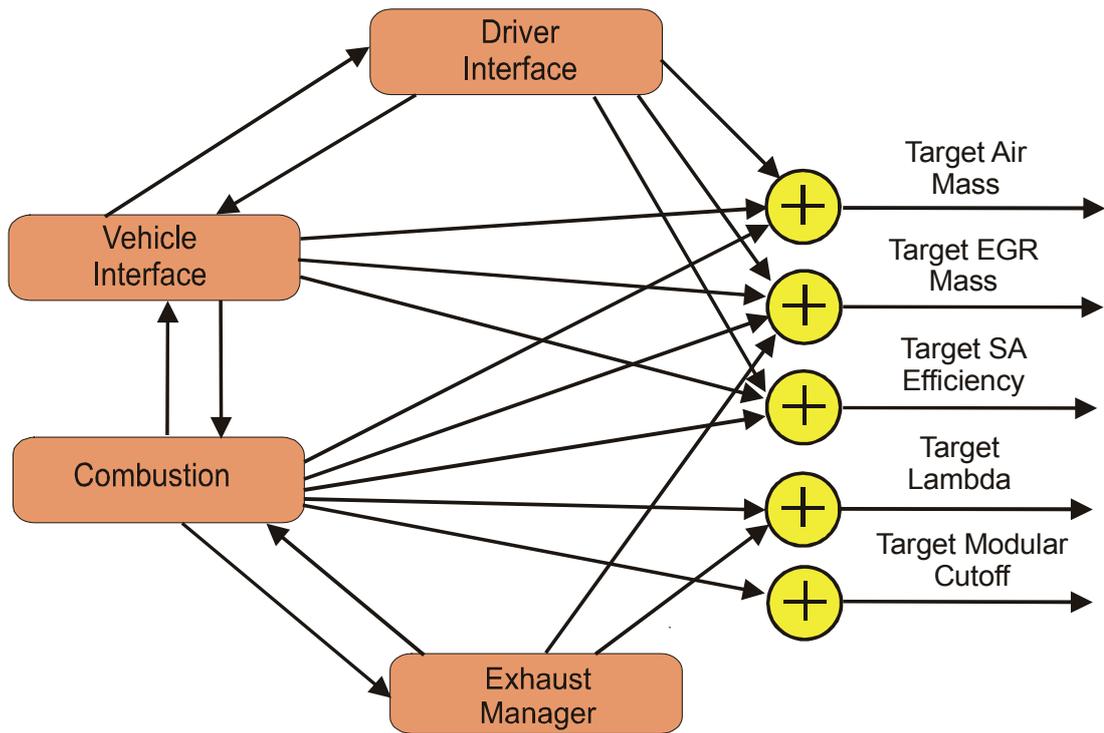


Figura 2-1 Struttura classica non Torque-Based

Nella Figura 2-2 è mostrato lo schema a blocchi tipico di un sistema Torque-Based. Come si può facilmente osservare, la struttura risulta ben strutturata ed ogni funzionalità è disaccoppiata dalle altre grazie alla presenza di un gestore di coppia:

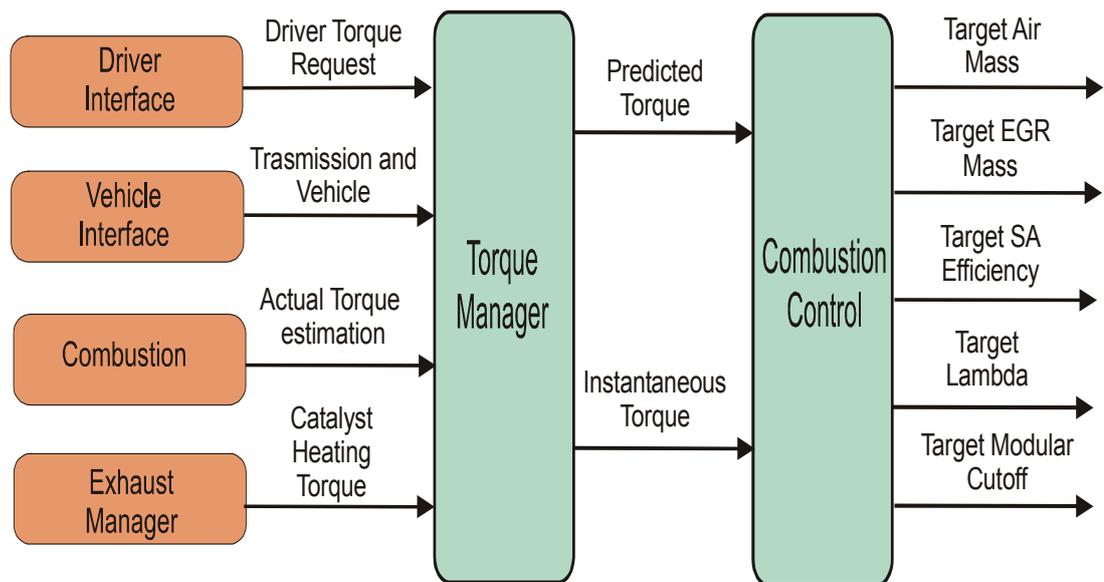


Figura 2-2 Struttura Torque-Based

I precedenti motivi sono di per se sufficienti a giustificare l'esigenza di un sistema basato sulla coppia (Torque-Based). È il caso però di mettere in evidenza un'altra importante proprietà: il disaccoppiamento funzionale.

La costruzione di un “motore virtuale” permette di rendersi indipendenti dal tipo di motore interessato, cioè gli utenti possono considerare il motore come un generatore di coppia, senza preoccuparsi dei processi fisici particolari coinvolti nella generazione della coppia.

L'operazione di convertire la coppia desiderata negli ingressi specifici di controllo del motore sarà svolta da un'altra funzione, normalmente la funzione di controllo di combustione, a seconda se il motore da controllare è ad accensione comandata o spontanea (Diesel). La funzione di controllo di combustione, infatti, dipenderà dal motore particolare: un motore ad accensione comandata MPI (Multi Port Injection), GDI (Gasolina Direct Injection) oppure Diesel.

Con poche modifiche, l'approccio “Torque-Based” può aiutare molto anche per il controllo dei veicoli ibridi (forniti sia dei motori termici che elettrici).

È da evidenziare che per i veicoli con altri tipi motori (completamente elettrici, celle di combustibile ecc.) questa tecnica è già consolidata da anni.

Nomenclatura e definizioni

Le seguenti definizioni saranno usate da qui in avanti:

- **Coppia media indicata (CMI)**

È la coppia totale generata dall'interazione fra i gas ed i pistoni durante i processi di compressione, di combustione e di espansione del motore; l'unità usata è il Nm.

L'escursione di questa grandezza è considerata non negativa, anche se, in linea di principio, la coppia totale potrebbe anche raggiungere valori un negativi. Infatti, durante la fase espansione/compressione del ciclo, avviene un assorbimento di energia, per cui nei casi in cui non vengano fatte iniezioni di carburante, la coppia totale assumerebbe valori negativi.

L'aggettivo media significa che il valore è ottenuto valutando una media dei valori di coppia istantanei su un certo numero di cicli del motore.

- **Coppia di attrito media (CMA)**

È la coppia media occorrente a vincere l'attrito interno del motore per pompare la miscela all'interno del motore ed i gas di scarico fuori del motore, e per pilotare i carichi ausiliari per il motore o il veicolo, ad esempio il compressore dell'impianto ad aria condizionata.

L'unità usata è il Nm. L'escursione non è negativa.

- **Coppia effettiva media (CME)**

È la differenza fra la coppia indicata media e la coppia media di attrito.

Cioè più precisamente è la coppia netta disponibile sull'albero motore.

L'unità usata è il Nm. L'escursione può essere negativa.

3 Descrizione del modello del minimo

In questo capitolo verrà trattato il modello del motore nel regime di minimo.

Partendo dalle equazioni fisiche complete utilizzate in campo automotive, verranno effettuate alcune approssimazioni, dovute alla restrizione della regione di funzionamento del minimo. Sarà inoltre inserito l'aspetto ibrido che insieme all'utilizzo della struttura Torque-Based permetterà di ottenere un modello da utilizzare per la sintesi del controllo.

Tutti i parametri del modello sono stati ottenuti per via sperimentale effettuando prove direttamente su banco motore, come mostrato nella foto di Figura 3-1.



Figura 3-1 Banco Motore per taratura parametri modello

3.1 Modello del motore a combustione interna

In questo sottocapitolo è presentato brevemente un modello non lineare di un motore a 4-tempi a 4 cilindri per controllo di velocità al minimo. Gli ingressi di controllo di motore sono:

- Il comando della valvola a farfalla α , usato per controllare la quantità d'aria q_a aspirata dai cilindri del motore.
- L'angolo di anticipo accensione della scintilla β , che definisce la sincronizzazione di accensione.

L'iniezione di carburante è regolata in funzione della quantità d'aria q_a in modo da mantenere un rapporto stechiometrico della miscela aria-benzina, come richiesto per il controllo delle emissioni dei gas di scarico.

Come rappresentato in Figura 3-2, il modello del motore si compone di:

- **Corpo farfallato,**
- **Collettore di aspirazione**
- **Cilindro (modello di combustione)**
- **Coppie resistenti**
- **Dinamica meccanica del motore.**

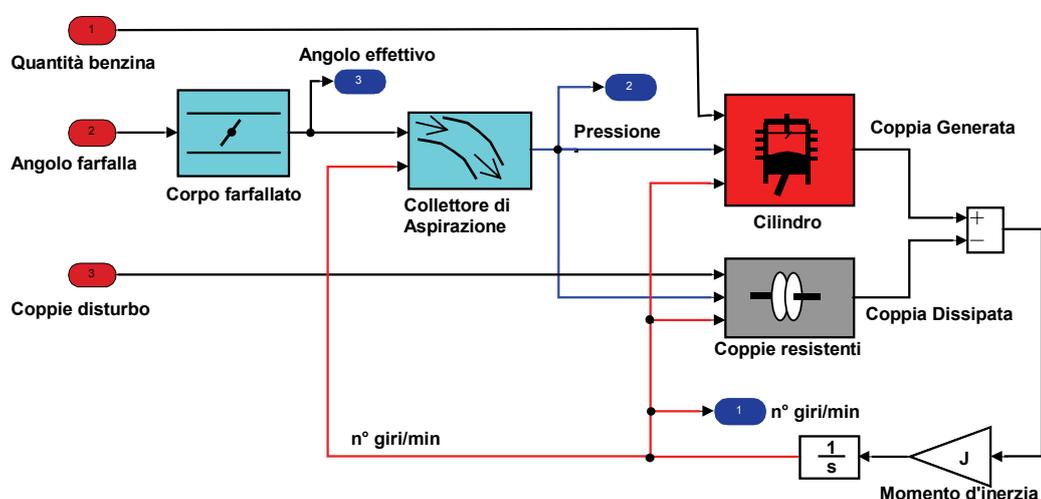


Figura 3-2 Schema a blocchi motore a combustione

3.1.1 Corpo farfallato

Un corpo farfallato consiste di un elemento meccanico, la valvola a farfalla, che viene pilotata da un motorino elettrico, nella foto di Figura 3-3 è mostrato quello utilizzato in questo progetto.

Un opportuno regolatore si occupa di far inseguire l'angolo obiettivo, per cui il sottosistema regolatore - valvola farfalla può essere considerato come un generatore di angolo di apertura il cui comando è α , posizione dell'angolo farfalla in gradi.



Figura 3-3 Corpo Farfallato VW Polo 1.4

In questo blocco è presente una dinamica meccanica data dall'inerzia della farfalla, ed una dinamica elettrica. Quest'ultima è stata modellata con un ritardo D_α .

L'equazione che descrive l'andamento dell'angolo misurato della valvola a farfalla α_e , anch'esso espresso in gradi, è descritto così dalla seguente equazione differenziale del primo ordine:

$$\dot{\alpha}_e(t) = -\frac{1}{\tau_a} \alpha_e(t) + \frac{1}{\tau_a} \alpha(t - D_\alpha) \quad \text{Eq. 3-1}$$

3.1.2 Collettore di aspirazione

È il mezzo che permette il passaggio dell'aria verso il cilindro. Il modello matematico consiste in un equilibrio di portate dato dalla conservazione della massa nel volume del collettore di aspirazione.

L'equilibrio delle portate determina l'equazione dinamica del collettore di aspirazione, descritta in termini di pressione p come segue:

$$\dot{p}(t) = k_p (F_{th}(\alpha_e(t), p(t)) - F_{cyl}(n(t), p(t))) \quad \text{Eq. 3-2}$$

$$q_a(t) = \frac{K_1}{n(t)} F_{cyl}(p(t), n(t)) \quad \text{Eq. 3-3}$$

Dove:

- $F_{cyl}(n, p)$ è la portata di aspirazione del cilindro, espressa in Kg/s, vedi grafico di Figura 3-4. Funzione non lineare approssimata con una funzione lineare a tratti.

- $F_{th}(\alpha, p)$ è la portata d'aria fornita dalla valvola a farfalla, espressa in Kg/s, vedi grafico di Figura 3-5. Questa è una funzione non lineare approssimata con una funzione lineare a tratti.
- k_p è una costante che deriva dalla legge dei gas ($pV = nRT$), dal volume del collettore di aspirazione V_c , dalla temperatura T . Nell'equazione (Eq. 3-4) viene esplicitata.

$$\begin{cases} k_p = \frac{kRT}{V_c} \\ k = \frac{c_p}{c_v} \end{cases} \quad \text{Eq. 3-4}$$

Con R costante universale dei gas e c_p , c_v capacità termiche del gas.

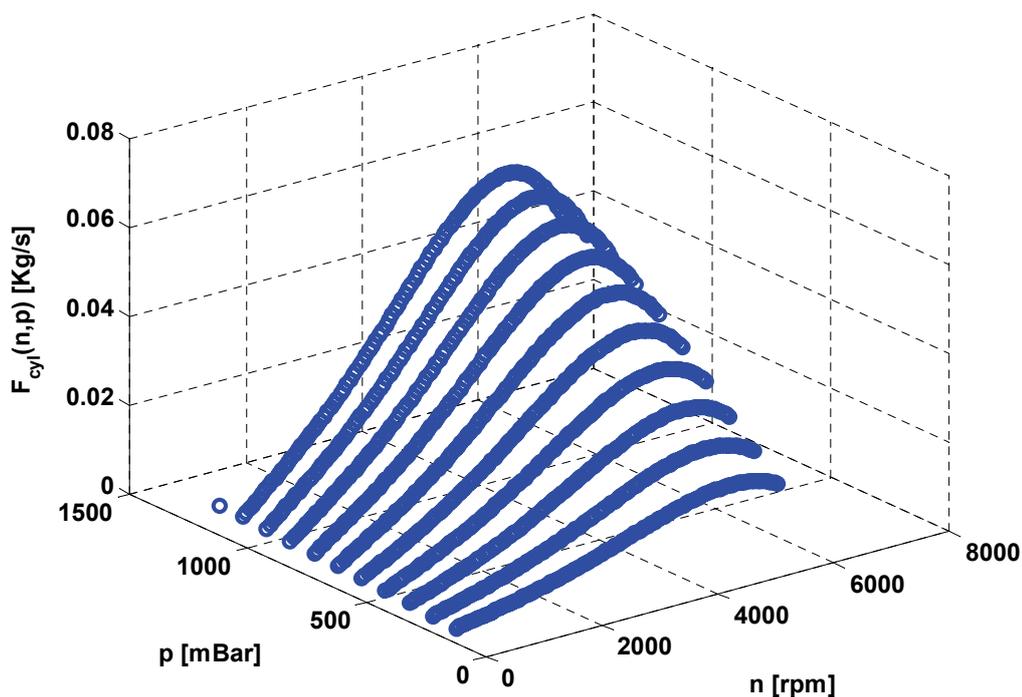


Figura 3-4 Portata Cilindro: $F_{cyl}(n,p)$

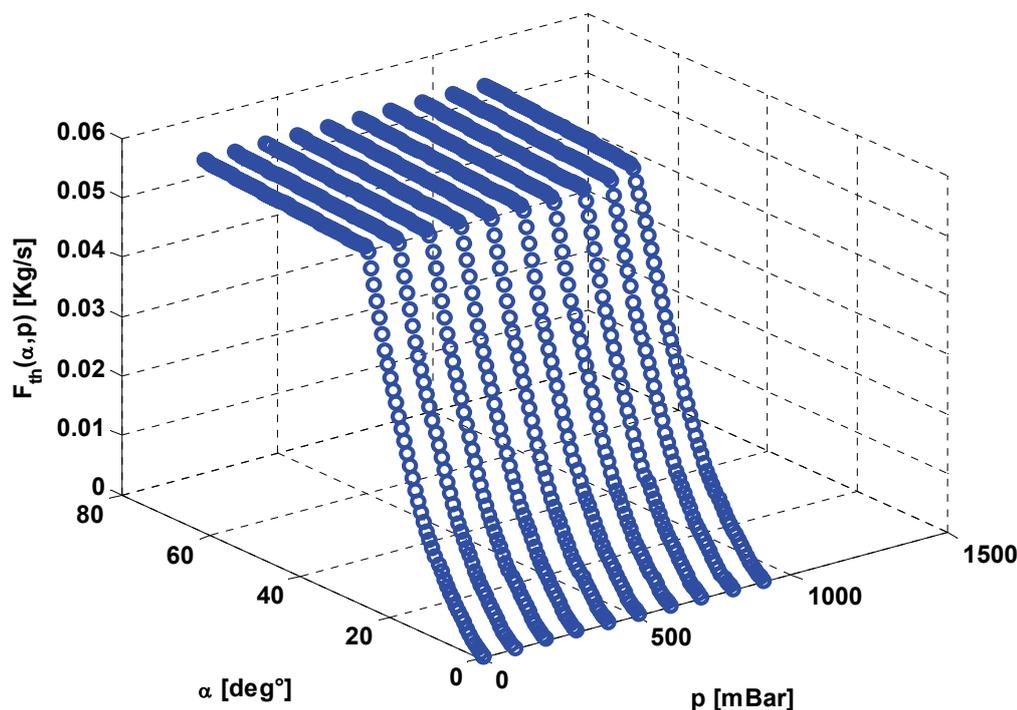


Figura 3-5 Portata Farfalla: $F_{thr}(\alpha,p)$

3.1.3 Cilindro (modello di combustione)

In questo elemento avviene la generazione della coppia. Il legame con le variabili in ingresso è di tipo statico e fortemente non lineare.

$$T_{eng} = T_{eng}(q_a, q_b, n, \beta) \quad \text{Eq. 3-5}$$

Dove q_a è la quantità d'aria che insieme alla quantità di benzina q_b compone la miscela in camera di combustione, n è l'attuale numero di giri del motore, mentre β è l'angolo di anticipo dell'accensione della scintilla rispetto al punto morto superiore.

Per il tipo di motore preso in considerazione, cioè ad accensione comandata Multi-Port-Injection, è possibile fare delle semplificazioni. In particolare la dipendenza dalla quantità benzina q_b può essere eliminata, dato che il rapporto aria-benzina viene mantenuto pari al valore stechiometrico (Eq. 3-6). Cosicché la coppia generata si può considerare dipendente dalla sola quantità d'aria, in quanto la quantità benzina viene di volta in volta calcolata in funzione della quantità d'aria, non risultando così una grandezza di controllo.

Il rapporto aria-benzina viene espresso in funzione del valore stechiometrico.

Si definisce così il fattore λ espresso dall'equazione (Eq. 3-6). Nel gergo motoristico per valori di λ superiori ad 1 si parla di miscelazione magra, mentre al di sotto di miscelazione ricca.

Un opportuno regolatore della quantità benzina si occupa di mantenere il valore di λ intorno ad 1.

$$\lambda = \frac{\left(\frac{q_a}{q_b}\right)}{\left(\frac{q_a}{q_b}\right)_0} ; \left(\frac{q_a}{q_b}\right)_0 = 14.66 \quad \text{Eq. 3-6}$$

Si può così definire il rendimento di combustione $\eta(\lambda)$ che ha l'andamento mostrato nella Figura 3-6, con un'escursione compresa nell'intervallo [0 1.03].

In realtà come si osserva dal grafico il valore massimo è superiore ad 1 in quanto il valore stechiometrico da un rendimento leggermente minore del massimo, ma tale rendimento viene mantenuto intorno al valore unitario anziché più alto ai fini di non generare emissioni inquinanti.

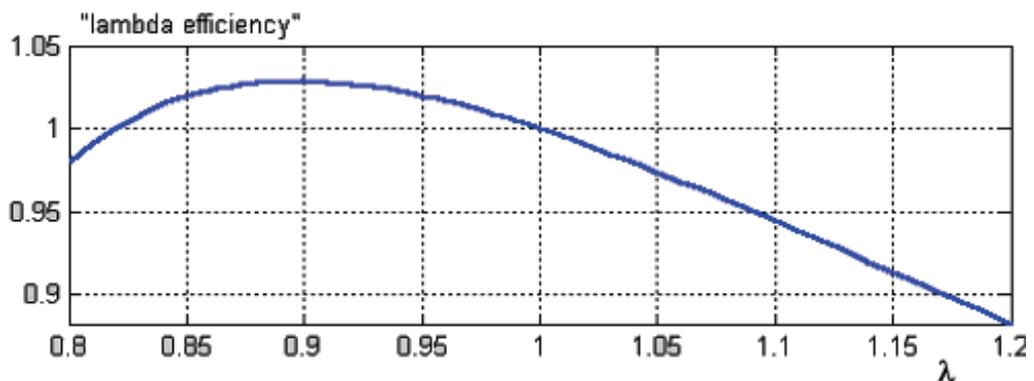


Figura 3-6 Rendimento del rapporto aria-benzina normalizzato λ

Inoltre anche la dipendenza della coppia generata dall'angolo di anticipo accensione è generalmente espressa in termini di rendimento $\eta(\beta)$ ed ha un andamento mostrato nella Figura 3-7. Tale grafico, nel gergo motoristico, viene comunemente chiamato "curva unica".

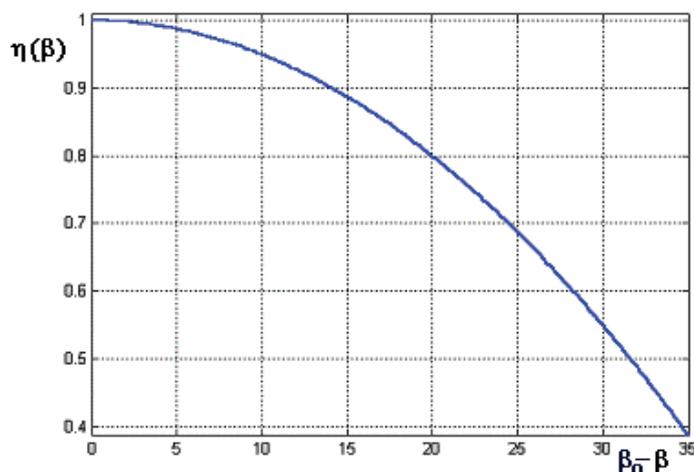


Figura 3-7 Curva Unica (Rendimento d'anticipo d'accensione)

Dove β_0 è l'angolo di anticipo a cui corrisponde rendimento massimo unitario.

È possibile così riscrivere l'equazione della coppia generata dalla combustione nel seguente modo:

$$T_{eng} = T_{pot}(n, q_a) \cdot \eta_\lambda(\lambda) \cdot \eta_\beta(\beta) \quad \text{Eq. 3-7}$$

Inoltre dato che il rendimento $\eta(\lambda)$ viene mantenuto unitario può essere ulteriormente semplificata nel seguente modo.

$$T_{eng} = T_{pot}(n, q_a) \cdot \eta_\beta(\beta) \quad ; \quad \eta(\lambda) = 1 \quad \text{Eq. 3-8}$$

T_{pot} Viene chiamata comunemente coppia potenziale, ossia la coppia che può essere generata quando tutti i rendimenti sono unitari.

Questa rappresentazione risulterà particolarmente utile per la struttura che verrà adottata dal sistema di controllo.

3.1.4 Coppie resistenti

Il disturbo è costituito da coppie di carico che agiscono sull'albero motore, queste possono derivare ad esempio dall'azionamento degli alza-cristalli elettrici, dalla ventola o da qualsiasi altro dispositivo elettrico a bordo, dal compressore del condizionatore oppure dalla pompa carburante ad alta pressione.

Tutti i possibili carichi sono stati divisi in tre grandi famiglie:

- Disturbi di grosse entità (oltre i 10 Nm), generati da apparati di cui si ipotizza conoscere gli istanti di accensione e spegnimento con un certo anticipo, come ad esempio il compressore del condizionatore. D'ora in avanti tali disturbi verranno indicati come disturbi predicibili.
- Disturbi medio - piccoli (qualche Nm) di cui invece non si conoscono gli istanti di arrivo, come ad esempio quelli dovuti ai carichi elettrici, da ora in poi indicati come disturbi imprevedibili.
- Disturbi costanti, come ad esempio il carico dovuto al pompaggio carburante per l'iniezione ad alta pressione.

L'informazione di accensione e spegnimento di apparati che generano dei disturbi predicibili è modellata con un'onda quadra che è alta quando l'apparato è acceso, bassa quando è spento.

Le coppie resistenti interne al motore sono la coppia d'attrito T_a , dovuta alle parti meccaniche in movimento, e la coppia di pompaggio T_p , che modella la coppia dissipata durante le fasi di aspirazione, compressione e scarico.

Quest'ultima è proporzionale alla differenza tra pressione nel collettore di aspirazione e pressione nel collettore di scarico.

Sono presenti inoltre altre coppie resistenti date da carichi esterni T_e queste entrano a far parte del modello come ingressi non manipolabili.

La coppia di carico totale agente sull'albero motore indicata come T_{load} viene così descritta dalla seguente equazione (Eq. 3-9)

$$T_{load} = T_a(n) + T_p(p - p_s) + T_e \quad \text{Eq. 3-9}$$

3.1.5 Dinamica meccanica del motore

L'equilibrio delle coppie motrici e resistenti da luogo a quest'ultima equazione dinamica sul numero di giri:

$$\dot{n}(t) = K_j (T_{eng}(t) - T_{load}(t)) \quad \text{Eq. 3-10}$$

$$K_j = \frac{60}{J \cdot 2\pi \cdot n} \quad \text{Eq. 3-11}$$

Dove j è il momento d'inerzia a vuoto ossia senza nessuna marcia inserita.

3.2 Modello ibrido della generazione coppia

Un motore a combustione interna è certamente un impianto ibrido in quanto nel suo funzionamento sono coinvolte sia grandezze continue, come ad esempio la pressione nel collettore di aspirazione o l'apertura dell'angolo farfalla, sia grandezze discrete come lo scocco della scintilla o l'iniezione della benzina.

Questo è dovuto alla divisione del ciclo di funzionamento del motore (ciclo motore) in 4 distinte fasi : *Aspirazione*, *Compressione*, *Espansione*, *Scarico*.

Le equazioni descritte fino ad adesso si riferiscono ad un modello a valori medi, in realtà la coppia generata e l'andamento della portata d'aria sono grandezze ibride per cui sarà necessario modificare le equazioni precedenti in modo da tener conto di tale aspetto.

Nella seguente Figura 3-8 è mostrato l'evoluzione reale della coppia lungo le varie fasi del ciclo motore.

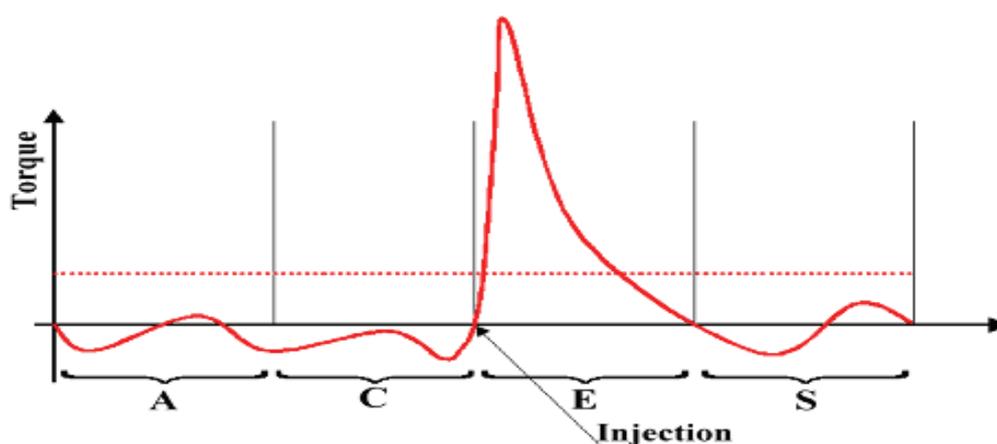


Figura 3-8 Generazione reale della coppia motore

La coppia viene generata al momento della combustione all'inizio della fase di espansione. La massa d'aria che partecipa alla generazione della coppia è determinata dalla portata in ingresso al cilindro durante la fase di aspirazione.

Per adattare tali grandezze al modello a valori medi abbiamo introdotto alcune approssimazioni.

La coppia è assunta costante durante la fase di espansione.

La portata d'aria è misurata all'inizio della fase di compressione, e ritardata di un tempo pari alla durata di una fase motore (la fase di compressione stessa). È poi mantenuta costante durante tutta la fase di espansione.

La quantità benzina viene calcolata in base ad una stima della masa d'aria in funzione della pressione nel collettore. Ai fini di mantenere il fattore λ uguale ad 1, tale stima viene effettuata all'inizio della fase di aspirazione.

Nel seguente grafico (Figura 3-9) viene mostrato il risultato di queste approssimazioni.

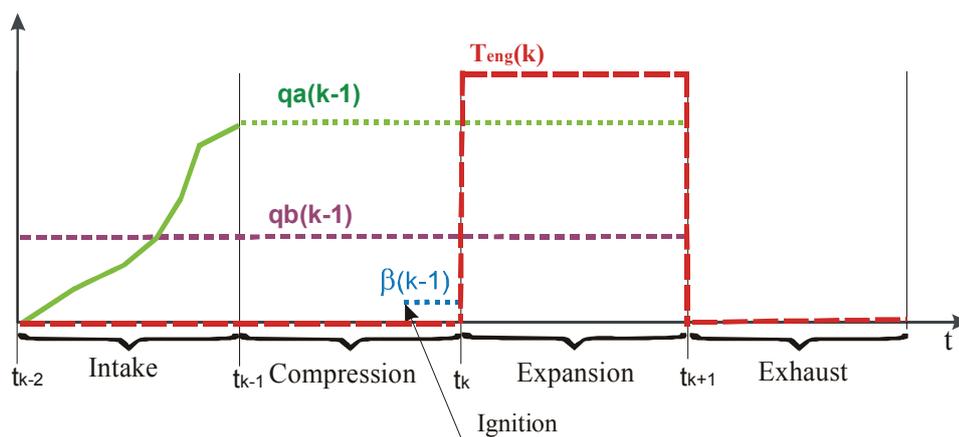


Figura 3-9 Andamento semplificato grandezze ibride

La variabile t_k indica la successione degli istanti di tempo in cui i pistoni raggiungono i punti morti superiore e inferiore, che separano ogni fase del ciclo motore.

La quantità d'aria accumulata durante la fase di aspirazione può essere così ottenuta dall'integrazione della portata d'aria durante la fase di aspirazione come indicato dalla seguente equazione:

$$q_a(t_{k-1}) = \int_{t_{k-2}}^{t_{k-1}} F_{cyl}(n(t), p(t)) dt \quad \text{Eq. 3-12}$$

$$q_a(t) = q_a(t_{k-1}) \quad \forall t \in [t_{k-1}, t_{k+1}]$$

Il modello ibrido di un cilindro per un motore 4 tempi con quattro cilindri può essere rappresentato dalla macchina a stati mostrata nella Figura 3-10 .

In questo modello, la fine di una fase e l'inizio della successiva è rappresentata dalla transizione che è eseguita quando il l'angolo dell'albero motore θ raggiunge 180 gradi, ossia ad ogni punto morto superiore.

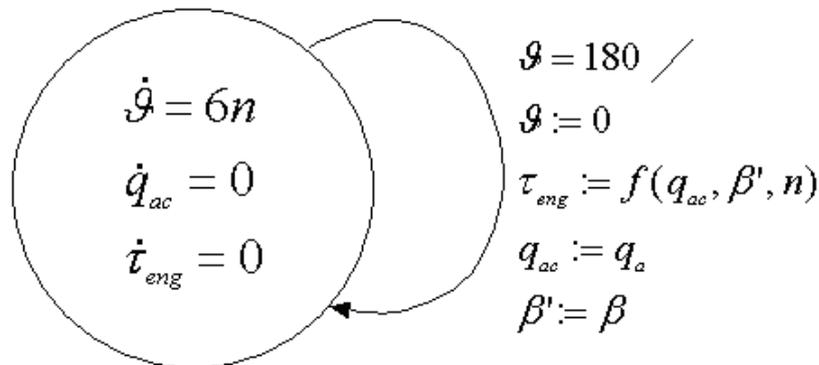


Figura 3-10 Modello Ibrido del cilindro

Le variabili q_{ac} e β' hanno l'unico scopo di generare un passo di ritardo, per la quantità d'aria e l'anticipo di accensione.

La coppia generata dal motore durante la fase di espansione k -esima dipenderà per cui dall'angolo di anticipo $\beta(t_{k-1})$ programmato all'inizio della fase di compressione, dalla massa d'aria aspirata $q_a(t_{k-1})$ e dalla velocità di motore all'inizio della fase di espansione .

La coppia motore, $T_{eng}(t)$, è modellata come un segnale costante a tratti, con discontinuità sugli istanti t_k , coincidenti con gli istanti di punto morto superiore e inferiore.

L'equazione di generazione coppia può essere per cui riscritta nel seguente modo:

$$T_{eng}(t) = T_{pot}(q_a(t_{k-1}), n(t_k)) \cdot \eta_\beta(\beta(t_{k-1})) \quad \text{Eq. 3-13}$$

$$\text{Per } t \in [t_k, t_{k+1})$$

L'intero sistema può essere adesso descritto combinando tutte le equazioni ottenendo così l'intero modello ibrido descritto dalle seguenti equazioni di stato:

$$\begin{cases} \dot{n}(t) = K_j (T_{pot}(q_a(t_{k-1}), n(t_k)) \cdot \eta_\beta(\beta(t_{k-1})) - T_{load}(t)) \\ \dot{p}(t) = k_p (F_{th}(\alpha_e(t), p(t)) - F_{cyl}(n(t), p(t))) \\ \dot{\alpha}_e(t) = -\frac{1}{\tau_a} \alpha_e(t) + \frac{1}{\tau_a} \alpha(t - D_\alpha) \end{cases} \quad \text{Eq. 3-14}$$

3.3 Modello multifrequenza per la sintesi del controllo

Il modello ibrido appena descritto ha permesso di separare le parti del modello che evolvono a tempo discreto con periodo pari al PMS dalle parti tempo continuo. Per il sottosistema a tempo continuo è stato scelto un tempo di campionamento pari a 12ms. Ottenendo così un modello multifrequenza.

A causa delle forti non linearità presenti nel modello, al fine di evitare linearizzazioni che nonostante risultino essere validi nell'intorno del punto di lavoro, non permettono poi di utilizzare il regolatore in regioni più estese, un'ottima alternativa è quella di utilizzare un modello ricavato da un approccio detto "Torque-Based", ricavato da opportune trasformazioni qui descritte che consentiranno di ottenere un modello lineare multifrequenza globale.

Riprendiamo adesso in esame la seguente equazione di generazione della coppia:

$$T_{eng}(t) = T_{pot}(q_a(t_{k-1}), n(t_k)) \cdot \eta_\beta(\beta(t_{k-1})) \quad ; \quad \eta(\lambda) = 1 \quad \text{Eq. 3-15}$$

Come si può notare in questa forma la coppia potenziale non dipende dall'angolo di anticipo poiché quest'ultimo compare come termine di rendimento. Nel termine di coppia potenziale invece è contenuta tutta la dinamica dell'aria, sia del collettore di aspirazione che del corpo farfallato.

Supponiamo adesso di essere in regime stazionario con un rendimento di anticipo minore di 1 e con una determinata coppia potenziale T_{pot0} presente. Se in questa condizione si agisce solo sul comando di angolo di anticipo la coppia generata T_{eng} verrà a dipendere solo dalla curva di rendimento di anticipo. In particolare non saranno presenti nessuna dinamica ma solo un ritardo di un pms dovuto all'attuazione dell'anticipo, mentre la coppia potenziale resterà inalterata.

Questa condizione di lavoro viene fortemente usata in pratica e dà la possibilità di ottenere rapide variazioni dinamiche, poiché non viene coinvolta la dinamica lenta dell'aria che influenza invece la coppia potenziale T_{pot} .

È possibile così definire il termine T_r "riserva di coppia", cioè il massimo range di coppia attuabile senza intervenire sulla portata d'aria.

Nella figura seguente è possibile osservare la relazione fra l'angolo di anticipo, la coppia potenziale, la coppia generata e la riserva di coppia.

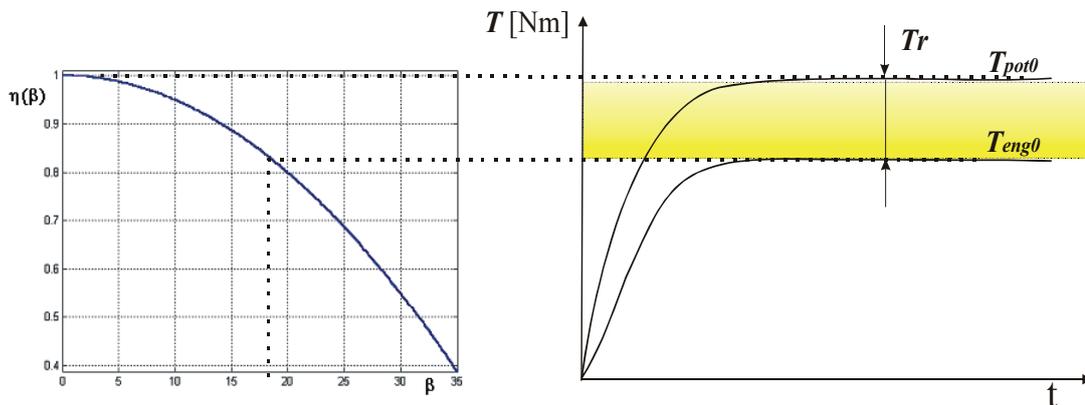


Figura 3-11 Riserva di coppia

È da mettere in evidenza che essendo la riserva di coppia la differenza fra la massima coppia potenziale e la coppia generata, a parità di rendimento di anticipo essa varierà in funzione della massima coppia potenziale stessa. In particolare nelle seguenti equazioni viene messo in evidenza il legame.

$$\begin{aligned}
 T_{eng}(t) &= T_{pot0} \cdot \eta_{\beta}(\beta(t_{k-1})) \\
 T_r(t) &= T_{pot0} - T_{eng}(t)
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 3-16}$$

La riserva di coppia inoltre è una grandezza che può essere solo positiva dato che il rendimento non può essere maggiore di 1.

Risulta allora utile ripensare il motore come un attuatore di coppia, in particolare un generatore di due tipi di coppie con dinamiche legate ai due comandi reali di angolo farfalla e angolo di anticipo accensione.

Si introducono adesso le seguenti definizioni:

- **Coppia Istantanea (T_{ec})**

Con questo termine si indica una coppia motore obiettivo, richiesta al motore tramite l'attuazione dell'anticipo di accensione, effettuata da una corrispondente catena di calcolo.

L'aggettivo istantanea si riferisce al fatto che nella sua realizzazione, a meno di un passo di ritardo, non è presente nessuna dinamica, ossia:

$$\begin{aligned} T_{ec}(t_k) &= T_{pot0} \cdot \eta_{\beta}(\beta(t_k)) \\ T_{eng}(t_k) &= T_{ec}(t_{k-1}) \end{aligned} \quad \text{Eq. 3-17}$$

- **Coppia Predetta (T_{pc})**

Con questo termine viene indicata una coppia potenziale obiettivo, richiesta al motore pilotando il sistema aria, ossia la valvola a farfalla. L'aggettivo predetta si riferisce al fatto che è calcolata in previsione di una certa coppia potenziale che assicura una data riserva di coppia.

Il valore di questa coppia dovrà essere sempre maggiore della coppia istantanea.

- **Coppia Potenziale stimata (T_{pe})**

Si indica con questo termine la stima della coppia potenziale attualmente disponibile dal motore, ossia la coppia generata che si avrebbe nel caso in cui il rendimento di anticipo d'accensione fosse unitario.

Questa sarà considerata l'uscita del modello virtuale, e verrà usata, nel controllo, come grandezza misurata su cui effettuare la retroazione.

Nel seguente grafico di Figura 3-12 è mostrato l'andamento fra queste due grandezze e le corrispondenti coppie realizzate.

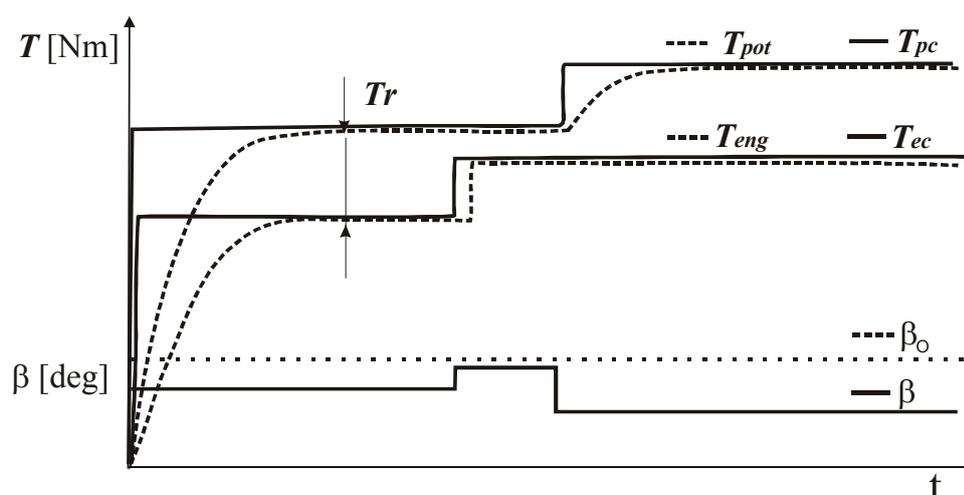


Figura 3-12 Coppia Istantanea e Coppia Predetta

Come si osserva dal grafico nella generazione di coppia motore T_{eng} non sono presenti dinamiche, ma solo un ritardo, mentre nella realizzazione della coppia potenziale T_{pot} è presente la dinamica del collettore di aspirazione.

Nel grafico è riportato anche l'andamento dell'angolo di anticipo accensione β , sovrapposto all'angolo di anticipo ottimale β_0 , è da evidenziare che mentre la prima variazione positiva corrisponde ad un gradino di coppia istantanea, il secondo gradino negativo corrisponde ad un gradino positivo di coppia potenziale.

La costruzione di questi due segnali di comando permette così di disaccoppiare l'effetto dei due comandi fisici sulle coppie motore generata e potenziale. Come si nota dal grafico se non si gestiscono però opportunamente i due comandi virtuali, la riserva di coppia, pari alla differenza delle due, non mantiene valori costanti. A tal fine il gestore dei comandi virtuali, ad una variazione della coppia potenziale, oltre che ad agire sulla valvola a farfalla farà in modo di mantenere la coppia generata costante per cui interverrà di conseguenza anche sull'angolo di anticipo accensione.

Nel seguente schema è riportata la struttura del modello virtuale:

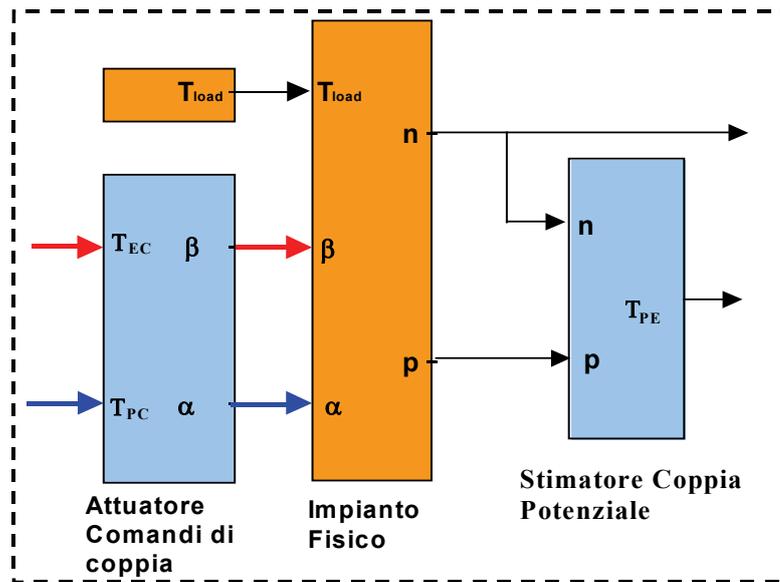


Figura 3-13 Struttura Modello Virtuale

Essenzialmente l'attuatore dei comandi di coppia svolge la funzione di invertire le precedenti equazioni statiche di generazione della coppia predetta ed istantanea nei rispettivi comandi fisici.

In particolare verrà calcolato l'angolo di anticipo accensione nel seguente modo:

$$\beta(t_k) = \eta_{\beta}^{-1} \left(\frac{T_{ec}(t)}{T_{pc}(t)} \right) \quad \text{Eq. 3-18}$$

È da evidenziare che il calcolo dell'anticipo viene effettuato ad ogni PMS.

Per quanto riguarda la conversione da coppia predetta ad angolo farfalla, viene calcolata la corrispondente portata d'aria che serve a generare la coppia potenziale invertendo le equazioni all'equilibrio stazionario. A tale portata corrisponderà una superficie di apertura che verrà convertita in angolo farfalla in base alla geometria della valvola farfalla.

L'aggiornamento del riferimento di angolo farfalla viene effettuato nel nostro caso ogni 12ms, per cui a differenza di quello dell'anticipo ha una frequenza di campionamento costante.

L'angolo così calcolato viene realizzato tramite un regolatore in retroazione sulla misura effettiva dell'angolo farfalla.

Quest'approccio tramite "modello virtuale" permette così di ridurre fortemente la complessità delle equazioni del modello necessarie alla sintesi del controllo.

Ulteriori semplificazioni, in particolare, sono:

- Periodo di PMS considerato costante pari al valore medio nella regione di funzionamento del controllo minimo
- Dinamica dell'aria considerata con costante di tempo costante e ritardo.
- Dinamica della valvola a farfalla controllata considerata trascurabile rispetto alla dinamica dell'aria.
- Coppia potenziale maggiore della coppia generata, ossia riserva di coppia positiva

È possibile così riscrivere l'equazione di aggiornamento del numero di giri nel seguente modo:

$$\dot{n}(t) = K_j (T_{EC}(t_{k-1}) - T_{load}(t)) \quad \text{Eq. 3-19}$$

Per quanto riguarda l'equazione di aggiornamento della coppia potenziale stimata T_{pe} , che rappresenta un'uscita del modello virtuale, è possibile utilizzare il modello del primo ordine di Eq. 3-20, in cui la costante di tempo è considerata costante e coincide con la costante di tempo della pressione di collettore di aspirazione. Tramite l'attuatore dei comandi di coppia questa verrà opportunamente convertita in angolo farfalla.

Nel grafico di Figura 3-14 è mostrato l'andamento della coppia potenziale stimata T_{pe} , in funzione del numero di giri n e della pressione p , i dati sono stati ottenuti per via sperimentale con l'ausilio di un banco motore. All'interno del sistema il calcolo viene effettuato tramite una mappa bidimensionale.

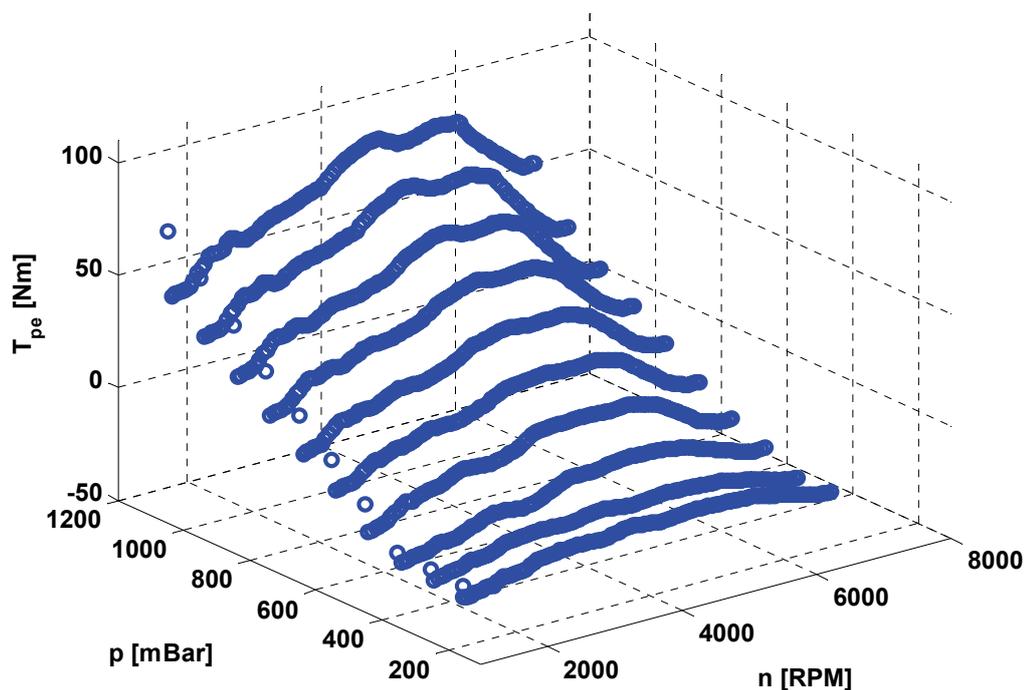


Figura 3-14 Coppia Potenziale Stimata T_{pe}

Si ottiene così la seguente equazione di aggiornamento:

$$\dot{T}_{PE}(t) = \frac{1}{\tau_p} (T_{PC}(t - d_p) - T_{PE}(t)) \quad \text{Eq. 3-20}$$

È possibile ricavare la costante di tempo τ_p utilizzando l'equazione di aggiornamento della pressione, ricavata espandendo l'equazione dell'equilibrio portate (Eq. 3-2). Il valore di questa costante dipende dal numero di giri e dalla pressione stessa ed in condizioni di poco carico, come al minimo, assume valori considerevoli sull'ordine dei 500ms.

Il termine di ritardo d_p dipende anch'esso dal numero di giri poiché, come anticipato, la coppia a disposizione durante la fase di espansione dipende dalla massa d'aria disponibile all'inizio della fase di compressione, dunque un ritardo pari ad un periodo di PMS.

Supponiamo adesso di considerare le due equazioni precedenti (Eq. 3-20 , Eq. 3-19) entrambe in tempo continuo. Questa ipotesi ci permette di ottenere le funzioni

di trasferimento nel dominio di Laplace. In seguito poi verrà effettuata un'opportuna discretizzazione con mantentore di ordine 0 recuperando così l'aspetto ibrido.

Si hanno le seguenti funzioni di trasferimento I/O:

- **Funzione trasferimento Coppia Istantanea - Numero giri**

$$\frac{N(s)}{T_{ec}(s)} = \mathbf{P}_1(S) = e^{-0.044s} \cdot \left(\frac{76}{s} \right) \quad \text{Eq. 3-21}$$

Come si può notare questa funzione di trasferimento è un integratore con ritardo, ritardo pari un periodo di PMS, la cui costante di tempo dipende dal momento di inerzia.

- **Funzione trasferimento Coppia Disturbo - Numero giri**

$$\frac{N(s)}{T_{load}(s)} = \mathbf{P}_{1d}(S) = \left(\frac{76}{s} \right) \quad \text{Eq. 3-22}$$

Questa funzione di trasferimento è dello stesso tipo della precedente, ma non compare nessun ritardo, dato che l'effetto di un disturbo di coppia sull'albero motore comporta immediatamente un effetto sul numero giri.

- **Funzione trasferimento Coppia Predetta - Coppia Potenziale stimata**

$$\frac{T_{pe}(s)}{T_{pc}(s)} = \mathbf{P}_2(S) = e^{-0.044s} \cdot \left(\frac{2}{s+2} \right) \quad \text{Eq. 3-23}$$

Questa funzione di trasferimento è un sistema del primo ordine con ritardo, la cui costante di tempo è pari a 500ms ossia pari alla dinamica del collettore di aspirazione valutata a 680 rpm, valore nominale del regime di minimo.

Le funzioni di trasferimento appena descritte hanno validità fintanto che il valore di riserva di coppia si mantiene positivo, ossia $T_{ec} < T_{pc}$.

Discretizzando le precedenti equazioni, con metodo Zoh (Zero order Hold), con tempo di campionamento t_{c1} pari a 44ms (un periodo di PMS a 680 rpm) per l'equazione del numero giri, e un tempo di campionamento t_{c2} pari a 12ms per

l'equazione della coppia potenziale, si ottiene il seguente modello costituito da due sistemi tempo discreti lineari SISO (Single Input Single Output), dove la variabile “ d ” rappresenta l'operatore di ritardo definito come: $dy(t) := y(t - 1)$.

$$\begin{cases} n(d) = \mathbf{P}_1(d)T_{EC}(d) + \mathbf{P}_{1d}(d)T_{load}(d) \\ T_{PE}(d) = \mathbf{P}_2(d)T_{PC}(d) \end{cases} \quad \text{Eq. 3-24}$$

con:

$$\mathbf{P}_1(d) = \frac{B_1(d)}{A_1(d)} \quad \mathbf{P}_2(d) = \frac{B_2(d)}{A_2(d)} \quad \mathbf{P}_{1d}(d) = \frac{C_1(d)}{A_1(d)} \quad \text{Eq. 3-25}$$

Le coppie polinomiali ottenute (A_1, B_1) , (A_1, C_1) e (A_2, B_2) sono tutte coprime.

È da mettere in evidenza inoltre che $B_1(d) = d \cdot C_1(d)$, dato che fra le due funzioni di trasferimento corrispondenti è presente un ritardo di un periodo di PMS che nel dominio tempo discreto coincide con un passo di ritardo rappresentato dall'operatore d .

3.4 Conclusioni

Partendo dalle equazioni del modello fisico del motore, ottenute integrando un modello matematico ai dati sperimentali, si è introdotto l'aspetto ibrido dovuto alle grandezze con evoluzione tempo discreta aperiodiche generate dall'evento PMS.

Infine sfruttando l'approccio Torque-Based si sono ottenute equazioni semplificate in forma di coppia che hanno permesso di ottenere un modello, da utilizzare per la sintesi del controllo, lineare tempo discreto multifrequenza. È da evidenziare che il modello ottenuto, sotto particolari condizioni, è costituito da due sottosistemi SISO a differenza del modello fisico di partenza di tipo MIMO.

Tutti i parametri utilizzati nel modello, con i corrispondenti valori, sono riportati nella tabella in appendice C.

4 Sintesi del controllo

Il modello appena descritto ha permesso di disaccoppiare il sistema fisico MIMO (Multiple Input Multiple Output) in due sottosistemi SISO a patto che si rispettino come anticipato alcune condizioni, quali:

- Variazione del numero di giri limitata
- Mantenimento di una determinata riserva di coppia

La prima condizione viene rispettata direttamente dall'obiettivo di controllo, cioè quello di mantenere il numero di giri su un determinato valore di riferimento n_r .

Per la seconda condizione l'approccio è stato quello di costruirsi un secondo obiettivo che è proprio la riserva di coppia T_{pr} .

La scelta di un obiettivo di riserva di coppia T_{pr} è stato dettata anche da una richiesta di prestazioni, in quanto, come anticipato, la presenza della riserva di coppia permette un maggior intervento da parte della coppia istantanea che ha un effetto immediato sulla coppia generata. Per cui ad esempio una maggior capacità di reazione ai disturbi imprevedibili agenti sull'albero motore.

Si ottiene così la struttura proposta di controllo indicata nella Figura 4-1.

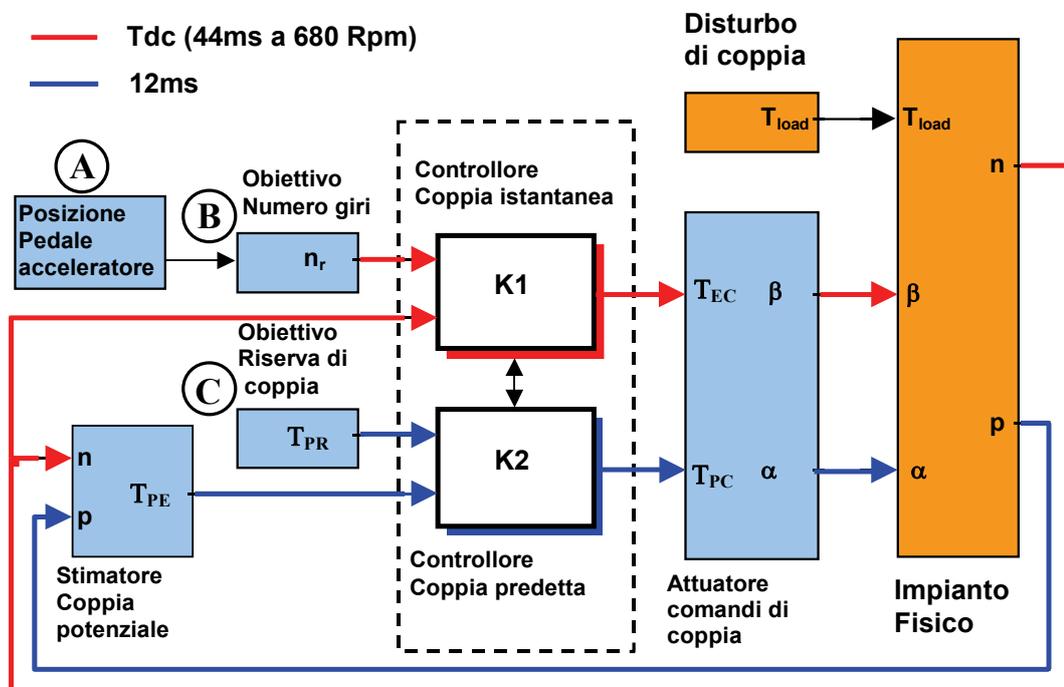


Figura 4-1 Struttura di controllo

Nello schema a blocchi sono presenti le parti che compongono il modello-virtuale costituito dall'attuatore dei comandi di coppia, dall'impianto fisico e dallo stimatore di coppia potenziale, descritti in 3.3.

Il blocco **A** (*Posizione pedale acceleratore*) ha la funzione di convertire la posizione del pedale in percentuale compresa fra 0-100%, tale percentuale viene inoltre convertita in numero giri di riferimento n_r tramite il blocco **B** (*obiettivo numero giri*).

Il blocco **C** (*obiettivo riserva di coppia*) ha la funzione di generare il riferimento di riserva di coppia T_{PR} , in questo schema non presenta dipendenze dal resto del sistema, ma eventualmente può essere reso anch'esso variabile anziché costante.

L'algoritmo di controllo è costituito da due regolatori SISO:

- **Controllore Coppia Istantanea – $K1(d)$**

Questo controllore ha la funzione di regolare il numero di giri del motore, che in alcune condizioni dipende anche dalla posizione del pedale acceleratore e di fare reiezione ai disturbi di coppia.

Questo controllore agisce sul comando di coppia istantanea.

La scelta di comandare la coppia istantanea è dovuta, come accennato in precedenza, alla necessità di una rapida reiezione ai disturbi.

- **Controllore Coppia Predetta - $K2(d)$**

Questo secondo regolatore si occupa di regolare la riserva di coppia T_{pr} , con determinate prestazioni in termini di sovraelongazione e tempi di salita.

Questo controllore agisce sul comando di coppia predetta.

Un adeguata riserva di coppia permette così al primo regolatore di avere una dinamica di intervento più elevata. Tanta più riserva di coppia è disponibile e maggiore sarà la capacità di reiezione ai disturbi. Ma minore, tuttavia, l'efficienza per cui più alti i consumi.

Un ulteriore vantaggio nella presenza di un riferimento di riserva di coppia è quello di poter eventualmente modificare tale riferimento in modo da adattarsi a varie situazioni di carico motore. Per cui, ad esempio, in presenza di carichi

predicibili presenti si potrebbe ridurre il valore di riserva di coppia riducendo così i consumi. Viceversa aumentare la riserva di coppia, nei casi in cui nessun carico è applicato, in modo che il sistema sia più pronto all'attivazione di disturbi non predicibili.

Questa scelta è risultata vincente rispetto ad altre soluzioni usate in passato, perché grazie ai due comandi di coppia e grazie alla costruzione dell'obiettivo di riserva di coppia si è resa possibile una miglior gestione delle prestazioni, una maggior robustezza dovuta al disaccoppiamento ed in particolare una metodologia di taratura più semplice.

Sono di seguito descritte le tecniche di sintesi utilizzate per ciascun regolatore, le prestazioni ottenute in fase di sviluppo e l'implementazione adottata.

4.1 Specifiche richieste dal costruttore

Le specifiche richieste dal cliente, per il controllo del minimo, sono definite tramite prove sperimentali da eseguirsi in vettura. Le prove sono orientate a verificare la reiezione ai disturbi, la capacità di inseguimento del riferimento giri ed infine la guidabilità. Le prove coinvolgono sia il funzionamento in folle che in trazione, con riferimento giri sia costante che variabile.

Ulteriore specifica richiesta è la complessità computazionale dell'algoritmo, definita da un ordine massimo pari a 5 per ciascun regolatore.

Inoltre sono state definite specifiche di robustezza in termini di margini minimi di stabilità, in particolare: per il regolatore di Coppia Istantanea un margine di guadagno di 4 dB ed un margine di fase di 25°, per il regolatore di Coppia Predetta un margine di guadagno di 8 dB ed un margine di fase di 60°.

4.2 Regolatore Coppia Istantanea

La sintesi di questo regolatore è risultata la parte più delicata e importante dell'intero progetto dato che dalle caratteristiche di questo regolatore dipendono le prestazioni principali dell'intero sistema in termini di reiezione ai disturbi, obiettivo principale del lavoro.

In base ad alcune considerazioni, quali la flessibilità e la conoscenza precisa del modello dell'impianto, la scelta si è orientata ad un controllo ottimo con approccio

polinomiale, avendo infatti piena libertà sulla legge di controllo in termini di risposta in frequenza ed in termini di complessità del regolatore, cioè di ordine, con un limite comunque imposto dall'implementazione software in termini di calcolo computazionale, aspetto molto delicato in ambito industriale.

La tecnica utilizzata ha preso spunto dalla tecnica di sintesi diretta con metodi analitici di tipo "deadbeat" cioè a tempo minimo. Normalmente questa tecnica viene utilizzata per fare in modo che l'inseguimento di un riferimento a gradino venga raggiunto in un determinato numero di passi di tempo di campionamento ed in particolare nel minor numero di passi.

La tecnica di sintesi adottata ha preso spunto dall'approccio "deadbeat" ma anziché garantire l'inseguimento a tempo minimo del riferimento, viene garantita la reiezione a tempo minimo del disturbo.

La tecnica è stata ulteriormente raffinata, perché in genere questa soluzione comporta la generazione di successione di comandi troppo elevati e ad una robustezza limitata.

Così si è estesa questa tecnica cercando di rilassare la successione dei comandi e cercando un giusto compromesso fra prestazioni e robustezza.

Nei dettagli la tecnica adottata si basa sull'imporre che la risposta ad un gradino di disturbo ad anello chiuso sia tipo FIR (Finite Impulse Response) con lunghezza dipendente direttamente dall'ordine del regolatore, nello stesso tempo però l'obiettivo è anche quello di fare in modo che l'undershoot sia il più piccolo possibile, cioè proprio le specifiche richieste. Si sono poi inseriti dei coefficienti aggiuntivi nella risposta al gradino per rilassare il problema, la scelta di questi parametri è stata infine ottenuta minimizzando un funzionale di costo sull'ampiezza dei comandi in particolare sulla norma- ∞ della successione dei comandi.

4.2.1 Controllo DeadBeat ottimo $l-\infty$

Di seguito viene trattata la tecnica di sintesi riferita ad un impianto generico descritto nella seguente Figura 4-2.

Tale tecnica ha preso spunto da un precedente lavoro vedi [12] ed è stata adattata al problema in questione di reiezione ai disturbi.

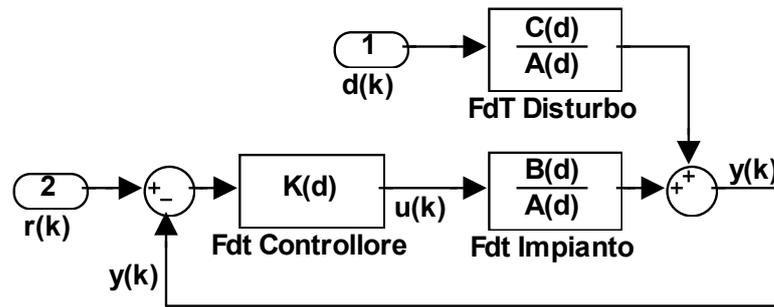


Figura 4-2 Struttura di controllo Regolatore Coppia Istantanea

Per semplicità viene posto la successione di riferimento $r(k)=0$, dato che l'obiettivo della sintesi della legge di controllo è la reiezione al disturbo $d(k)$ indipendentemente dal riferimento.

$$Y(d) = \frac{B(d)}{A(d)}U(d) + \frac{C(d)}{A(d)}D(d) \quad \text{Eq. 4-1}$$

Siano le $Y(D)$ $U(D)$ e $D(d)$ le trasformate- D rispettivamente dell'uscita, dell'ingresso e del disturbo $y(k)$ $u(k)$ e $d(k)$.

Sia la funzione di trasferimento $\frac{B(d)}{A(d)}$ strettamente causale mentre causale $\frac{C(d)}{A(d)}$, inoltre $B(d) = d(C(d))$, cioè come anticipato le due funzioni di trasferimento risultano essere uguali a meno di un ritardo presente rispetto all'ingresso di comando dell'impianto.

Si assuma che la successione dei disturbi $d(k)$ abbia un generatore razionale, nel dominio- D , dato dal seguente rapporto di polinomi:

$$D(d) = \frac{B_d(d)}{A_d(d)} \quad \text{Eq. 4-2}$$

Con radici di $A_d(d)$ all'esterno del cerchio unitario $|d| \geq 1$. Questo implica che le successioni corrispondenti nel tempo siano non decrescenti comprendendo per cui segnali a gradino e rampa.

Si assuma inoltre:

$$\begin{cases} (A, B) & \text{Coprime con } A(0) \neq 0, B(0) = 0 \\ (A_d, B_d) & \text{Coprime con } A(0) \neq 0 \end{cases} \quad \text{A. 4-1}$$

Si definisce adesso la legge di controllo fra l'uscita $y(k)$ e ingresso di comando $u(k)$ come $U(d) = -K(d)Y(d)$ con la funzione di trasferimento $K(d)$ generata nel seguente modo:

$$K(d) = \frac{S(d) + A(d)Q(d)}{R(d) - B(d)Q(d)} \quad \text{Eq. 4-3}$$

Questa rappresentazione YBJK [15], con $Q(d)$ una qualsiasi funzione di trasferimento causale e asintoticamente stabile, della funzione di trasferimento $K(d)$, permette di esprimere tutta la classe dei controllori stabilizzanti per l'impianto descritto dall'equazione (Eq. 4-1), a patto che la coppia di polinomi (R, S) soddisfi la seguente equazione di **Bezout**:

$$A(d)R(d) + B(d)S(d) = 1 \quad \text{Eq. 4-4}$$

Grazie all'assunzione (A. 4-1) su (A, B) , l'equazione (Eq. 4-4) è sempre risolvibile con $\deg(S) < \deg(A)$ e $\deg(R) < \deg(B)$, dove \deg indica il grado del polinomio.

Come anticipato la legge di controllo scelta per questo regolatore è del tipo "Deadbeat" o anche detta a tempo minimo, ossia tale che l'uscita $y(k)$ in seguito ad un gradino applicato al disturbo $d(k)$ torna a 0 dopo un numero finito di passi $k = N_d$ e $y(k) = 0 \quad \forall k \geq N_d$.

Nella sintesi di questa categoria di regolatori occorre tener conto di un fenomeno di oscillazioni che si verifica nel sistema tempo continuo controllato. In pratica nascono dei modi di oscillazione con periodo pari al tempo di campionamento tali che nel tempo discreto non sono osservabili. Occorre allora imporre che la risposta all'uscita sia del tipo $y(t) \equiv 0, \forall t \geq t_d = N_d T$ dove T è il tempo di campionamento, cioè fare in modo che l'uscita valga zero anche all'interno degli intervalli di campionamento.

Questa condizione viene rispettata se la successione degli incrementi dei comandi $\Delta U(d) = (1-d)U(d)$ è anch'essa di tipo "deadbeat" cioè se va a 0 dopo un numero finito di passi. Questo implica che $\Delta U(d)$ sia un polinomio di grado finito.

Per determinare la funzione di trasferimento $Q(d)$ occorre decomporre i polinomi $B(d), A_d(d), B_d(d)$ e $C(d)$ in prodotti di polinomi stabili e instabili, ossia con radici rispettivamente all'esterno ed all'interno del cerchio unitario, nel seguente modo:

$$B = B^- B^+ \quad A_d = A_d^- A_d^+ \quad B_d = B_d^- B_d^+ \quad C = C^- C^+ \quad \text{Eq. 4-5}$$

Dove l'indice $-$ indica la parte instabile del polinomio, cioè quello contenente radici in $|d| \leq 1$, mentre l'indice $+$ indica la parte strettamente stabile del polinomio cioè con radici in $|d| > 1$.

Si assume inoltre che:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet (A_d, B) \text{ Coppia polinomiale coprime} \\ \bullet A_d \text{ sia fattore di } (1-d)C^- \text{ ossia tale che} \\ \text{esista un polinomio } G \text{ per cui } (1-d)C^- = GA_d \end{array} \right. \quad \text{A. 4-2}$$

Soddisfatte le assunzioni (A. 4-1) e (A. 4-2), è possibile ottenere il seguente parametro di Youla Q (utilizzato nell'equazione Eq. 4-3) per i controllori di tipo deadbeat ripple-free, e le corrispondenti risposte ad anello chiuso $Y(d)$ e $\Delta U(d) = (1-d)U(d)$ in funzione del parametro polinomiale $W(d)$ come segue:

$$Q = \frac{Z_o + A_d(T_o + B^+ W)}{C^+ B^+ B_d^+} \quad \text{Eq. 4-6}$$

$$Y = Y_o - C^- B^- B_d^- [T_o + B^+ W] \quad \text{Eq. 4-7}$$

$$\Delta U = GB_d^- (SC^+ B_d^+ + A[V_o + A_d W]) \quad \text{Eq. 4-8}$$

Dove la coppia (Y_o, Z_o) è la soluzione a grado minimo rispetto a Y , cioè tale che $\deg(Y) < \deg(C^- B^- B_d^-)$, della seguente equazione diafontina:

$$CB_d R - A_d Y = ZC^- B^- B_d^- \quad \text{Eq. 4-9}$$

Mentre la coppia (V_o, T_o) è la soluzione a grado minimo rispetto a T , cioè tale che $\deg(T_o) < \deg(B^+)$, della seguente equazione diafontina:

$$B^+ V - A_d T = Z_o \quad \text{Eq. 4-10}$$

Si dimostra di seguito come questa soluzione permette di rispettare la condizione di regolatore *deadbeat ripple-free*.

Dimostrazione:

Sostituendo le equazioni (Eq. 4-3), (Eq. 4-4) all'interno della (Eq. 4-1) si ottengono le seguenti equazioni rispettivamente dell'uscita e dell'ingresso:

$$\begin{cases} Y(d) = C(R - BQ) \frac{B_d}{A_d} \\ U(d) = C(S + AQ) \frac{B_d}{A_d} \end{cases} \quad \text{Eq. 4-11}$$

Adesso mettendo in evidenza $Q(d)$ dalla prima equazione di (Eq. 4-11) si ottiene:

$$Q(d) = \frac{CB_d R - A_d Y}{CB_d B} \quad \text{Eq. 4-12}$$

L'esistenza di un polinomio Y tale che $Q(d)$ sia asintoticamente stabile è data direttamente dalla risolvibilità dell'equazione diafontina (Eq. 4-9). Questa è risolvibile grazie alle assunzioni (A. 4-1) e (A. 4-2).

Infatti sostituendo nella (Eq. 4-12) la (Eq. 4-7) ed utilizzando la diafontina (Eq. 4-9) si ottiene:

$$\begin{aligned} Q &= \frac{CB_d R - A_d Y_o + A_d C^- B^- B_d^- (T_o + B^+ W)}{C B B_d} \\ \Rightarrow Q &= \frac{Z_o + A_d (T_o + B^+ W)}{C^+ B^+ B_d^+} = \frac{Z}{C^+ B^+ B_d^+} \end{aligned} \quad \text{Eq. 4-13}$$

Grazie alla coprimezza fra A_d e $C^-B^-B_d^-$, per cui $Q(d)$ ha tutte le radici al denominatore stabili, garantendo così la stabilità del controllore $K(d)$.

Adesso occorre dimostrare che la risposta del regolatore sia *ripple-free* ossia occorre determinare che la successione incrementale dei comandi $\Delta U(d)$ sia anch'essa polinomiale.

Sostituendo il risultato della (Eq. 4-13) nella seconda equazione della (Eq. 4-11) ed utilizzando la seconda assunzione della (A. 4-2) si ottiene:

$$\begin{aligned}\Delta U(d) &= (1-d)C \left(S + A \frac{Z}{C^+B^+B_d^+} \right) \frac{B_d}{A_d} \\ \Rightarrow \Delta U(d) &= G \left(S + A \frac{Z}{C^+B^+B_d^+} \right) B_d \\ \Rightarrow \Delta U(d) &= GB_d^- \left(\frac{SC^+B^+B_d^+ + AZ}{B^+} \right)\end{aligned}\tag{Eq. 4-14}$$

A questo punto affinché si ottenga un polinomio occorre che B^+ sia fattore di Z espandendo la precedente equazione si ottiene:

$$\Delta U(d) = GB_d^- \left(\frac{SC^+B^+B_d^+ + A(Z_0 + A_d(T_0 + B^+W))}{B^+} \right)\tag{Eq. 4-15}$$

Inoltre utilizzando l'equazione diafontina (Eq. 4-10) al posto di Z_0 , ed effettuando le varie semplificazioni a patto che la coppia (A_d, B) sia coprime come garantito dalla prima equazione dell'assunzione (A. 4-2), si ha :

$$\begin{aligned}\Delta U(d) &= GB_d^- \left(\frac{SC^+B^+B_d^+ + A(B^+V_0 + A_dB^+W)}{B^+} \right) \\ \Rightarrow \Delta U(d) &= GB_d^- (SC^+B_d^+ + A(V_0 + A_dW))\end{aligned}\tag{Eq. 4-16}$$

Ottenendo così una successione polinomiale.

Si è così dimostrato sia la condizione di stabilità del regolatore che la condizione di *ripple-free*.

E' da evidenziare che la successione W che rappresenta la risposta all'impulso di un sistema asintoticamente stabile.□

Il polinomio $W(d)$ permette così di ottenere una serie di regolatori con dei coefficienti arbitrari che si possono scegliere minimizzando un funzionale di costo, data la natura del regolatore Deadbeat che porta l'uscita nel minor numero di passi a 0 si è scelto come funzionale di costo la norma- ∞ della successione dei comandi incrementali permettendo così di ridurre i consumi.

Si definisce così il seguente problema:

$$\min_{w \in \mathbb{R}^n[d]} \|\Delta U\|_{A^\infty} \quad \text{P. 4-1}$$

La minimizzazione di questo funzionale equivale alla minimizzazione della successione incrementale $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$, in base alla seguente eguaglianza data dal teorema di Parseval:

$$\|H(d)\|_{A^\infty} \equiv \|h(k)\|_\infty, \text{ dove } H(d) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)d^k \text{ è la trasformata-}D \text{ di una generica}$$

successione limitata $h(k)$.

Questo problema è di facile risolvibilità (vedi [11] e [12]). Infatti è dimostrato che il problema di minimizzazione delle risposte per sistemi FIR (Finite Impulse Response) è equivalente ad un problema di "Fitting" lineare in norma- ∞ (LCDF *Linear Chebyshev Data Fitting*) che può essere risolto tramite risolutori classici di problemi di Programmazione Lineare (LP).

La risoluzione di questo problema permette così di ottenere un regolatore che in funzione della lunghezza della successione w porta l'uscita a 0 in seguito ad un disturbo a gradino.

4.2.2 Risposte al gradino

In fase di progettazione è stata data particolare attenzione all'analisi della risposta al gradino al disturbo, ai fini di trovare un giusto compromesso fra complessità e prestazioni, sono state effettuate varie prove in funzione della lunghezza dell'ordine del regolatore, applicando un gradino unitario di disturbo $d(k)$.

Di seguito sono riportate le varie risposte al gradino al variare della dimensione del regolatore a partire dalla dimensione minima di 3 che permette di rispettare tutte le condizioni di realizzabilità fino ad una dimensione massima di 5 oltre la quale risultava troppo dispendioso in termini di calcolo.

Le risposte al gradino vengono ricavate calcolando la funzione di trasferimento fra disturbo $d(k)$ e uscita $y(k)$ e la funzione di trasferimento fra $d(k)$ e $u(k)$.

$$\frac{Y(d)}{D(d)} = \frac{\frac{C(d)}{A(d)}}{1 + K(d)\frac{B(d)}{A(d)}} \quad \frac{U(d)}{D(d)} = -\frac{Y(d)}{D(d)}K(d) \quad \text{Eq. 4-17}$$

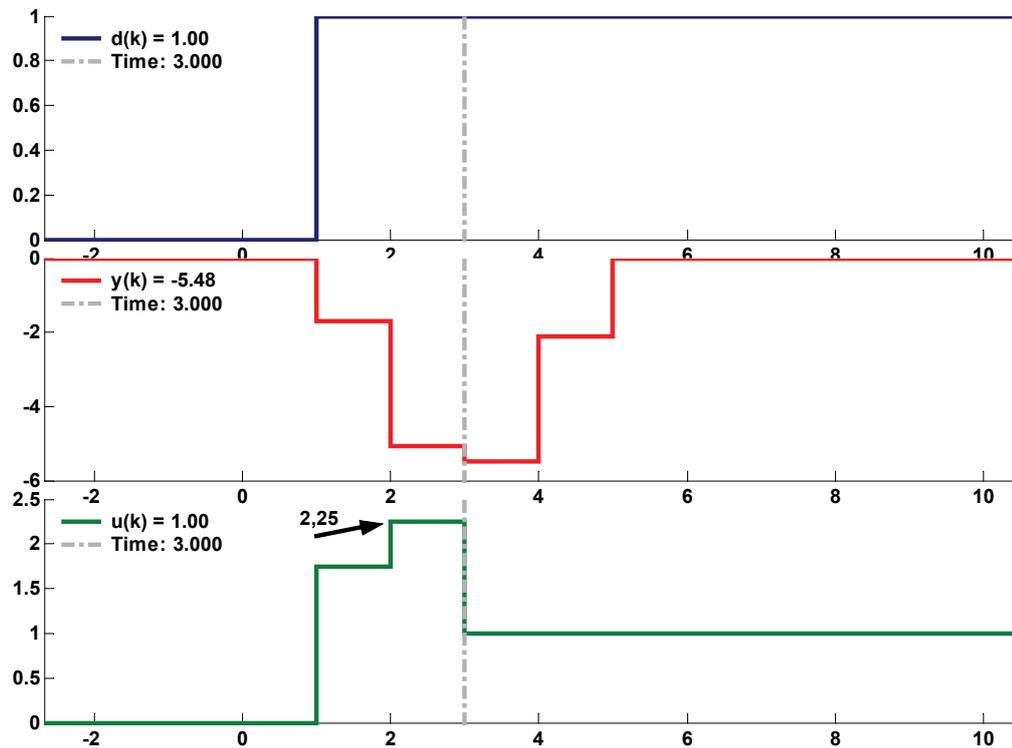


Figura 4-3 Risposta al disturbo $N=3$

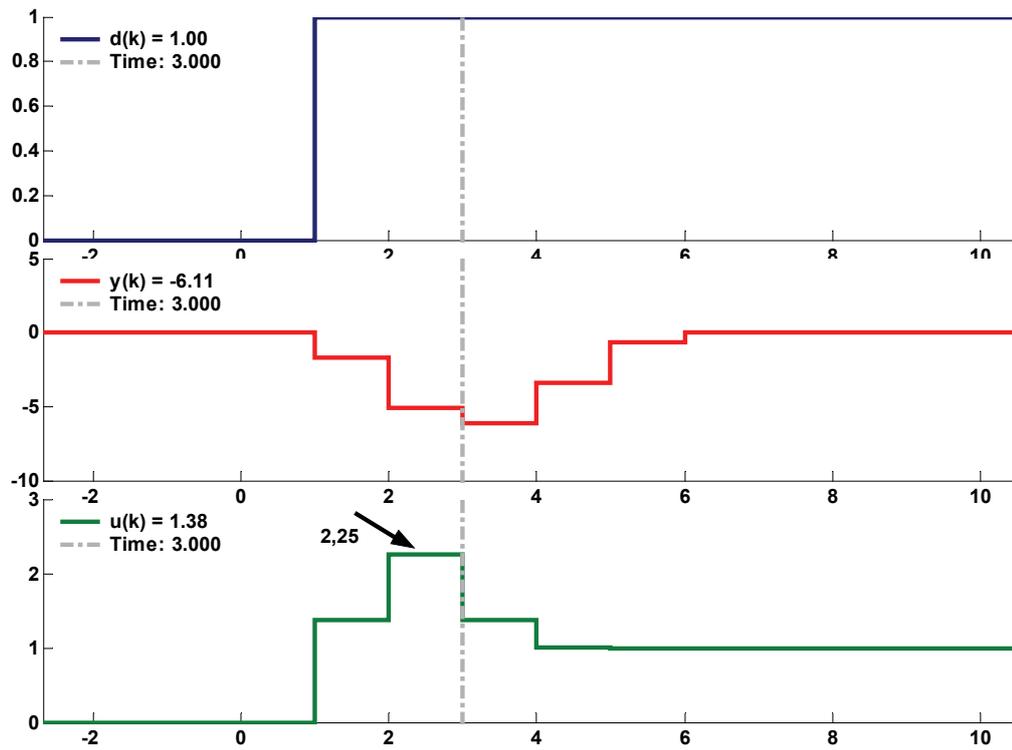


Figura 4-4 Risposta al disturbo N=4

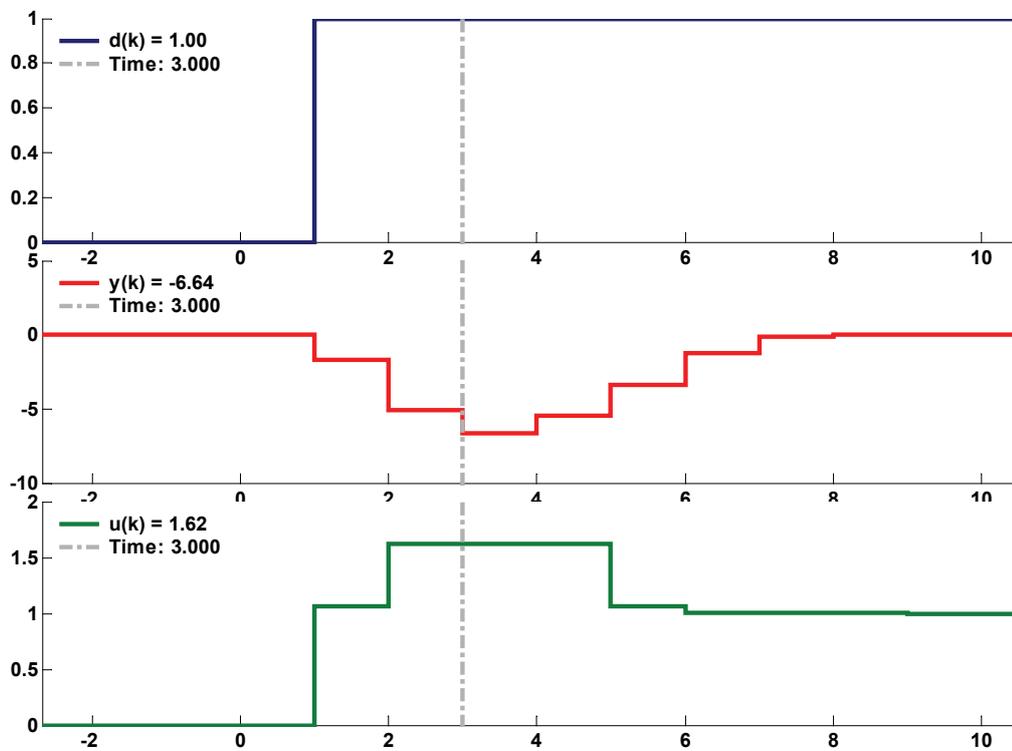


Figura 4-5 Risposta al disturbo N=5

Come si osserva al crescere dell'ordine del regolatore corrisponde un degrado delle prestazioni, in particolare aumenta il tempo di assestamento infatti risulta essere direttamente proporzionale alla dimensione del regolatore, questo avviene perché nella sintesi deadbeat viene imposta ad anello chiuso una risposta di tipo FIR, per cui maggiore sarà il numero di coefficienti più lungo sarà il tempo di assestamento.

Anche l'undershoot risulta aumentare da un minimo di -5.48 per il regolatore di ordine 3 ad un massimo di -6.64 per il regolatore di ordine 5. Questo fenomeno è legato al rilassamento delle prestazioni date dall'aumento dell'ordine.

Un altro importante aspetto da mettere in evidenza è l'andamento dell'ampiezza dei comandi $u(k)$ al variare dell'ordine del regolatore, nel primo caso con $N=3$ si osserva che la successione dei comandi è ottima nel senso "deadbeat", ossia è di lunghezza minima e l'ampiezza massima è pari a 2.25, anche per l'ordine $N=4$ l'ampiezza massima è la stessa ma come si osserva il comando inizia a distribuirsi nel tempo, per $N=5$ infine si ottiene una riduzione sostanziosa del picco di comando raggiungendo un valore pari a 1.62 che però viene mantenuto per un numero di campioni più elevato.

Si è ottenuto così in quest'ultimo caso una riduzione di circa il 30% sull'ampiezza massima del comando.

Da questa prima analisi sembrerebbe che l'unico vantaggio nell'incrementare l'ordine del regolatore sia la riduzione dell'ampiezza massima dei comandi, vantaggio dovuto al fatto che si riduce la possibilità di saturazione nell'attuazione di tali comandi, ma come anticipato questo rilassamento delle prestazioni permette anche di guadagnare in termini di stabilità. Sarà mostrato di seguito un'analisi sui margini di stabilità.

4.2.3 Analisi margini di stabilità

In questa analisi verranno mostrate le risposte ad anello aperto del sistema composto dal regolatore e impianto. Quest'analisi ha l'obiettivo di mettere in evidenza i margini di stabilità in termini di margini di guadagno e margini di fase.

I seguenti diagrammi sono ricavati valutando la risposta in frequenza ad anello aperto fra regolatore e impianto $M_{OL}(\omega)$.

$$M_{OL}(w) = M_{OL}(d) \Big|_{d=e^{j\omega}} \quad \text{dove} \quad M_{OL}(d) = K(d) \frac{B(d)}{A(d)} \quad \text{Eq. 4-18}$$

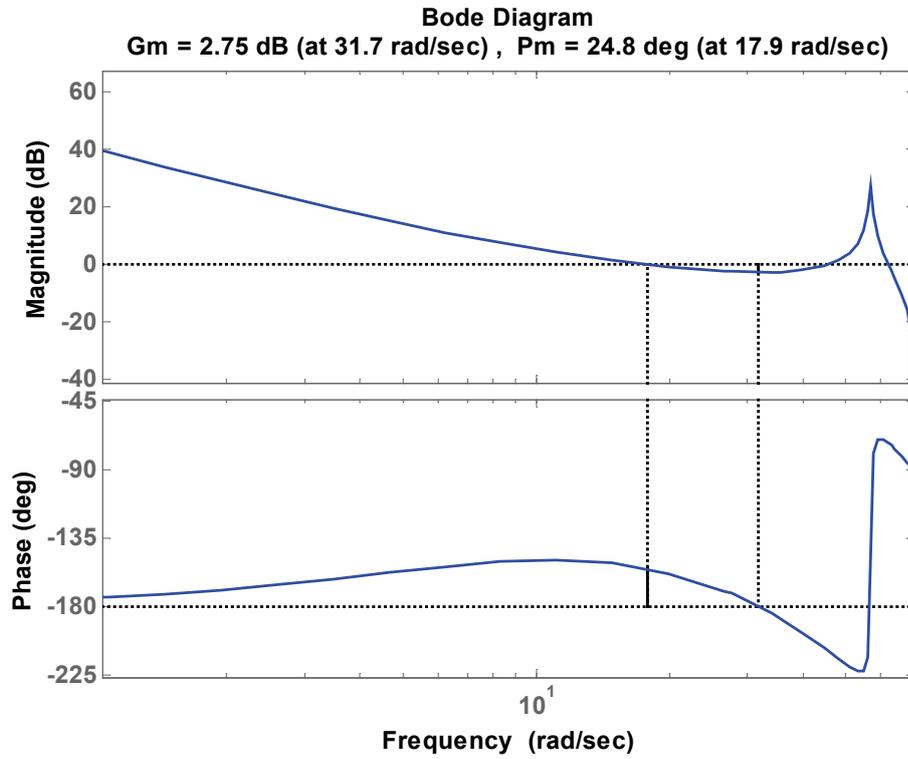


Figura 4-6 Margini di stabilità N=3

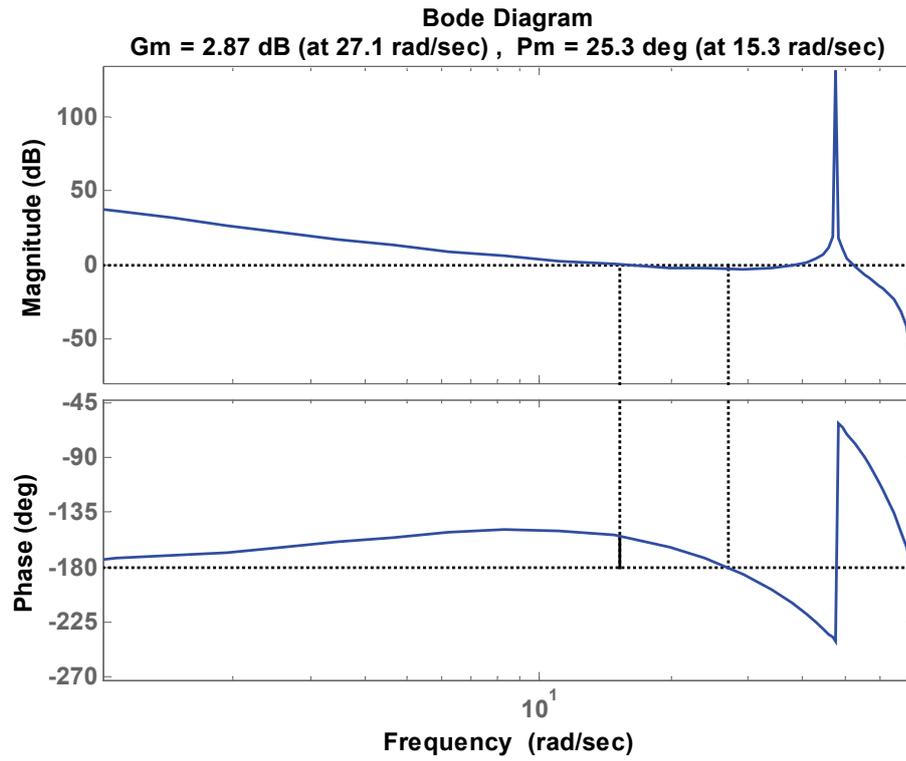


Figura 4-7 Margini di stabilità N=4

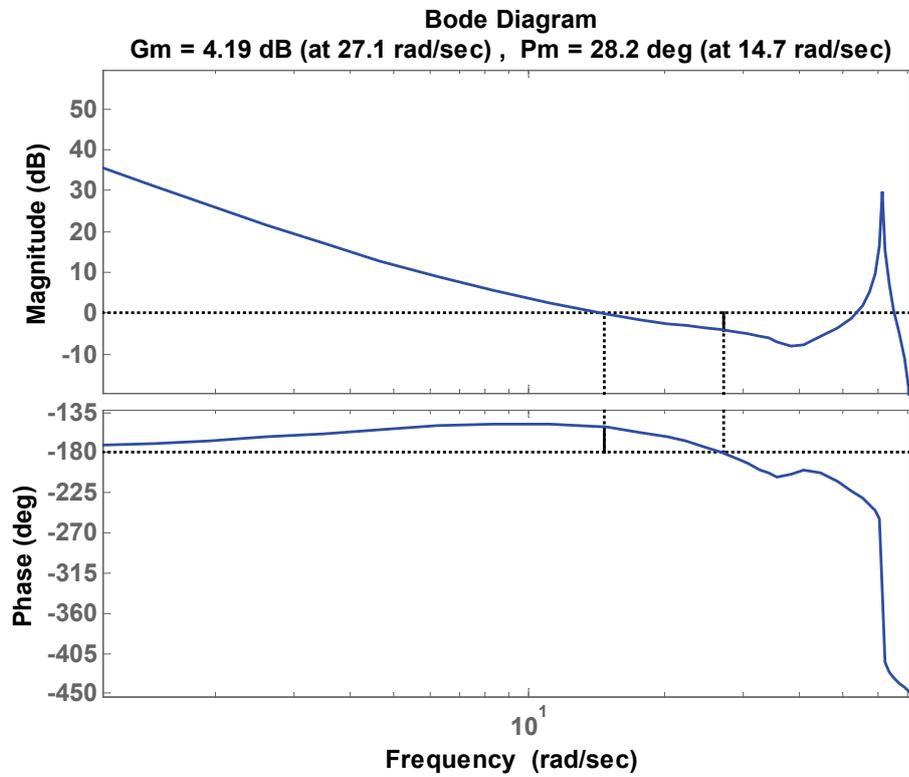


Figura 4-8 Margini di stabilità N=5

Come si osserva dai diagrammi di Bode i margini di stabilità sia di fase che di guadagno aumentano all'aumentare dell'ordine del regolatore, infatti per il margine di fase si passa da un minimo di 24.8° per $N=3$ ad un massimo di 28.2° per $N=5$, un forte miglioramento si ha invece per il margine di guadagno che passa da 2.75 dB a 4.19 dB.

Dai diagrammi di Bode ad anello aperto si può osservare anche che la frequenza di attraversamento si è ridotta all'aumentare dell'ordine, questo comporta una riduzione in termini di prestazioni rispetto all'inseguimento del riferimento, ma ciò non è risultato essere un problema, dato che la banda corrispondente ad anello chiuso è comunque molto elevata rispetto alle richieste di inseguimento.

Questa analisi conferma ulteriormente la necessità di utilizzare un regolatore di dimensione $N=5$.

4.2.4 Risposte in frequenza ad anello chiuso Disturbo-Uscita

Di seguito viene mostrata la risposta in frequenza ad anello chiuso fra disturbo ed uscita per il regolatore scelto con $N=5$, questo grafico riassume l'obiettivo principale della sintesi che è la reiezione a disturbi a gradino, ma si può osservare come si comporta il sistema ad anello chiuso rispetto a tutti i possibili disturbi in ingresso.

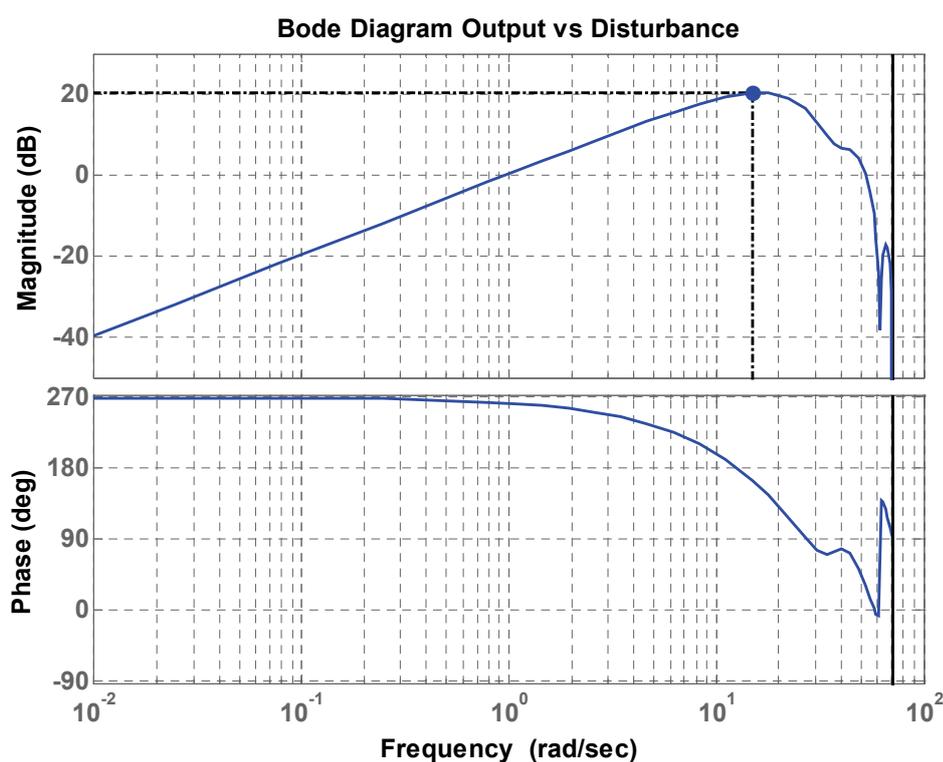


Figura 4-9 Risposta in frequenza Disturbo-Uscita $N=5$

Il sistema ad anello chiuso ha un basso guadagno alle basse frequenze, il che equivale ad assorbire tutti i disturbi costanti, si comporta come un derivatore con una pendenza di +20db/dec fino alla pulsazione di circa 11 rad/sec, dopodiché alle alte frequenze il guadagno torna ad abbassarsi.

Si può osservare una zona critica dai 6-12 rad/sec cioè sulle frequenze da 1 a 2 Hz in cui il sistema risulta essere sensibile a disturbi con tale periodicità. Questo è un problema noto nel settore “automotive”, in quanto esistono disturbi che possono sollecitare tale zona tipo variazioni di carico elettrico dovute all'accensione di lampade intermittenti. Ad ogni modo il guadagno risulta comunque abbastanza basso

dato che disturbi di tale tipo sono comunque di ampiezza bassa sull'ordine di 1-2 Nm che comporta un effetto sulla variazione giri di 10-20 giri nel caso peggiore cioè in cui la frequenza sia a 11 rad/sec (1.75 Hz), variazione comunque che rientra nelle specifiche richieste.

4.3 Regolatore Coppia Predetta

A questo regolatore spetta il compito di garantire la regolazione della riserva di coppia, tramite la generazione del comando di *coppia predetta* T_{pc} .

Le prestazioni di questo controllore, come anticipato, sono legate indirettamente alla dinamica della pressione nel collettore d'aspirazione.

Per la sintesi di questo regolatore è stata adottata una tecnica analitica classica, di tipo "Pole-Placement", vedi [18][20], definendo le prestazioni in termini di tempi di salita e overshoot.

Questa scelta si è rilevata adeguata sia in fase di taratura che in fase di analisi data la sua semplicità.

4.3.1 Sintesi analitica "Pole Placement"

Di seguito viene trattata la tecnica di sintesi riferita ad un impianto tempo discreto generico descritto nella Figura 4-10. Per ulteriori approfondimenti vedi [20].

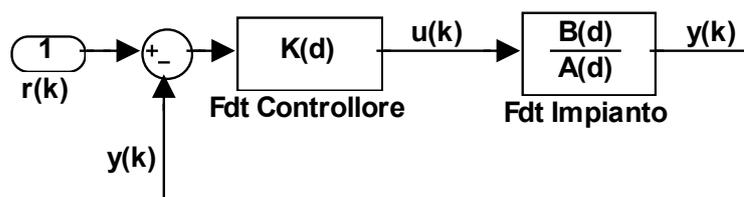


Figura 4-10 Struttura di controllo Regolatore Coppia Predetta

La tecnica si basa sull'imporre la risposta ad anello chiuso pari ad un sistema del 2° ordine come mostrato nell'equazione (Eq. 4-19), i cui coefficienti di smorzamento ξ e di pulsazione naturale ω_n sono ricavati in funzione delle prestazioni richieste.

$$W_0(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{Eq. 4-19}$$

Sono di seguito riportate le formule che permettono di convertire le prestazioni richieste in coefficienti del sistema ad anello chiuso desiderato $W_0(s)$, valide per un sistema del 2° ordine.

$$\begin{cases} S_M = e^{\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} & t_s \cong \frac{2.5}{B_{3db}} \\ B_{3db} = \omega_n \sqrt{1-2\xi^2 + \sqrt{2-4\xi^2 + 4\xi^4}} \end{cases} \quad \text{Eq. 4-20}$$

Dove S_M è la sovraelongazione massima, t_s il tempo di salita, B_{3db} è la banda a 3db espressa in rad/sec.

Il passo successivo consiste nel convertire il sistema $W_0(s)$ in tempo discreto ottenendo così il sistema ad anello chiuso desiderato $W_0(d) = \frac{N_{w0}(d)}{D_{w0}(d)}$.

A questo punto occorre tener conto dei ritardi presenti nell'impianto, dato che affinché il regolatore sia realizzabile occorre che sia di tipo strettamente proprio, ossia non anticipativo, per cui il sistema ad anello chiuso desiderato dovrà avere un ritardo maggiore uguale a quello dell'impianto fisico. Per semplicità e per non peggiorare le prestazioni viene imposto un ritardo uguale a quello dell'impianto per cui al posto della $W_0(d)$ verrà utilizzata la seguente: $W_d(d) = \frac{N_w(d)}{D_{w0}(d)} = \frac{d^m N_{w0}(d)}{D_{w0}(d)}$.

Data la seguente identità che esprime la funzione di trasferimento ad anello chiuso sulla base delle f.d.t. del controllore e dell'impianto:

$$W_d(d) = \frac{Y(d)}{U(d)} = \frac{K(d)P(d)}{1 + K(d)P(d)} \quad \text{Eq. 4-21}$$

è possibile ottenere la f.d.t del controllore $K(d)$ nel seguente modo:

$$K(d) = \frac{S(d)}{R(d)} = \frac{W_0(d)}{P(d) - W_0(d)} = \frac{N_w A}{(N_w - D_{w0})B} \quad \text{Eq. 4-22}$$

Se (A,B) sono coprime e strettamente Hurwitz allora il problema ha un'unica soluzione, il sistema ad anello chiuso risulta essere stabile realizzando così la funzione di trasferimento desiderata $W_d(d)$.

4.3.2 Risposte al gradino

Di seguito sono riportate le risposte al gradino unitario ottenute applicando il metodo di sintesi "Pole-Placement" precedentemente descritto, sono state effettuate varie prove al variare delle prestazioni imposte, in modo che comunque venissero soddisfatte le prestazioni richieste, si è tentato in particolare di cercare di ridurre il più possibile il tempo di salita.

Nei seguenti grafici sono visualizzate oltre che la risposta dell'uscita $y(kT_c)$, anche la successione dei comandi generata $u(kT_c)$ e il confronto con l'uscita $y_{w0}(t)$ del sistema del 2° ordine tempo continuo desiderato $W_0(s)$.

1. Overshoot =5% , Tempo salita = 30ms
2. Overshoot =5% , Tempo salita = 50ms
3. Overshoot =5% , Tempo salita = 80ms

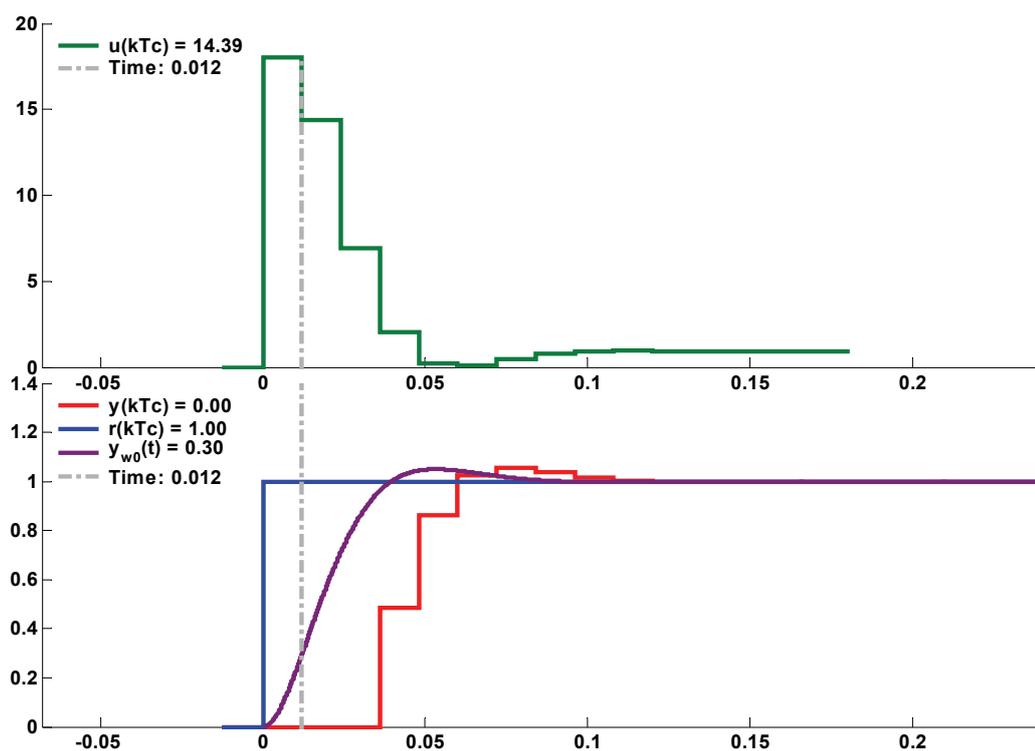


Figura 4-11 Risposta al gradino: Overshoot=5% , Tempo salita= 30ms

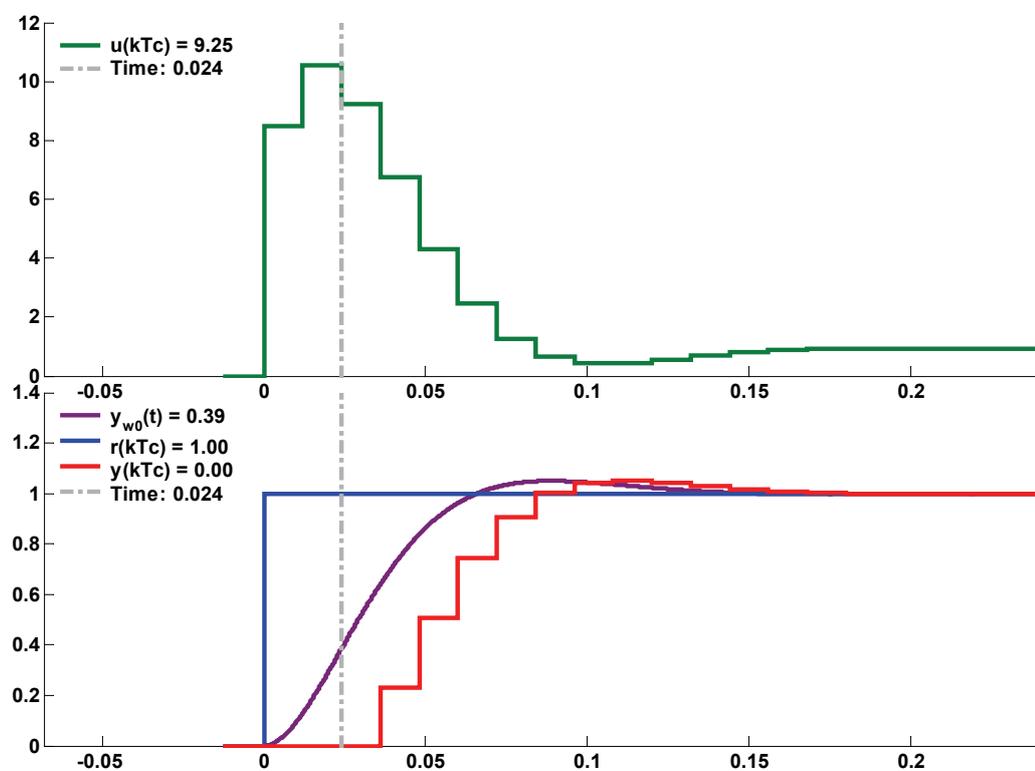


Figura 4-12 Risposta al gradino: Overshoot=5% , Tempo salita= 50ms

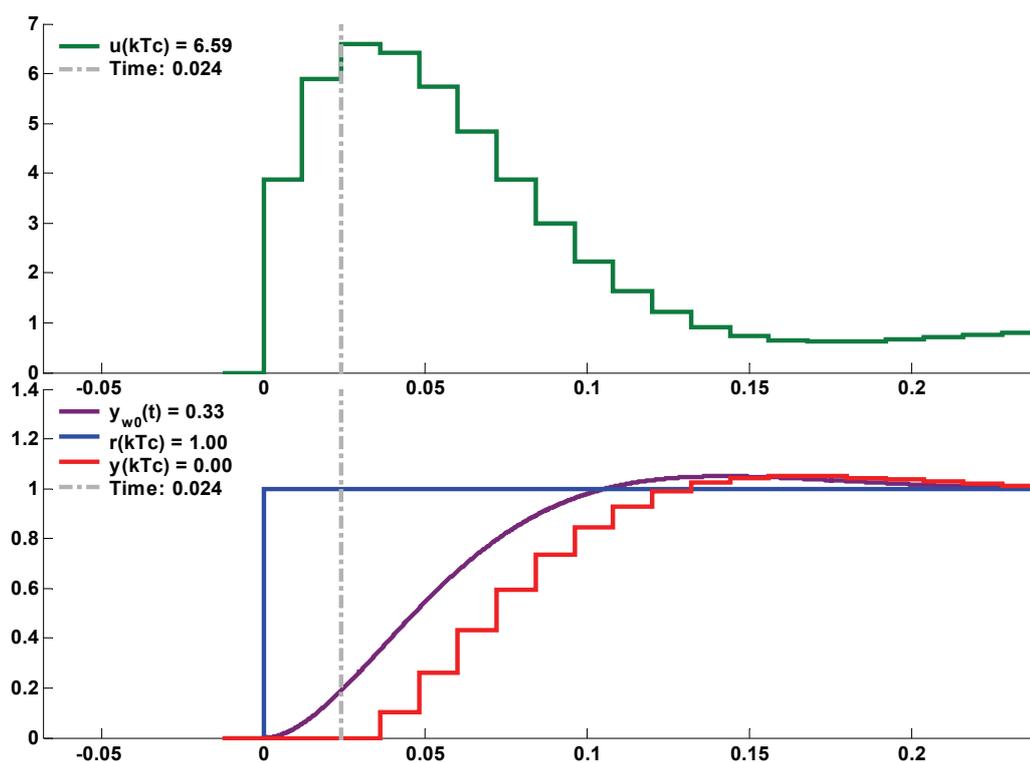


Figura 4-13 Risposta al gradino: Overshoot=5% , Tempo salita= 80ms

Come si può osservare dai precedenti grafici le prestazioni imposte in termini di tempo di salita risultano essere sempre soddisfatte.

Come previsto è presente un ritardo nell'uscita tempo discreto $y(kT_c)$ rispetto a quella tempo continuo desiderata $y_{w0}(t)$.

Per quanto riguarda la successione dei comandi generata per il 1° caso di Figura 4-11 l'ampiezza massima risulta molto elevata pari a 14.39 Nm per recuperare una variazione di 1Nm di riserva di coppia.

4.3.3 Analisi margini di stabilità

In questa analisi verranno mostrate le risposte ad anello aperto del sistema composto dal regolatore e impianto.

Quest'analisi ha l'obiettivo di mettere in evidenza i margini di stabilità in termini di margini di guadagno e margini di fase.

I seguenti diagrammi sono ricavati valutando la risposta in frequenza ad anello aperto fra regolatore e impianto $M_{OL}(\omega)$.

$$M_{OL}(w) = M_{OL}(d) \Big|_{d=e^{j\omega}} \quad \text{dove} \quad M_{OL}(d) = K(d) \frac{B(d)}{A(d)} \quad \text{Eq. 4-23}$$

Come la precedente analisi vengono valutati i tre possibili regolatori ricavati imponendo le seguenti prestazioni ad anello chiuso:

1. Overshoot = 5% , Tempo salita = 30ms
2. Overshoot = 5% , Tempo salita = 50ms
3. Overshoot = 5% , Tempo salita = 80ms

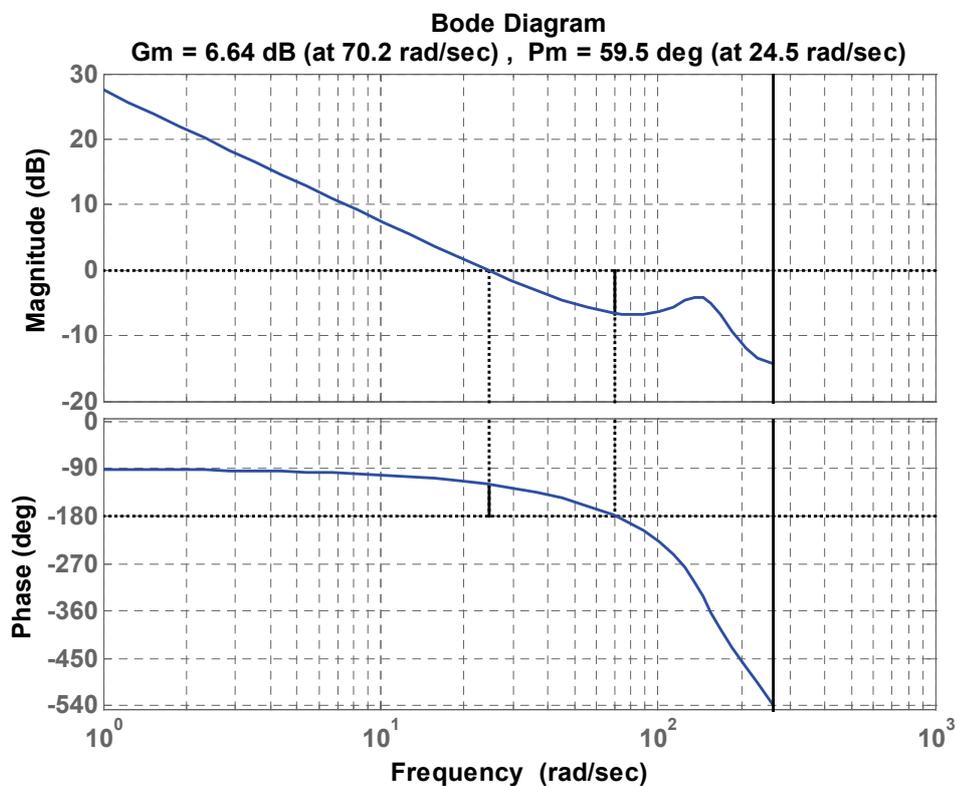


Figura 4-14 Margini di stabilità: Overshoot=5% , Tempo salita= 30ms

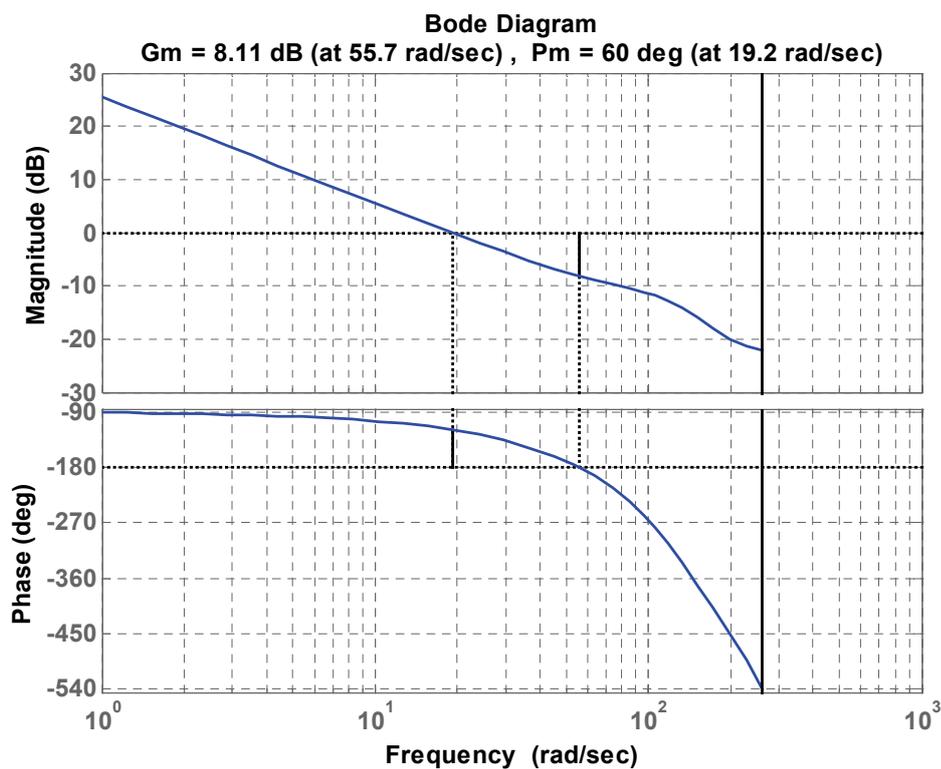


Figura 4-15 Margini di stabilità: Overshoot=5% , Tempo salita=50ms

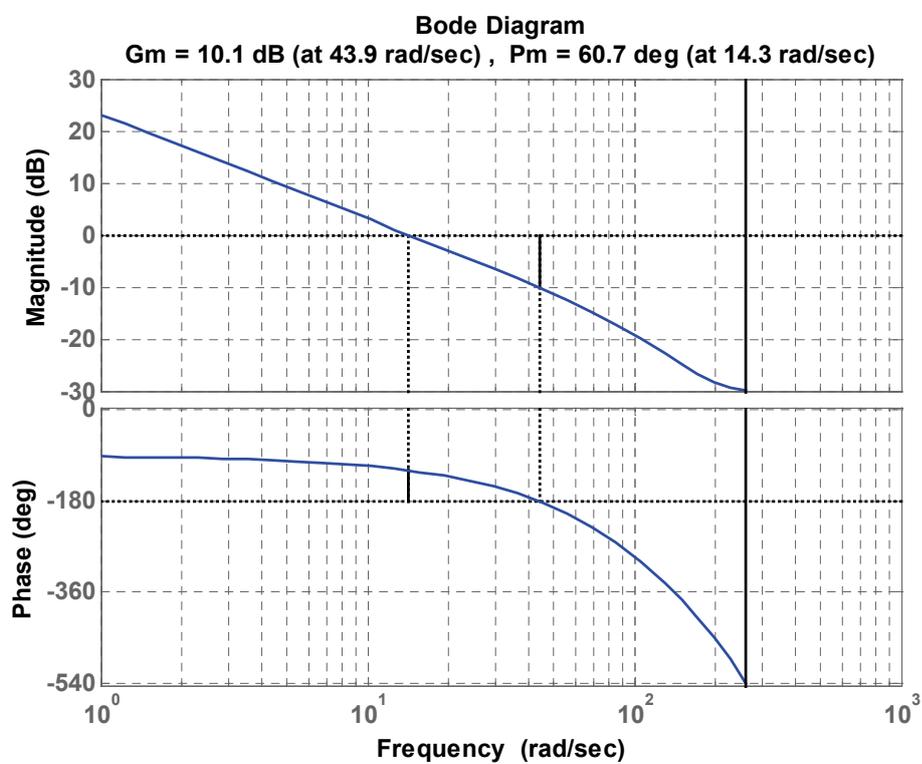


Figura 4-16 Margini di stabilità: Overshoot=5% , Tempo salita= 80ms

Da questa analisi è risultato conveniente scegliere il regolatore n°2 ricavato imponendo le prestazioni di Overshoot=5% e Tempo salita = 50ms, in quanto è risultato essere un giusto compromesso fra le prestazioni e la robustezza.

4.3.4 Risposte in frequenza ad anello chiuso

Di seguito viene mostrato il confronto fra la risposta in frequenza ad anello chiuso desiderata tempo continuo $W_o(s)$ e quella effettiva $W(d)$ ottenuta applicando il regolatore sintetizzato $K(d)$ scelto in base all'analisi di stabilità precedente.

Si può notare dal grafico di Figura 4-17 che il modulo della risposta in frequenza effettiva ad anello chiuso ottenuta utilizzando il regolatore $K(d)$ coincide con quella desiderata fino alle pulsazioni di 100 rad/sec (16Hz) dopo risulta essere più elevato, per cui le prestazioni in termini di tempo di salita risultano essere pienamente soddisfatte. La fase invece risulta essere molto maggiore per il sistema ad anello chiuso effettivo, questo degrado è dovuto al ritardo presente nell'impianto ed è già stato messo in evidenza nell'analisi delle risposte a gradino.

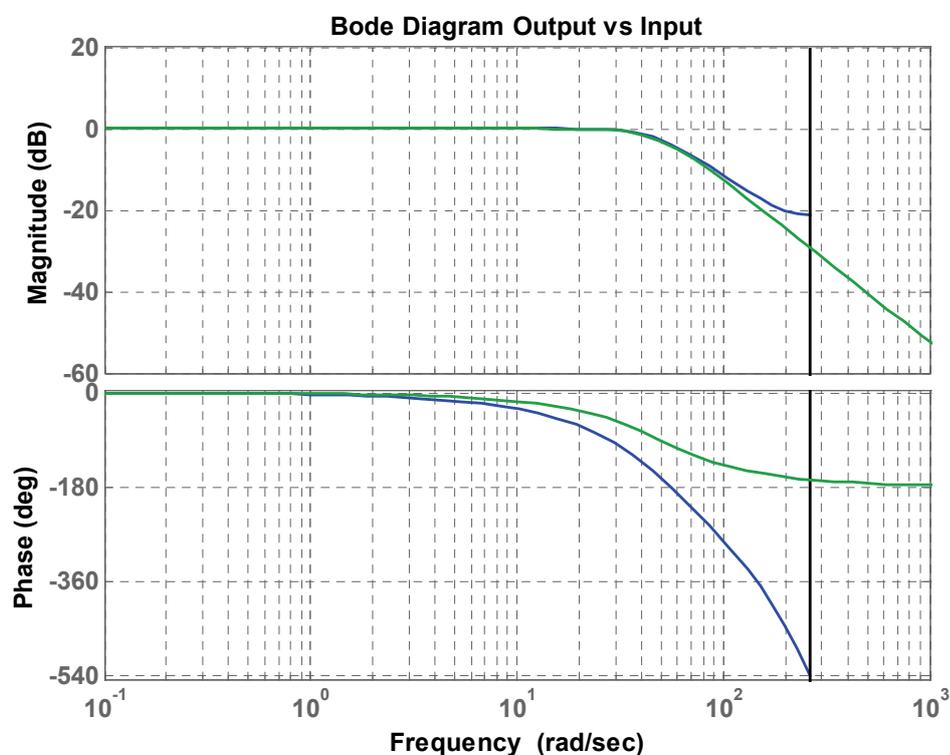


Figura 4-17 Risposte in frequenza I/O: **BLU** $W(d)$, **VERDE** $W_o(s)$

4.4 Conclusioni

In questo capitolo è stata trattata la sintesi dei due regolatori SISO che compongono l'intero algoritmo di controllo.

Particolare attenzione è stata data al dimensionamento del primo regolatore $K1$ (deadbeat) in termini di ordine, tramite un'opportuna analisi di robustezza. L'ordine scelto è pari a 5.

Per il secondo regolatore $K2$ (pole-placement) la tecnica di sintesi è risultata più semplice oltre che dal punto di vista teorico, anche dal punto di vista di taratura, non sono presenti criticità dal punto di vista di robustezza alla stabilità, e le prestazioni sono superiori a quelle richieste.

5 Implementazione software e simulazioni

Verrà trattata in questo paragrafo l'implementazione software dell'algoritmo di controllo composto dai due regolatori precedentemente descritti ed inserito all'interno della struttura del sistema software mostrata nella seguente Figura 5-1:

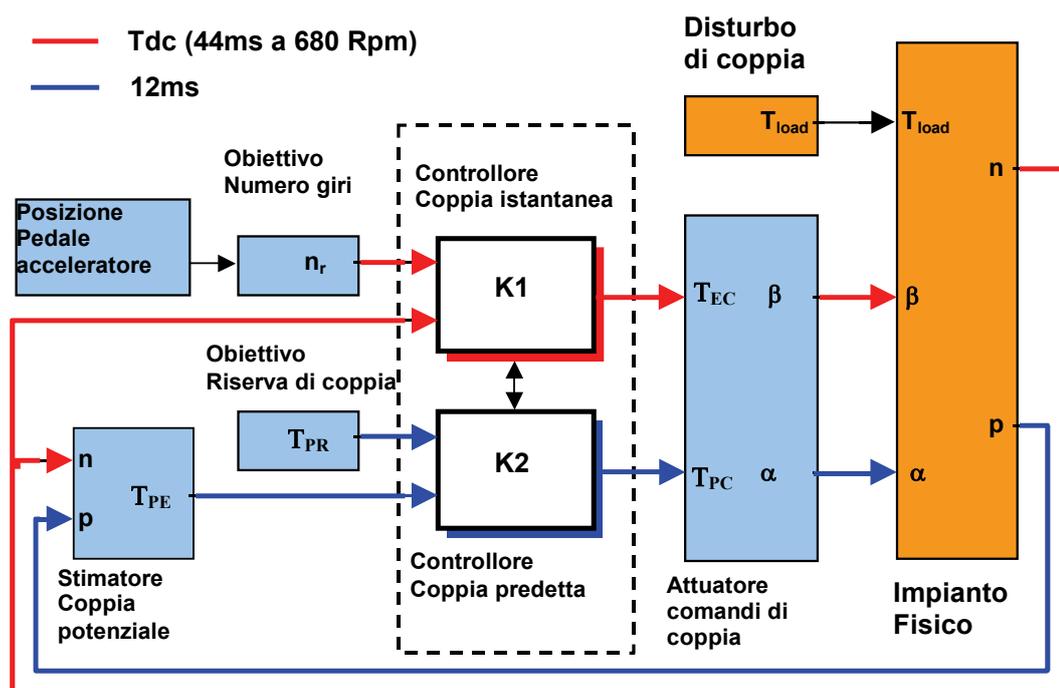


Figura 5-1 Struttura completa di controllo

L'intero software presente nella centralina elettronica è scritto in linguaggio C, negli ultimi anni, grazie all'evoluzione di Matlab®, si è reso possibile utilizzare direttamente i modelli Simulink® per generare in maniera automatica il codice sorgente C, per poi essere integrato manualmente all'interno del resto del sistema.

La generazione automatica del codice è realizzata tramite il software TargetLink prodotto da dSpace che permette, oltre alla generazione di codice efficiente, anche una rapida validazione dei risultati. È possibile infatti poter simulare il codice generato e compilato per un confronto con le simulazioni Simulink.

Questo ci ha dato la possibilità di realizzare un modello Simulink da poter utilizzare sia in fase di simulazione che per la generazione automatica del codice sorgente C.

I modelli che verranno mostrati in seguito presentano delle particolarità dovute a delle regole di modellazione necessarie per la generazione automatica del codice.

La centralina utilizzata per l'integrazione dell'algoritmo di controllo del minimo non ha in dotazione un unità di calcolo Floating-Point, per cui durante questa fase si è dovuto tener conto dei problemi dovuti all'implementazione in virgola fissa, in particolare:

1. Quantizzazione dei coefficienti
2. Errore di arrotondamento nei calcoli
3. Problemi di overflow

Per affrontare in modo opportuno i precedenti problemi è stata utilizzata la teoria dell'elaborazione numerica per l'implementazione di filtri IIR (Infinite Impulse Response) vedi [19].

I controllori ottenuti in fase di sintesi, essendo dei sistemi tempo-discreto rappresentati tramite rapporto di polinomi, sono stati considerati come dei filtri digitali.

Infine utilizzando la teoria dell'elaborazione numerica si sono potuti affrontare in modo opportuno i seguenti problemi:

1. Minimizzazione del rumore di quantizzazione
2. Minimizzazione del consumo di memoria
3. Minimizzazione della potenza di calcolo

La miglior implementazione di entrambi i controllori è stata ottenuta tramite la decomposizione in celle del 2° ordine (Second Order Sections).

Per poter applicare tale tecnica si è reso però necessario estrarre il termine integrale da ciascun controllore, questo per due motivi. Il primo è che non è previsto nella teoria usata per il filtraggio digitale ed il secondo perché, ai fini del controllo, si è dovuto applicare una strategia di anti-windup.

Entrambi i controllori sono così scomposti :

1. Termine dinamico $K_{dyn}(d)$
2. Termine Integrale $K_{int}(d)$

Nel seguente modo:

$$\begin{cases} K(d) = K_{dyn}(d) + K_{int}(d) \\ K_{int}(d) = \frac{k_i}{1-d} \end{cases} \quad \text{Eq. 5-1}$$

Per cui il termine $K_{dyn}(d)$ conterrà tutte le radici di $K(d)$ escluso il polo in 1.

5.1 Implementazione celle del 2° ordine

Data una funzione di trasferimento $H(d)$ espressa come rapporto di polinomi è possibile utilizzare la seguente rappresentazione in cascata per sistemi di ordine M pari:

$$\begin{cases} H(d) = \frac{S(d)}{R(d)} = \frac{\sum_{j=0}^M \beta_j d^j}{1 + \sum_{j=1}^M \alpha_j d^j} = k \prod_{j=1}^{\frac{M}{2}} \left(\frac{a_j + b_j d + c_j d^2}{1 + f_j d + g_j d^2} \right) \\ Y(d) = H(d)U(d) \end{cases} \quad \text{Eq. 5-2}$$

Le singole celle del secondo ordine sono realizzate tramite la *struttura Diretta Tipo 2* o *canonica*. Questa risulta essere la migliore rappresentazione per quanto riguarda l'utilizzo di memoria. Infatti sono sufficienti solamente due ritardatori per ogni singola cella. È da evidenziare che questa rappresentazione ha un grado di libertà in più dato dal coefficiente k .

Nella Figura 5-2 è riportato lo schema di implementazione.

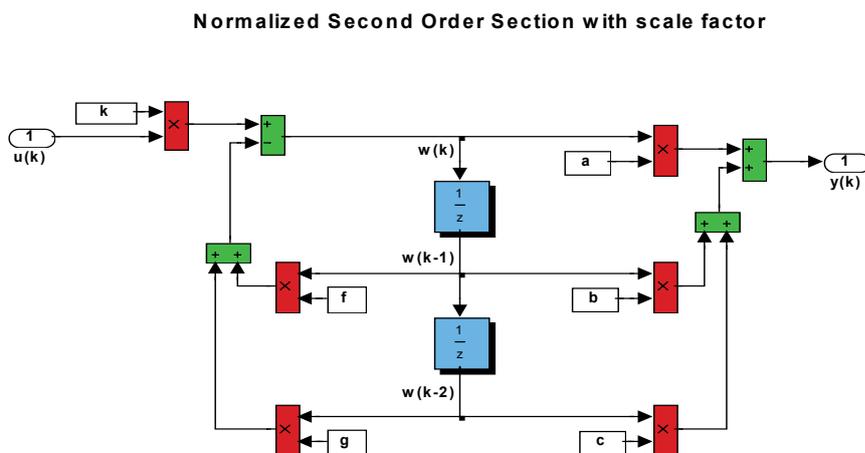


Figura 5-2 Cella del 2°ordine in forma diretta tipo 2 o canonica

Come si può notare sono necessari 6 moltiplicazioni evidenziate dai blocchi in rosso e 4 somme (blocchi verdi) e due soli blocchi ritardatori $\left(\frac{1}{Z}\right)$ per una singola cella del secondo ordine.

Il coefficiente moltiplicativo k , presente in ingresso, ha la funzione di fattore di scala. Questo è necessario per evitare l'overflow. In particolare garantisce che tutte le variabili non superino il valore unitario.

Un ulteriore fattore di scala verrà aggiunto al termine dei calcoli per compensare questa correzione.

Il fattore di scala k viene calcolato nel seguente modo:

$$\begin{cases} k = \frac{1}{\max_{\omega}(H(\omega))} \\ H(\omega) = H(d)|_{d=e^{-j\omega Tc}} \end{cases} \quad \text{Eq. 5-3}$$

Questa condizione equivale ad imporre il fattore di scala pari al massimo della risposta in frequenza del filtro cosicché se l'ingresso è un segnale sinusoidale ed ha ampiezza unitaria anche tutte le variabili nei calcoli mantengono ampiezza sicuramente minore di 1, garantendo così l'assenza di overflow.

5.1.1 Ordinamento delle celle

Un ulteriore aiuto ci viene dato dalla teoria dell'elaborazione numerica dei segnali per quanto riguarda l'ottimizzazione del rumore di quantizzazione.

La struttura sopra descritta in cui una generica funzione di trasferimento è decomposta in cascata di celle del secondo ordine risulta essere la miglior implementazione per quanto riguarda il rapporto segnale-rumore di quantizzazione, tuttavia una volta decomposto il filtro in celle, l'ordine con cui esse sono connesse influisce ancora sul rapporto segnale-rumore.

L'analisi dell'effetto dell'ordinamento delle celle sul rapporto segnale-rumore è molto complessa. Ad ogni modo è dimostrato con metodi empirici tramite verifiche sperimentali che occorre seguire alcune regole:

1. Accoppiare ogni polo ed ogni zero con il suo complesso e coniugato

2. Scegliere prima i poli più vicini al cerchio unitario da disporre nelle prime celle
3. Associare ad una coppia di poli, la coppia di zeri ad essa più vicina

I motivi che giustificano queste scelte sono dovuti essenzialmente a due aspetti: il non avere fattori di scala troppo elevati ed avere le celle con maggior rapporto segnale-rumore il più vicino possibile all'ingresso, in modo da ridurre la propagazione del rumore di quantizzazione.

Nella seguente Figura 5-3 è mostrato un esempio di accoppiamento e ordinamento per un filtro del 4°ordine.

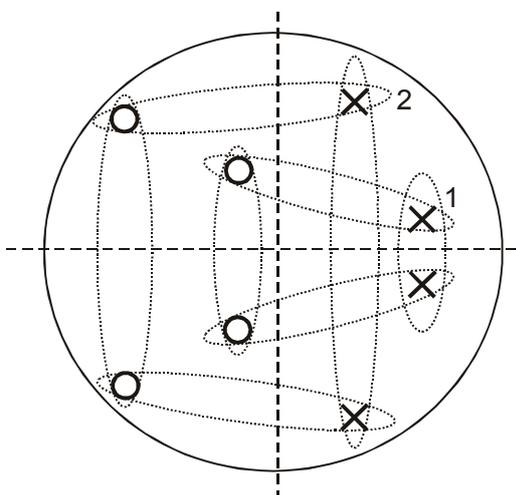


Figura 5-3 Ordinamento Celle 2°ordine all'interno del cerchio unitario

5.2 Termine integrale e algoritmo anti-windup

Viene adesso preso in considerazione il termine integrale estratto dall'intera funzione di trasferimento di ciascun regolatore.

Verrà trattato un solo caso, dato che per entrambi i regolatori è stato effettuato lo stesso trattamento.

La successione dei comandi generata dal termine integrale $U_{\text{int}}(d) = K_{\text{int}}(d)E(d)$ tramite la funzione di trasferimento $K_{\text{int}}(d)$ descritta dall'equazione Eq. 5-1, può essere riscritta nel dominio del tempo discreto tramite la seguente equazione alle differenze finite:

$$u_{\text{int}}(k) = u_{\text{int}}(k-1) + k_{\text{int}} e(k) \quad \text{Eq. 5-4}$$

L'uscita del regolatore $u(k)$ è soggetta a saturazioni dovute alle limitazioni di attuazione, di conseguenza in particolari situazioni in cui tale grandezza viene saturata occorre impedire che il termine integrale $u_{\text{int}}(k)$ continui a crescere generando il fenomeno del “windup”. In tal caso infatti l'integratore avendo raggiunto valori elevati può richiedere molto tempo per tornare a valori normali.

Una soluzione a tale fenomeno molto efficace è mostrata nello schema di Figura 5-4, in cui oltre ad un meccanismo di “anti-windup” sono presenti altri accorgimenti che hanno permesso di migliorare le prestazioni.

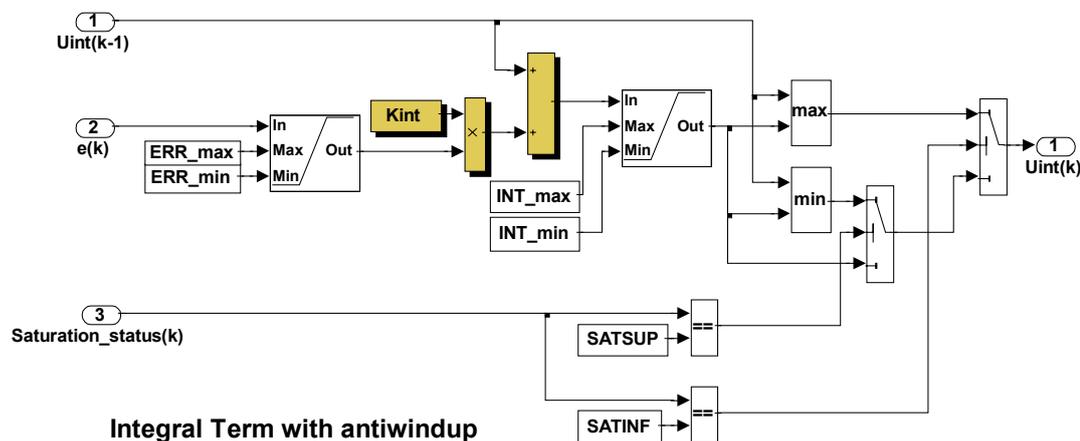


Figura 5-4 Schema a blocchi termine integrale con antiwindup

Dove:

- $Saturation_status(k)$:

Questa è una variabile di tipo enumerativo e può assumere i seguenti valori:

0 : NO_SAT (Comando $u(k)$ non saturato)

1 : SATSUP (Comando $u(k)$ saturato superiormente)

-1 : SATINF (Comando $u(k)$ saturato inferiormente)

- $ERR_{\text{max}}, ERR_{\text{min}}$:

Questi sono due parametri di taratura che servono a limitare il massimo ed il minimo errore che viene accumulato dall'integratore

- INT_max, INT_min :

Questi sono due parametri di taratura che limitano superiormente e inferiormente il valore dell'integrale accumulato.

Il principio di funzionamento consiste nell'utilizzare un'informazione di stato di saturazione " $Saturation_status(k)$ " che viene resa dal sistema di attuazione dei comandi a valle del controllore. Come si osserva dallo schema nel caso in cui questo segnale non valga né $SATSUP$ né $SATINF$ il comando $u_{int}(k)$ sarà pari a quello dato dall'equazione alle differenze finite.

Nel caso in cui che $Saturation_status(k)$ valga $SATSUP$ (saturato superiormente) allora verrà scelto il valor minimo fra il valore dell'integrale al passo precedente $u_{int}(k-1)$ e quello nuovo calcolato, impedendone così una crescita ulteriore. Viceversa nel caso che $Saturation_status(k)$ valga $SATINF$ verrà scelto il massimo.

Oltre a questo meccanismo di *anti-windup* nello schema sono presenti due blocchi di saturazione applicati al segnale errore in ingresso $e(k)$ e al valore accumulato dall'integrale. Tramite i parametri di saturazione associati è possibile modificare le prestazioni pesando così l'effetto del termine integrale rispetto all'intero controllore. Queste correzioni permettono in pratica di ridurre l'effetto integrale quando l'errore è troppo grande oppure quando il valore dell'integrale è troppo elevato.

In conclusione l'uscita del termine integrale sarà pari a quella teorica, data dall'equazione alle differenze finite, solo quando non ci sono saturazioni del comando e quando l'errore e il valore dell'integrale sono contenuti.

In fase sperimentale questi due ultimi interventi sono risultati particolarmente utili.

5.3 Schema a blocchi complessivo

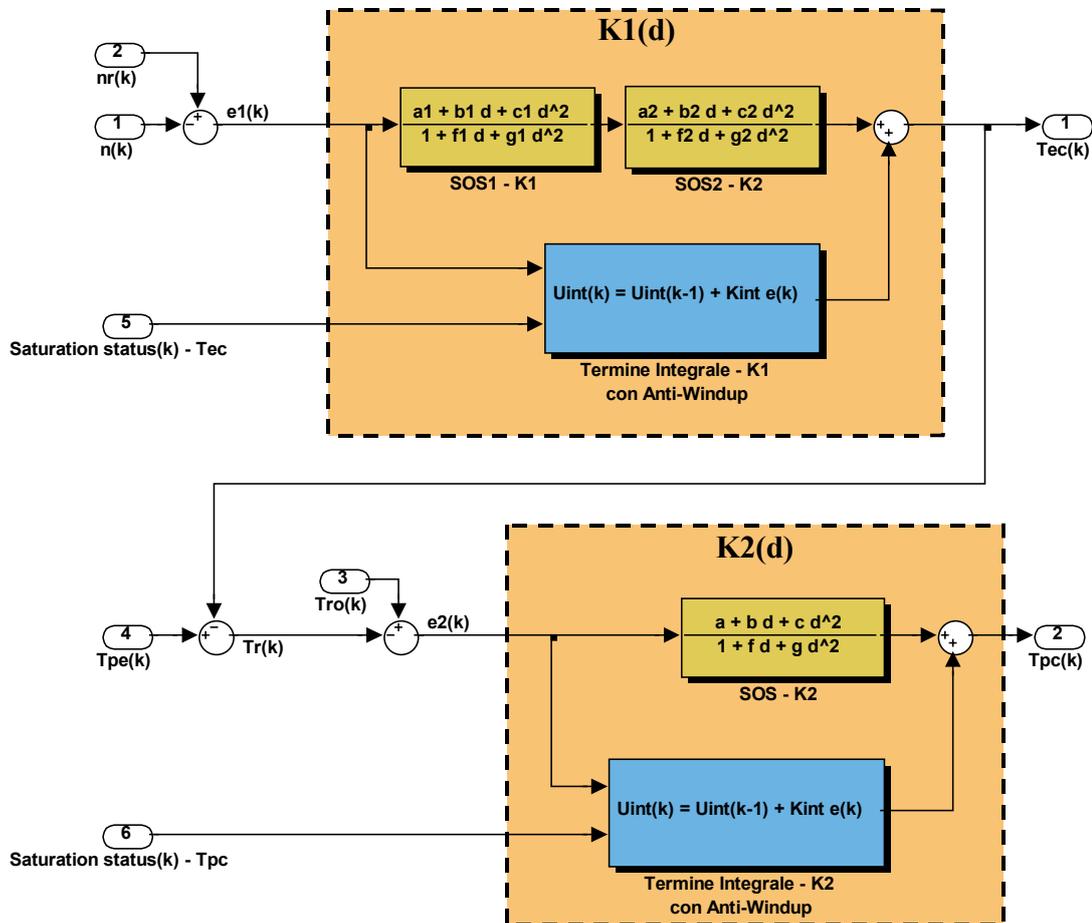


Figura 5-5 Schema a blocchi complessivo

Nella Figura 5-5 è riportata lo schema a blocchi dell'intera struttura di controllo composta dai due regolatori.

Come anticipato il regolatore $K1(d)$ ha un ordine pari a 5, per cui escludendo il termine integrale si sono rese necessarie due celle del secondo ordine indicate nella figura con SOS1- K1 e SOS2-K1, mentre per il secondo regolatore $K2(d)$, che genera il comando di *coppia-predetta*, essendo del terzo ordine è sufficiente una sola cella.

Un ulteriore aspetto da evidenziare è la connessione presente fra i due regolatori, in particolare il calcolo della riserva di coppia stimata T_r è dato dalla differenza fra la coppia potenziale stimata T_{pe} ed il comando di *coppia-istantanea* T_{ec} . Questo

particolare della struttura è di estrema importanza, in quanto mette in risalto il legame fra le due coppie, ed è stato inserito fra le rivendicazioni del brevetto depositato [5].

Sono presenti inoltre come ingressi i riferimenti sia per il numero di giri $n_r(k)$ che per la riserva di coppia $T_{ro}(k)$.

Sono presenti infine i segnali di stato di saturazione $saturation_status(k)$ sia per il regolatore di *coppia-istantanea* che per quello di *coppia-predetta* entrambi vengono forniti dal resto del sistema in cui è inserito il regolatore, in particolare provengono dal blocco di attuazione dei comandi presente a valle del gestore di coppia vedi Figura 2-2.

5.4 Simulazioni

L'algoritmo di controllo è stato testato in fase di sviluppo con simulazioni in ambiente Simulink. È stato utilizzato il modello fisico dell'impianto descritto in 3.1 tarato con i parametri di un motore da 55KWh corrispondente alla vettura di prova Volkswagen Polo 1.4 .

È stato costruito un profilo di test in grado di analizzare il comportamento dell'algoritmo in condizioni molto prossime al funzionamento reale, sulla base di indicazioni ricevute dai collaudatori.

La simulazione è visualizzata in due grafici, nel primo è riportato l'andamento delle variabili di uscita e le variabili di comando:

- N_r Velocità di riferimento del motore, unità di misura RPM (giri al minuto)
- N Velocità misurata del motore, unità di misura RPM (giri al minuto)
- T_{load} Coppia di disturbo applicata all'albero motore, unità di misura Nm
- T_{ec} Comando di "coppia istantanea", unità di misura Nm
- T_{pc} Comando di "coppia predetta", unità di misura Nm

Nel secondo grafico è riportato l'andamento delle grandezze fisiche dell'impianto

- p Pressione nel collettore di aspirazione, unità di misura mBar
- α_e Angolo farfalla effettivo misurato, unità di misura gradi°
- β Angolo di anticipo d'accensione attuato, unità di misura gradi°

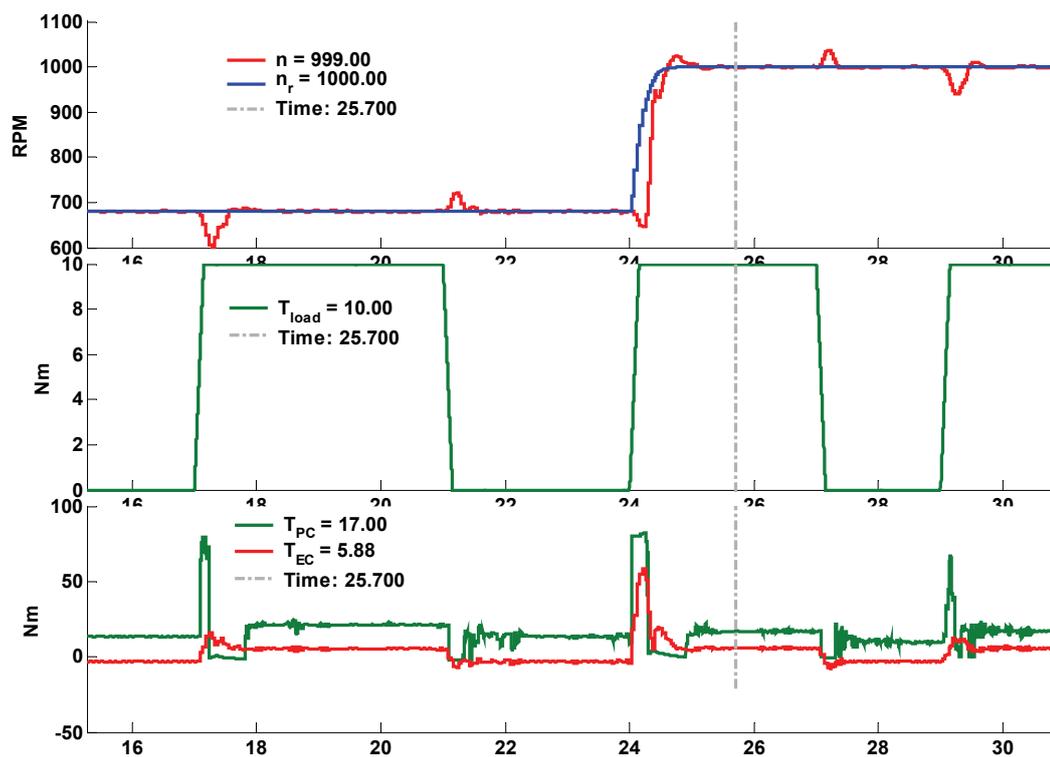


Figura 5-6 Simulazione – grandezze di controllo

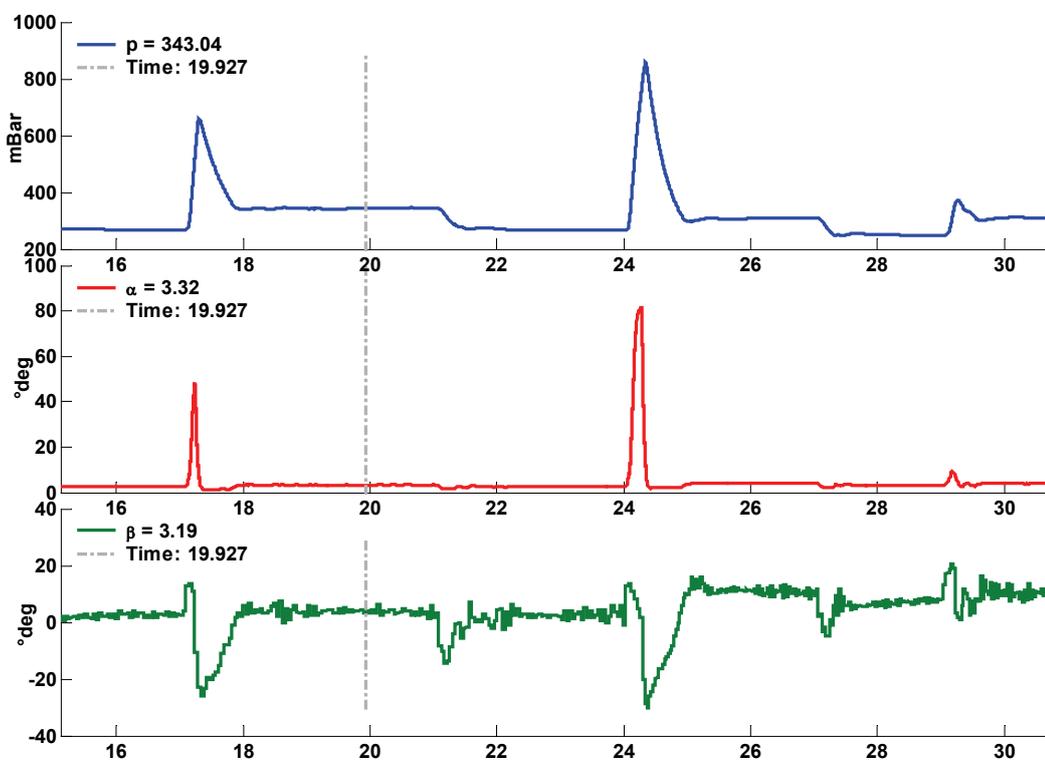


Figura 5-7 Simulazione – grandezze fisiche

Nella simulazione vengono essenzialmente verificati due aspetti:

- la reiezione ad un disturbo di coppia di 10 Nm con una pendenza di 66.7 Nm/sec, che corrisponde in questo caso ad un tempo di salita di 150ms.
- la risposta ad un gradino di riferimento giri filtrato, con un tempo di salita di 200 ms, applicato all'istante $t = 24s$.

La simulazione mostra ottimi risultati, l'undershoot massimo è di 80 giri all'istante $t = 17.2s$ in cui viene applicato il disturbo, la risposta al gradino di riferimento giri rispetta le specifiche richieste nonostante venga applicato contemporaneamente anche un disturbo di coppia, caso difficilmente realizzabile nella realtà.

Le grandezze fisiche del modello evidenziano ulteriormente le caratteristiche del controllore. In particolare l'angolo farfalla evolve per tutta la sua dinamica, raggiungendo quasi la piena apertura dopo l'istante $t = 24s$, in cui oltre al disturbo viene applicato un gradino di riferimento giri.

5.5 Conclusioni

In questo capitolo è stata trattata nei dettagli l'implementazione software dell'algoritmo di controllo, implementato in linguaggio C mediante generazione automatica del codice a partire da modelli Simulink.

Tramite la teoria dell'elaborazione numerica dei segnali sono stati affrontati i problemi di implementazione in virgola fissa facendo uso di strutture composte da cascate di celle del secondo ordine.

Inoltre è descritto nei dettagli l'algoritmo di anti-windup applicato al termine integrale, utilizzato per entrambi i controllori.

Lo schema a blocchi complessivo mostra l'integrazione dell'algoritmo di controllo con il resto del sistema, e la struttura interna. Una caratteristica importante è l'interconnessione fra i due regolatori, caratteristica inserita fra le rivendicazioni del brevetto depositato [5].

Infine in 5.4 è mostrata la simulazione utilizzata per testare e tarare l'intero algoritmo di controllo, utilizzando un modello dell'impianto fisico tarato sulla base di dati acquisiti per via sperimentale.

6 Risultati sperimentali

In questa sezione, verranno analizzati i risultati sperimentali ottenuti in Magneti Marelli Powertrain, Bologna (Italia), inserendo la coppia di controllori nel sistema di controllo motore di una *Polo 1.4L Volkswagen*.

I risultati sperimentali mostrano l'efficacia del regolatore proposto in termini di inseguimento del valore di velocità giri di riferimento e di reiezione ai disturbi, per cui il regolatore è stato progettato.

Durante le prove si sono effettuati altri test riguardo la guidabilità dell'automobile, in particolare rientri al minimo, guida in prima marcia con pedale rilasciato, superamento di salite molto pendenti, queste prove effettuate da piloti esperti hanno dimostrato un ottimo funzionamento del regolatore del minimo anche in condizioni più critiche.

6.1 Prove in folle

Questa serie di prove è stata effettuata con marcia disinserita, per verificare il funzionamento standard per cui è stato progettato l'intero sistema di controllo.

Per ogni prova sono presenti due grafici nel primo è riportato l'andamento delle variabili di uscita e delle variabili di comando in ingresso alla catena di coppia:

- N_r Velocità di riferimento del motore, unità di misura RPM (giri al minuto)
- N Velocità misurata del motore, unità di misura RPM (giri al minuto)
- T_r Coppia di riserva Stimata, unità di misura Nm
- T_{ro} Coppia di riserva Obiettivo, unità di misura Nm
- T_{ec} Comando di "coppia istantanea", unità di misura Nm
- T_{pc} Comando di "coppia predetta", unità di misura Nm

Nel secondo grafico è riportato l'andamento delle grandezze d'attuazione fisiche in uscita dalla catena di coppia, e la stima del rendimento d'anticipo:

- α_e Angolo farfalla effettivo misurato, unità di misura gradi°
- β Angolo di anticipo d'accensione attuato, unità di misura gradi°
- η Rendimento d'anticipo d'accensione stimato, unità di misura %

6.1.1 Risposta ad un disturbo di coppia imprevedibile

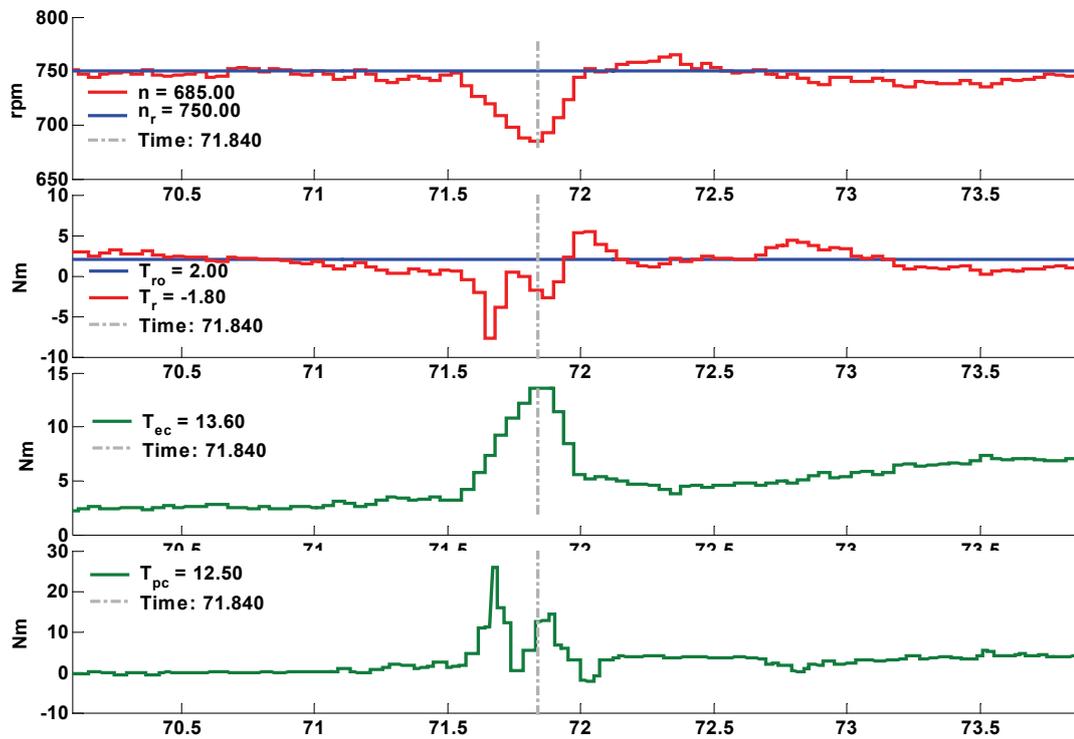


Figura 6-1 Variabili Controllo: Disturbo di Coppia imprevedibile

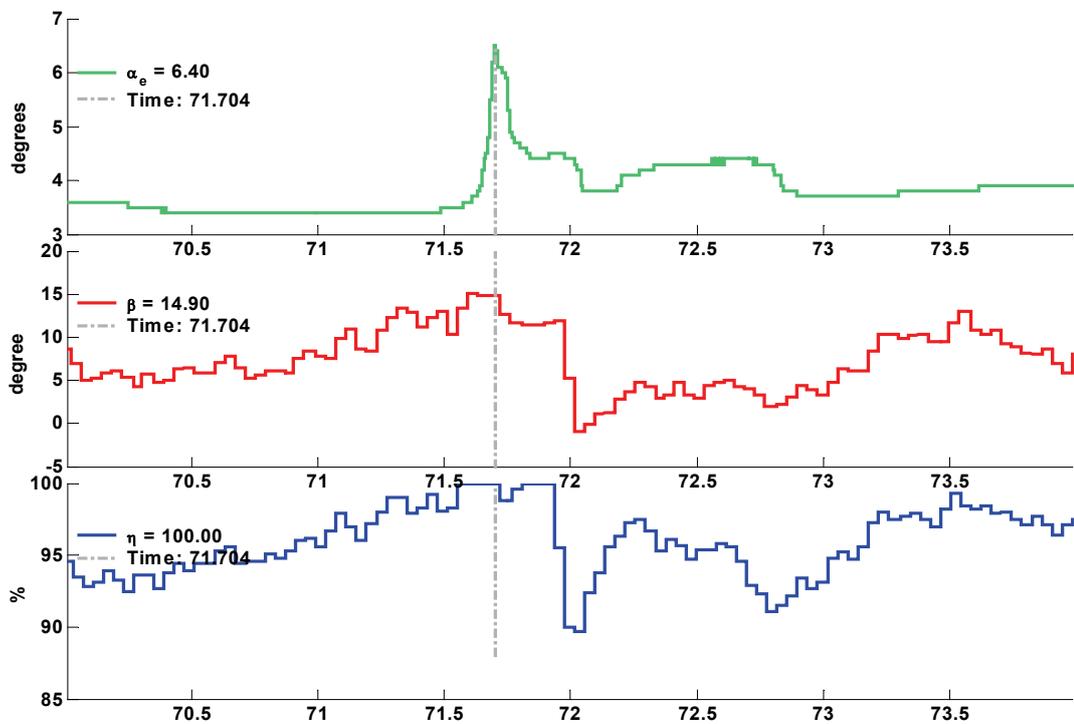


Figura 6-2 Variabili Attuazione: Disturbo di Coppia imprevedibile

In questa prova è stata applicata l'accensione dell'aria condizionata durante il regime stabile del motore al minimo, il valore di coppia di tale azionamento non è misurato ma si stima sull'ordine di 10-15 Nm.

All'istante di tempo $t=71.5$ s viene azionato il disturbo ed all'istante $t=71.84$ s viene raggiunto il valore minimo di giri pari a 685 giri, corrispondente ad un undershoot di 85 giri, il disturbo infine viene completamente riassorbito all'istante $t=72$ s, con una lieve presenza di overshoot.

L'inseguimento della riserva di coppia subisce un undershoot massimo di quasi 3Nm ma che viene rapidamente recuperato.

Il comportamento è completamente soddisfacente: l'undershoot è stato dimezzato rispetto ai regolatori PID/LQ standard, ed il tempo di assestamento pari a 500ms risulta inavvertibile all'ascolto ed in termini di vibrazioni, questi ultimi due aspetti sono molto considerati durante le prove di qualità ai fini della comodità della vettura.

6.1.2 Rientro al minimo

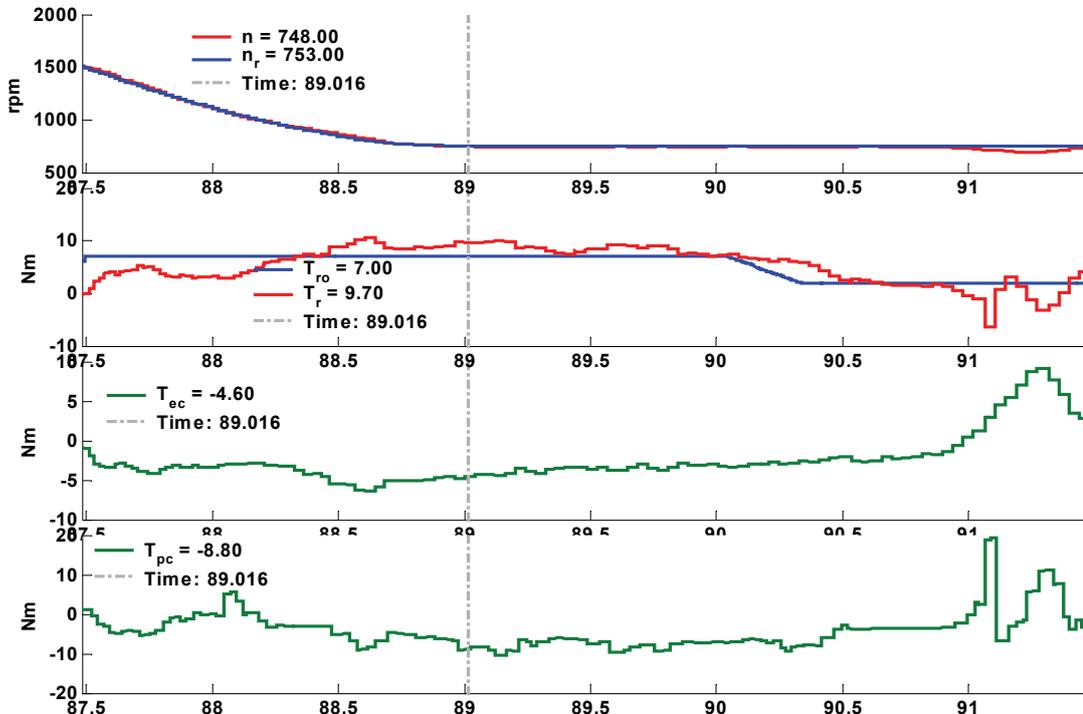


Figura 6-3 Variabili controllo: Rientro al Minimo

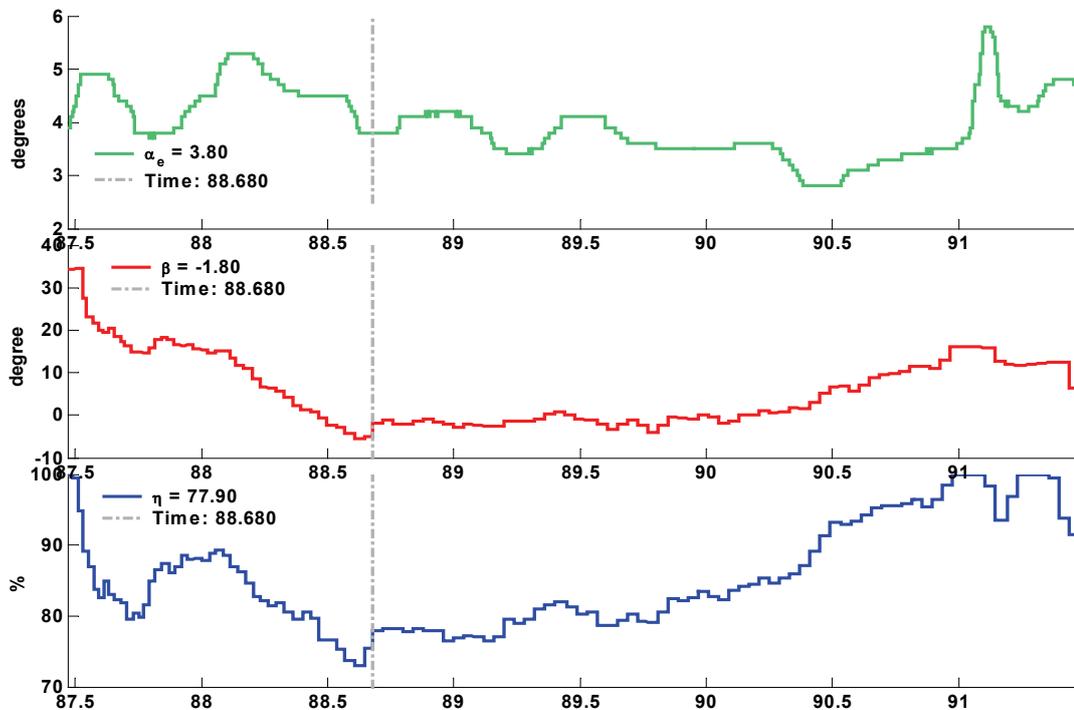


Figura 6-4 Variabili Attuazione: Rientro al Minimo

In questa prova viene verificato il corretto rientro al minimo a partire dai 1500 giri, valore in cui viene abilitato il regolatore.

Il valore di giri obiettivo viene portato al valore finale di 750 giri tramite un opportuno filtraggio nell'arco di 1.5 s, ed il valore di giri misurati finali raggiunge soltanto un undershoot molto basso di 5 giri/min. all'istante $t = 88.7$.

Con questa si è osservato un ulteriore aspetto positivo di questo regolatore rispetto ai PID/LQ utilizzati nel passato. Infatti è stato possibile ridurre notevolmente la durata del rientro di oltre il 50%, abbattendo inoltre completamente l'undershoot al rientro. Questi due aspetti hanno reso una sensazione piacevole alla guida per la prestazione di velocità di rientro e per l'assenza di vibrazioni sulla vettura.

6.1.3 Commutazione rientri al minimo

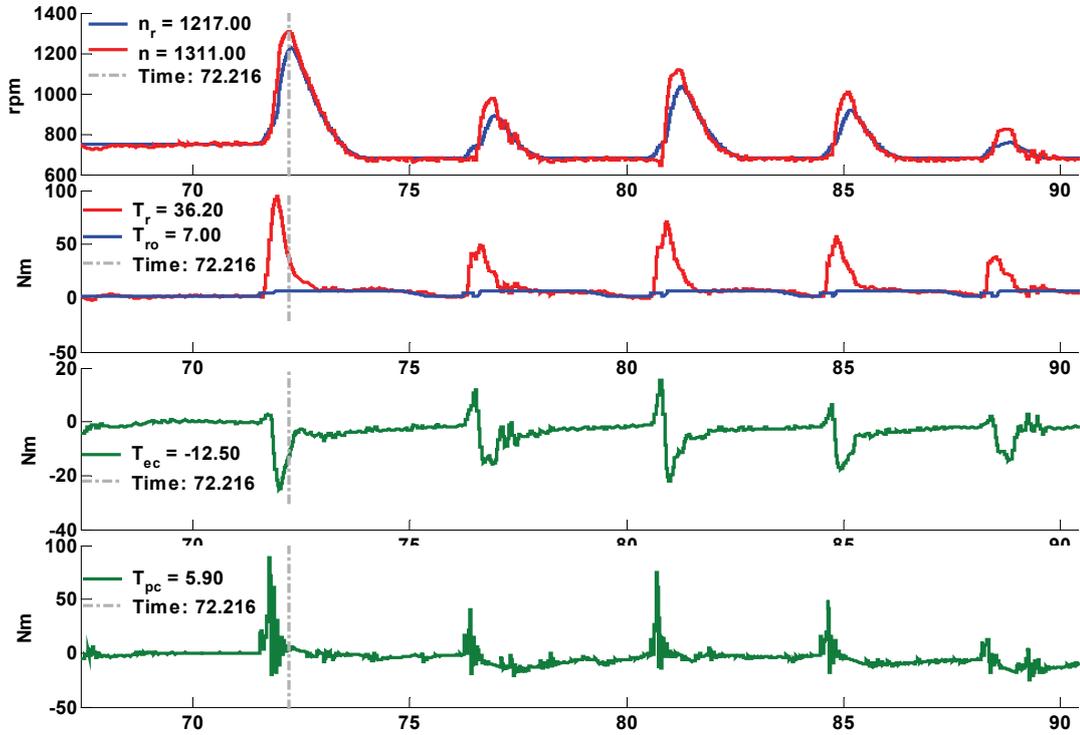


Figura 6-5 Variabili controllo: Rapide variazioni giri obiettivo

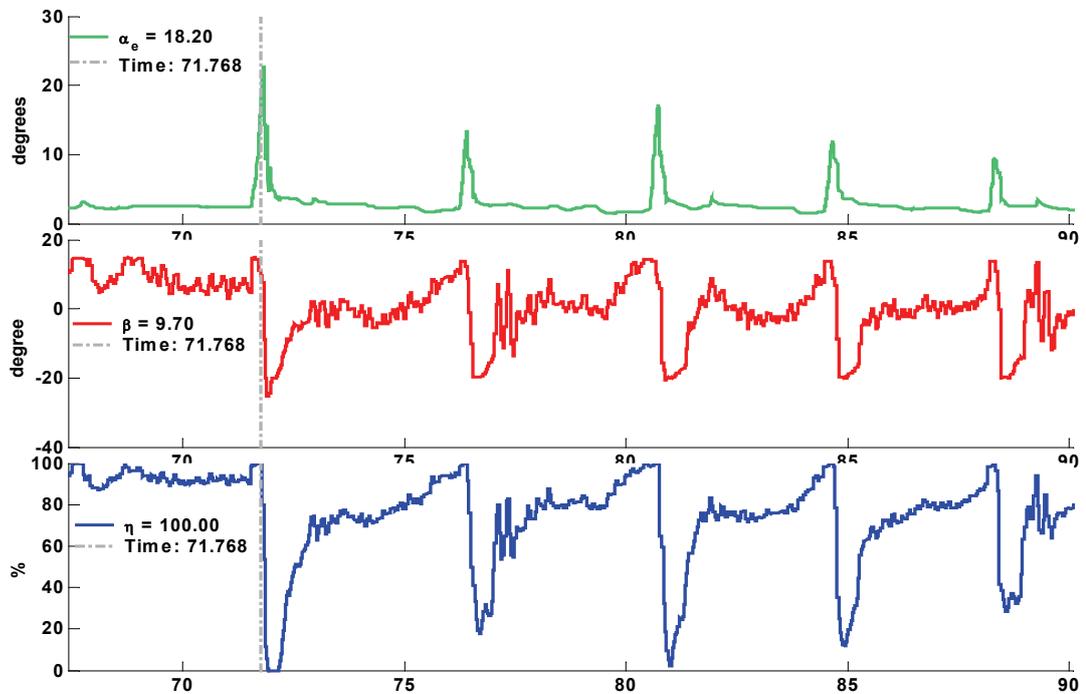


Figura 6-6 Variabili Attuazione: Rapide variazioni giri obiettivo

Questa prova è considerata dagli applicatori la prova più critica dal punto di vista oltre che di prestazioni anche di confort. Normalmente con i PID/LQ standard nascono grossi undershoot e si innescano oscillazioni molto fastidiose.

Con questo regolatore si è ottenuto un comportamento molto buono in quanto le oscillazioni sono ridotte fortemente rispetto al passato risultando inavvertibili e la velocità di inseguimento è molto più elevata come indicato anche nella prova precedente.

La criticità di questa prova è osservabile anche dalla forte escursione che subiscono i comandi fisici, l'ampiezza dall'angolo farfalla raggiunge quasi i 20° ed il rendimento d'anticipo d'accensione raggiunge i limiti inferiori e superiori di 0% e 100%. In questa prova entrano per cui in gioco le azioni di anti-windup implementate sul termine integrale, in particolare l'effetto lo si può notare nella perdita di inseguimento di riserva di coppia durante le variazioni dei giri obiettivo, fenomeno comunque non evitabile, a causa delle dinamiche e delle saturazioni presenti nell'impianto fisico.

6.1.4 Gradino al riferimento giri

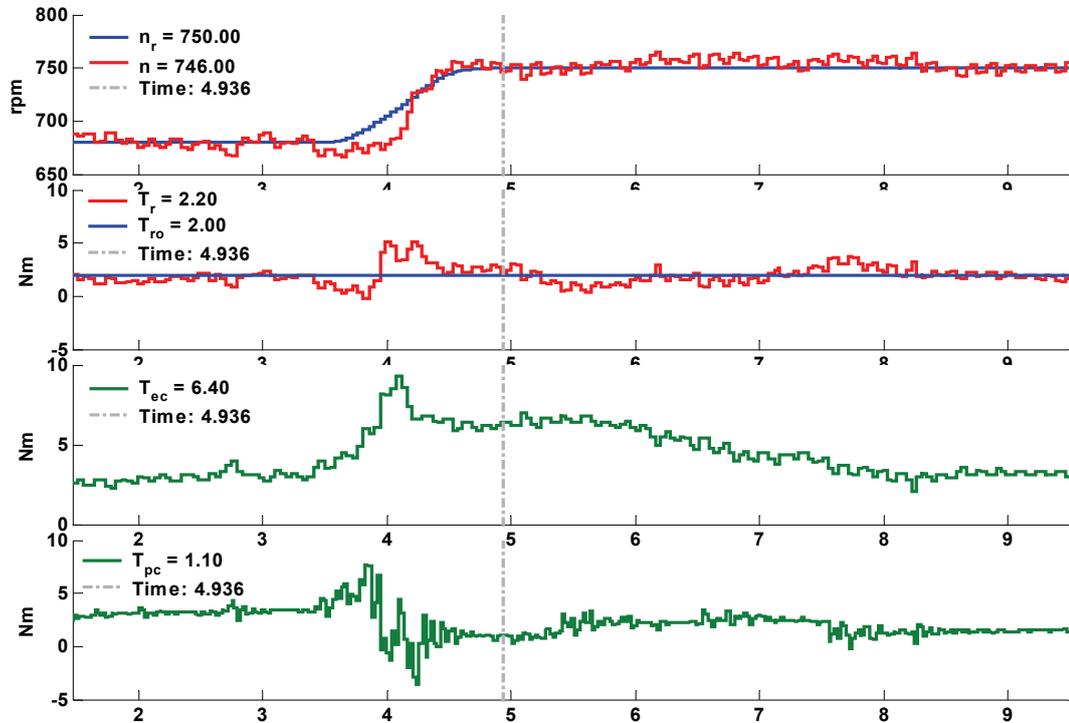


Figura 6-7 Variabili Controllo: Gradino riferimento giri

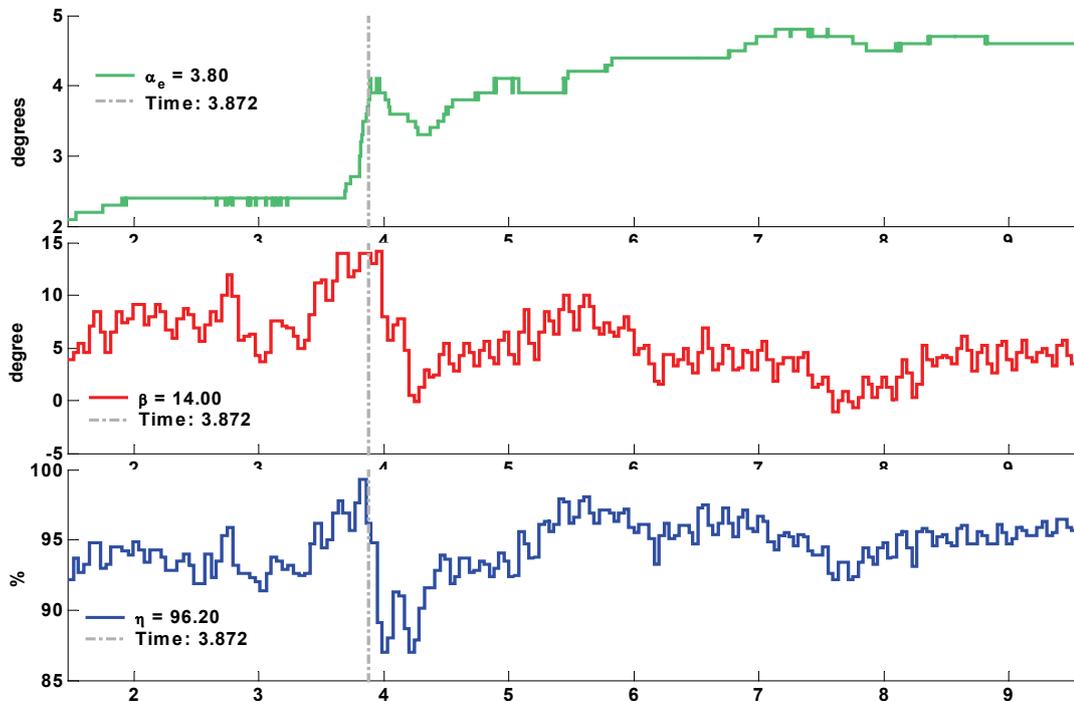


Figura 6-8 Variabili Attuazione: Gradino riferimento giri

In questa prova viene applicato un gradino al riferimento giri, opportunamente filtrato, dal valore di 680 giri (valore minimo di giri per tale motore) a 750 giri.

Anche in questo caso il comportamento è risultato eccellente in particolare l'overshoot al termine del gradino all'istante $t=4.936$ è assente, ed allo stesso tempo anche l'inseguimento della riserva di coppia non subisce pressoché alterazioni.

6.2 Prove in trazione

Nelle due seguenti prove è analizzato il comportamento del controllo del minimo in situazioni per il quale non è stato progettato, ossia in condizioni di trazione, con marcia inserita.

In questo contesto il modello del motore è molto diverso, in particolare sono presenti ulteriori dinamiche dovuta all'accoppiamento del motore con l'intero sistema di trasmissione. Essenzialmente nel modello fisico sono presenti dinamiche fino al terzo ordine dovute all'elasticità e sono presenti comportamenti non lineari dovuti ai giochi, inoltre l'inerzia è molto più elevata, essendo presente tutta la massa dovuta alla vettura.

L'andamento delle seguenti variabili è mostrato in entrambe le prove:

- T_{ec} Comando di “coppia istantanea”, unità di misura Nm
- T_{pc} Comando di “coppia predetta”, unità di misura Nm
- N_r Velocità di riferimento del motore, unità di misura RPM (giri al minuto)
- N Velocità misurata del motore, unità di misura RPM (giri al minuto)
- V Velocità del veicolo, unità di misura Km/h
- M Marcia inserita, [0:5]

6.2.1 Attraversamento di una salita in prima marcia

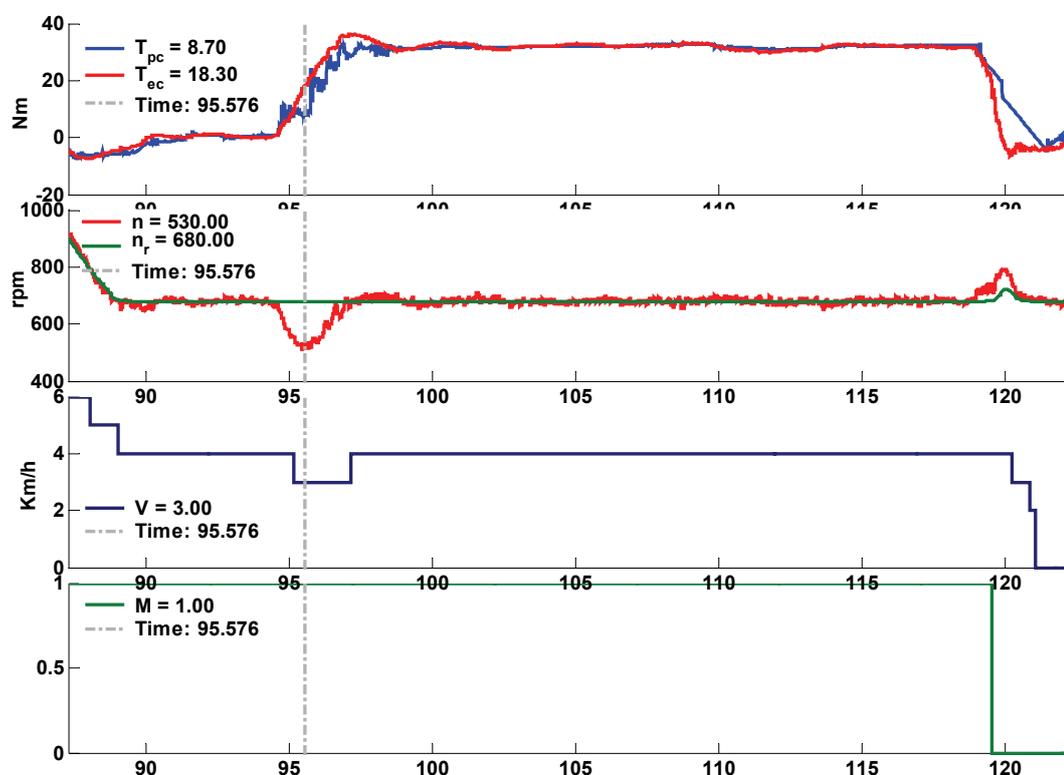


Figura 6-9 Attraversamento di una salita in prima marcia

Questa prova ha dato risultati quasi impensabili.

A bordo della vettura sono presenti quattro persone con una media di peso di circa 85 Kg ciascuna.

La vettura si muove in prima ad una velocità di 4 Km/h ed all'istante $t=94$ va incontro ad una salita con una pendenza prossima al 30%.

Con il valore di giri obiettivo minimo di 680 rpm, all'istante $t=95.5$ s viene raggiunto il picco di giri minimo di 530 rpm e la velocità minima di 3Km/h ma nell'arco di poco più di 1 secondo il valore giri torna sull'obiettivo senza overshoot e la velocità della vettura torna a 4 Km/h.

L'ampiezza del carico a cui è soggetto il sistema è ben osservabile dall'ampiezza dei comandi di coppia che raggiungono circa i 40Nm. Con nessun regolatore questa prova ha mai dato questi risultati. Normalmente il motore si spegneva o nel migliore dei casi si innescavano forti oscillazioni.

Altro aspetto notevole di questa prova è l'uscita dalla salita con contemporaneo disaccoppiamento della trasmissione tramite inserimento della folle.

Come si osserva, all'istante $t=120$ s, l'overshoot è molto basso e di durata breve. Questo dimostra ulteriormente l'efficacia delle tecniche di antiwindup adoperate.

6.2.2 Trascinato in prima marcia

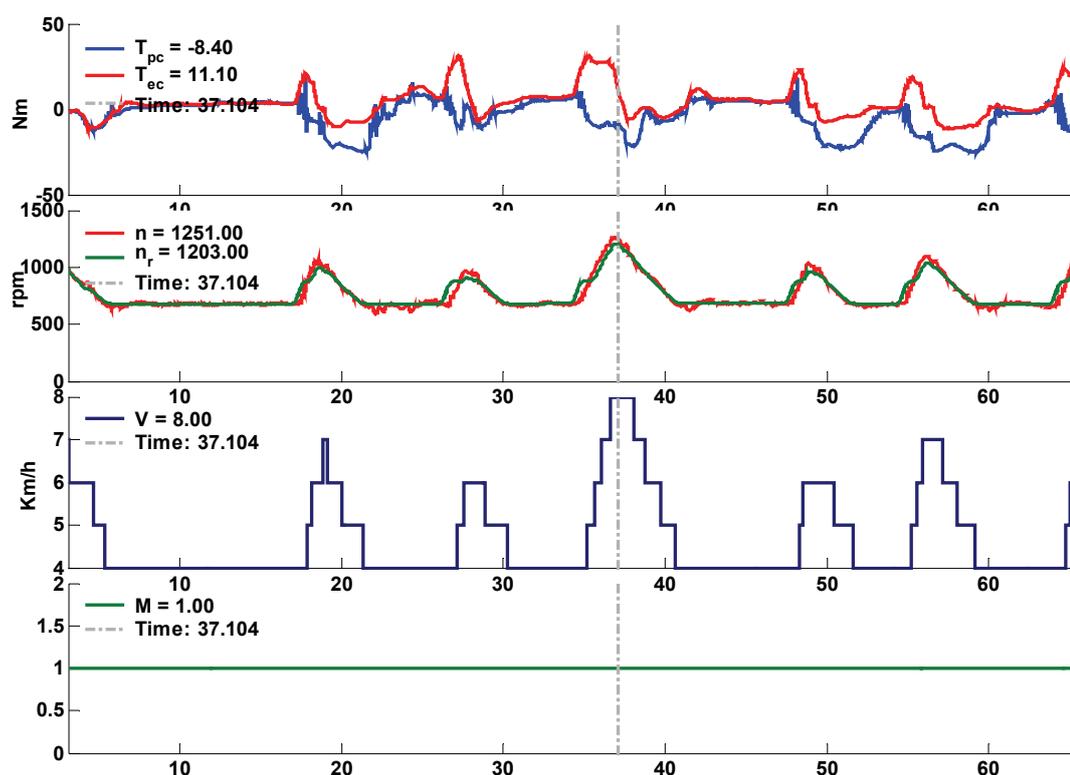


Figura 6-10 Trascinato in prima marcia

Questa prova è altrettanto importante soprattutto per la guidabilità. Questo prova serve a verificare il comportamento in marcia con piccole accelerate, tipico della marcia in colonna.

La vettura si trova in prima marcia ad una velocità di 4Km/h e subisce piccole accelerazioni dovute all'aumento dei giri obiettivo senza mai disattivare il regolatore, ossia il sistema resta in inseguimento giri anziché commutare in inseguimento di coppia.

Con i regolatori standard PID/LQ si innescano generalmente oscillazioni dovute alle dinamiche della trasmissione, dando un senso molto sgradevole alla guida. In

questo caso invece si può osservare come siano quasi assenti le oscillazioni o comunque non avvertibili, mantenendo l'inseguimento dei giri di conseguenza della velocità della vettura.

La sensazione di guida riportata dai collaudatori è risultata eccellente, dando un senso di vettura incollata al pedale acceleratore.

7 Conclusioni

In questa tesi è stato trattato il progetto di un controllore del regime di minimo per sistemi con struttura Torque-Based, applicato a motori ad accensione comandata.

La struttura Torque-Based, entrata in uso negli ultimi anni in ambito automobilistico, ha permesso di affrontare il problema del controllo del minimo con tecniche di sintesi di controllo LTI. In particolare il problema è stato formalizzato come problema di controllo ottimo $l-\infty$ risolto tramite approccio polinomiale.

Nella soluzione proposta, è stato tenuto conto dei vincoli di complessità computazionali, limitando l'ordine dei regolatori, e dei vincoli di robustezza della stabilità, rispettando i corrispondenti margini di stabilità per ciascun regolatore.

L'algoritmo di controllo proposto è stato in prima fase convalidato tramite simulazioni su un modello ibrido del motore, modello tarato sulla base di dati sperimentali.

Particolare attenzione inoltre è stata data all'implementazione software dell'algoritmo di controllo, utilizzando tecniche di elaborazione numerica dei segnali per l'implementazione delle funzioni di trasferimento razionali fratte. Tecniche di anti-windup standard sono state inoltre applicate ad entrambi i regolatori

Le prove sperimentali mostrano la grande flessibilità ed efficacia del regolatore proposto, rispetto ai regolatori standard di PID/LQ, nel realizzare le specifiche di controllo. In particolare, la reiezione ai disturbi, gli undershoot bassi e la bassa fluttuazione dei giri del motore, sono stati realizzati mantenendo un basso consumo di combustibile, indicato dall'alto rendimento di anticipo di accensione in cui si trova il motore.

Ottime prestazioni in termini di guidabilità sono state riportate dai collaudatori, durante le varie prove, in tutte le condizioni di lavoro del controllore.

Anche il costo computazionale si è mantenuto minore delle tecniche PID/LQ utilizzate in passato, nonostante sia stato utilizzato un ordine complessivo dei regolatori più elevato.

I miglioramenti ottenuti sotto tutti i punti di vista sono da attribuirsi essenzialmente ad i seguenti fattori: la struttura Torque-Based, la scelta dei

riferimenti e la conseguente struttura dei due regolatori, l'utilizzo della tecnica di sintesi di controllo ottimo $l-\infty$ adottata per il regolatore di coppia istantanea e l'implementazione software realizzata tramite celle del secondo ordine.

Ulteriori vantaggi derivanti dall'utilizzo di questo algoritmo di controllo sono la facile estensione ad altri tipi di motori, senza la necessità di modifiche funzionali ma con solo intervento di taratura dei parametri.

L'algoritmo di controllo realizzato è attualmente installato su varie centraline di controllo motore prodotte da Magneti Marelli e montate su vetture dal marchio Volkswagen in Europa ed in Brasile.

Futuri sviluppi potrebbero riguardare metodi di taratura automatica tramite tecniche di identificazione a scatola nera del modello del motore, utilizzando dati sperimentali acquisiti.

Appendice

A. Funzione Matlab di estrapolazione termine integrale

La seguente funzione permette di separare la parte integrale dal resto di una generica funzione di trasferimento, utilizzando in un primo tempo la funzione *residue*.

```
function [numInt,denInt, numdyn, dendyn]=extrint(numcz,dencz)
tol=1e-6;
[r,p,k]=residue(numcz,dencz);
ind=find(abs(p-1)<tol);

[numInt,denInt]=residue(r(ind),p(ind),0);
rs=r;
rs(ind)=[];
ps=p;
ps(ind)=[];

[numdyn,denCmod]=residue(rs,ps,k);
numdyn =real(numdyn);
dendyn =real(dendyn);
```

B. Estrazione coefficienti celle del secondo ordine

Nel seguente script viene lanciata una funzione Matlab inclusa nel *signal-processing toolbox* che permette di creare una matrice composta dalle coppie numeratore-denominatore per ciascuna cella in cui è scomposta l'intera funzione di trasferimento.

```
SOSIST          =  tf2sos(numdynCi,dendynCi);          % generazione
celle del secondo ordine a partire dall'intera fdt

CELL1NUM        =  SOSIST(2,1:3);
CELL1DEN        =  SOSIST(2,5:6);
CELL2NUM        =  SOSIST(1,1:3);
CELL2DEN        =  SOSIST(1,5:6);
```

C. Parametri del modello

Simbolo	Descrizione	Valore	Unità di misura
τ_a	Costante di tempo corpo farfallato	$50 \cdot 10^{-3}$	s
k_1	Fattore conversione giri motore - periodo PMS: 120/(numero cilindri)	30	-
R	Costante universale dei Gas	270	$J/(Kg \cdot ^\circ K)$
V_c	Volume collettore di aspirazione	$3.6 \cdot 10^{-3}$	m^3
k	Rapporto costanti termiche $\frac{c_p}{c_v}$	1.4	-
T	Temperatura nominale collettore aspirazione	50	$^\circ C$
J	Momento di inerzia albero motore	0.125	$Kg \cdot m^2$

D. Coefficienti dei controllori

Controllore	Numeratore	Denominatore
$K_1(d)$	$0.63 \cdot d^5 - 0.36 \cdot d^4 + 0.34 \cdot d^3 - 0.33 \cdot d^2$	$d^5 + 0.89 \cdot d^4 - 0.16 \cdot d^3 - 0.67 \cdot d^2 - 0.56 \cdot d - 0.56$
$K_2(d)$	$8.5 \cdot d^3 - 8.3 \cdot d^2$	$d^3 - 1.22 \cdot d^2 + 0.45 \cdot d - 0.23$

Bibliografia

- [1] Albertoni L., Balluchi A., Casavola A., Gambelli C., Mosca E., and Sangiovanni-Vincentelli A. L. (2003). *IDLE SPEED CONTROL OF PORT-INJECTION ENGINES VIA THE POLYNOMIAL EQUATION APPROACH*.
- [2] Albertoni L., Balluchi A., Casavola A., Gambelli C., Mosca E., and Sangiovanni-Vincentelli A. L. (2003). *Idle Speed control for GDI engines using robust multirate hybrid command governors*. In: proc. CCA2003, 2003 IEEE Conference on Control Applications. VOL. 1. Istanbul, Turkey. pp. 140-145.
- [3] Albertoni L., Balluchi A., Casavola A., Gambelli C., Mosca E., and Sangiovanni-Vincentelli A. L. *Hybrid command governors for idle speed control in gasoline direct injection engines*. American Control Conference, 2003. Proceedings of the 2003.
- [4] E.Mosca. *Optimal, predictive and adaptive control*. Prentice Hall,1995.
- [5] Giovanni Prodi, Bologna, Claudio Gambelli, Firenze, Savino Lupo, Bologna (2004), MAGNETI MARELLI POWERTRAIN SPA (IT). *Method for controlling the speed of a torque-controlled internal combustion engine*. Application Number 04101481.2. Publication Number: EP1467077, US7035729 (B2), US2004267436 (A1)
- [6] L. Albertoni, C.Gambelli (2002). *Minimizzazione dei consumi in motori-benzina ad iniezione diretta: un approccio basato sul controllo predittivo*. Tesi di Laurea, Facoltà di Ingegneria Firenze.

- [7] Balluchi, A., L. Benvenuti, M. D. Di Benedetto, C. Pinello and A. L. Sangiovanni-Vincentelli (2000). *Automotive engine control and hybrid systems: Challenges and opportunities*. Proceedings of the IEEE 88(7), 888–912.
- [8] Balluchi, A., P. Murrieri and A. L. Sangiovanni-Vincentelli (2005). *Controller synthesis on non-uniform and uncertain discrete-time domains*. In: Hybrid Systems: Computation and Control - HSCC2005. LNCS. Springer-Verlag.
- [9] Butts, K. R., N. Sivashankar and J. Sun (1999). *Application of l-1 optimal control to the engine idle speed control problem*. IEEE Trans. on Contr. Syst.s Tech. 7(2), 258–270.
- [10] Carnevale, C. and A. Moschetti (1993). *Idle speed control with H_∞ technique*. Technical Report 930770. SAE.
- [11] Casavola, A. (1996). *A polynomial approach to the l-1 mixed sensitivity optimal control problem*. IEEE Trans.Aut.Contr. 41(5), 751–756.
- [12] Casavola, A., E. Mosca and P. Zecca (1999). *Robust ripple-free deadbeat control design*. International Journal of Control v.72, pp.564–573.
- [13] Franklin, G.F. and A. Emami-Naemi (1986). *Design of ripple-free multivariable robust servomechanisms*. IEEE Trans. Aut. Contr. 31, 661–664.
- [14] Hrovat, D. and J. Sun (1997). *Models and control methodologies for IC engine idle speed control design*. Control Engineering Practice.
- [15] Kucera, V. (1979). *Discrete Linear Control*. Wiley. New York.

- [16] Shim, D., J. Park, P. P. Khargonekar and W. B. Ribbens (1996). *Reducing automotive engine speed fluctuation at idle*. IEEE Trans. On Contr. Syst.s Tech. 4(4), 404–410.

- [17] Yurkovich S. and M.Simpson (1997). *Crank-angle domain modeling and control for idle speed*. SAE Journal of Engines 106(970027), 34–41.

- [18] Leventides J. and Karcianas N.(1995). *Arbitrary pole placement via low order dynamic output feedback controllers- A solution in closed form*. IEEE Conference on Decision and Control, 34 th, New Orleans, LA, 2724-2729.

- [19] Enrico DEL RE (1997). *Elementi di elaborazione numerica dei segnali*. Edizioni Pitagora. ISBN 88-371-0964-4.

- [20] C.Bonivento, C.Melchiorri, R.Zanasi. (1995). *Sistemi di Controllo Digitale*. Progetto Leonardo. ISBN 88-85040-96-9.

Indice Analitico

A

ABS; 15
albero motore; 15; 18; 25; 26; 29; 37;
39; 73; 92
angolo di anticipo accensione; 19; 24;
32; 33; 34
anti-windup; 6; 10; 66; 69; 70; 71; 75;
82; 89
aspirazione; 21; 26; 27; 28; 56; 92
ASR; 15

B

brevetto; 9; 73; 75

C

celle del secondo ordine; 6; 67; 68; 72;
75; 90; 91
cilindro; 7; 21; 27; 29
codice sorgente C; 11; 65
collettore di aspirazione; 5; 20; 21;
22; 26; 27; 30; 33; 35; 37; 73; 92
combustione; 5; 7; 17; 19; 20; 23; 24;
25; 27
compressione; 17; 26; 27; 28; 29; 36
coppia istantanea; 5; 7; 32; 33; 37;
39; 40; 41; 43; 73; 76; 85
coppia motore; 7; 27; 29; 32; 33
coppia potenziale; 25; 30; 31; 32; 33;
34; 35; 38; 40; 72

coppia potenziale stimata; 32; 35; 37
coppia predetta; 32; 34; 40; 56; 73; 76;
85
corpo farfallato; 20; 30; 92
cruise control; 15
curva unica; 24

D

deadbeat; 10; 42; 45; 46; 51; 64; 94
disturbo; 6; 7; 25; 37; 42; 43; 48; 49;
50; 55; 73; 75; 77; 78

E

ESP; 15
espansione; 17; 27; 28; 29; 36

F

FIR; 42; 48; 51

G

generazione automatica; 11; 65; 66; 75

H

Hplot; 13

I

IIR; 66
Infinite Impulse Response; 66

L	riserva di coppia; 31; 32; 33; 35; 37; 39; 40; 41; 56; 60; 72; 73; 78; 82; 84
LoadMDF; 13	
LQ; 10; 78; 80; 82; 87; 89	risposta in frequenza; 42; 51; 55; 60; 63; 68
M	rumore di quantizzazione; 66; 68; 69
miscelazione magra; 24	
miscelazione ricca; 24	
modello ibrido; 29; 30; 89	S
momento d'inerzia; 27	scarico; 9; 18; 20; 26; 27
Multi-Port-Injection; 23	Second Order Sections; 10; 66
O	sottosterzo; 15
overflow; 66; 68	sovrasterzo; 15
P	stabilità; 5; 7; 8; 10; 15; 41; 47; 51; 52; 53; 54; 60; 61; 62; 63; 64; 89
pedale acceleratore; 40; 88	T
PID; 10; 78; 80; 82; 87; 89	Torque Based; 1; 2; 5; 7; 9; 10; 14; 15; 16; 17; 19; 30; 38; 89
PMS; 30; 34; 35; 36; 37; 38; 92	V
Pole-Placement; 56; 58	valvola a farfalla; 19; 20; 21; 22; 32; 33; 35
R	Z
rendimento; 24; 25; 30; 31; 32; 76; 82; 89	Zoh; 37

Ringraziamenti

Ringrazio Magneti Marelli Powertrain s.p.a. di Bologna per il supporto nello sviluppo e nelle prove sperimentali, ed in particolare Savino Lupo, Prodi Giovanni e Canio Caterini per la collaborazione in fase di progettazione, Luca Barbina per la fase di implementazione software e Nicola Garagnani per la fase di validazione. Ringrazio Luca Zecca per l'attenzione data al lavoro e per il contributo alla messa in produzione. Ringrazio inoltre Matteo Albertazzi per la collaborazione e per l'interessamento a future tecniche di taratura automatica.

Desidero ringraziare inoltre: Giuseppina Massara, Salvatore di Maggio, Leonardo Albertoni, Catia Becattini, Marina Longo, Bernardo Abbate, Filippo Magherini, Fatmira Kosturi (Mira), per il supporto durante la fase di stesura della tesi.

Chi non rischia non beve lo champagne.

Detto Rom - Albanese