



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PARMA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

*Dottorato di Ricerca in Tecnologie dell'Informazione
XX Ciclo*

Andrea Toscani

VEICOLI ELETTRICI DI TIPO IBRIDO
PER UNA MOBILITÀ URBANA
SOSTENIBILE

DISSERTAZIONE PRESENTATA PER IL CONSEGUIMENTO
DEL TITOLO DI DOTTORE DI RICERCA

Gennaio 2008

*Ai miei genitori
e ai miei amici*

Indice.

Indice.	v
Prefazione.	ix
Capitolo 1. Il trasporto stradale.	1
1.1. Energia, trasporti e mobilità sostenibile.	2
1.2. I veicoli tradizionali.	4
1.3. I veicoli elettrici a batteria (BEV).	6
1.3.1. Cenni storici dal 1799 ad oggi.	7
1.3.2. Cronostoria.	8
1.4. I veicoli elettrici a cella combustibile (FCV).	11
1.4.1. La cella a combustibile.	13
1.4.2. Caratteristiche della cella a combustibile.	14
1.5. I veicoli ibridi (HEV).	17
Capitolo 2. I veicoli ibridi.	19
2.1. Architetture dei veicoli ibridi.	20
2.1.1. Sistema ibrido serie.	22
2.1.2. Sistema ibrido parallelo.	25
2.1.3. Sistema ibrido serie-parallelo.	28
2.1.4. Sistema ibrido complesso.	31

2.1.5. Scelta dell'architettura ottimale.	32
2.2. Gestione e controllo di un veicolo ibrido.	34
2.2.1. Fattore di ibridizzazione.	35
2.3. Componenti di un veicolo ibrido.	39
2.3.1. Il motore endotermico.	39
2.3.2. Il motore elettrico.	45
2.3.3. Sistema di accumulo dell'energia.	49
2.4. Accumulatori di tipo elettrochimico.	51
2.4.1. Batterie al piombo-acido.	54
2.4.2. Batterie al nichel-cadmio (NiCd).	59
2.4.3. Batterie al nichel-metallo idruro (NiMH).	60
2.4.4. Batterie al litio.	62
2.4.5. Altri tipi di batterie.	66
2.5. Accumulatori di tipo elettrostatico.	68
Capitolo 3. Il prototipo Q10.	73
3.1. Generalità.	74
3.1.1. Schema di principio del sistema di propulsione.	75
3.2. La struttura elettrica.	76
3.3. La trasmissione.	78
3.3.1. Modalità di funzionamento.	80
Capitolo 4. Il controllo del motore <i>brushless</i> sinusoidale.	89
4.1. Modello del motore <i>brushless</i> .	90
4.1.1. Equazioni elettriche del motore.	93
4.1.2. Trasformazione dal sistema trifase al sistema bifase.	95
4.1.3. Trasformazione da assi fissi ad assi rotanti.	98

4.1.4. Coppia motrice e scelta dell'angolo.	101
4.1.5. Modello del motore su assi rotanti.	105
4.2. Il controllo del motore <i>brushless</i> .	108
4.2.1. Il resolver.	110
4.2.2. Demodulazione resolver ed estrazione dell'angolo.	114
4.2.3. Inverter e modulazione.	118
Capitolo 5. Controllo batterie, cambio, valvola a farfalla.	123
5.1. Controllo batterie.	123
5.1.1. Lo stato di carica (SoC) delle batterie.	125
5.1.2. L'equalizzazione delle batterie.	133
5.2. Controllo cambio sequenziale e frizione.	144
5.3. Controllo acceleratore e valvola a farfalla.	146
Capitolo 6. Realizzazione.	149
6.1. Azionamento (inverter trifase e controllo).	149
6.1.1. Inverter trifase.	151
6.1.2. Scheda di controllo.	155
6.2. Scheda di controllo batterie.	165
6.2.1. Stima dello stato di carica (SoC).	167
6.2.2. Equalizzazione delle batterie.	170
6.3. Scheda di controllo cambio/frizione.	174
6.4. Scheda di controllo acceleratore e valvola a farfalla.	178
Capitolo 7. Test e risultati sperimentali.	181
7.1. Verifiche sull'azionamento.	181
7.1.1. Gestione resolver, stima della posizione.	181
7.1.2. Controllo anti wind-up.	186

7.2. Accoppiamento meccanico e risonanza.	189
7.2.1. Effetti dell'elasticità nell'accoppiamento meccanico.	189
7.2.2. Reiezione delle risonanze: i filtri notch.	192
7.3. Caratterizzazione e test propulsore ibrido.	194
7.3.1. Prove di accoppiamento a vuoto.	195
7.3.2. Prove di accoppiamento a carico.	197
7.4. Messa a punto su strada.	201
Appendice.	205
A. Schemi elettrici.	205
B. Script MATLAB calcolo coefficienti filtro <i>notch</i> IIR.	221
C. Script MATLAB calcolo coefficienti filtro <i>passa-basso</i> IIR.	222
Bibliografia.	223

Prefazione.

La maggior parte dei veicoli presenti oggi sulle strade sono equipaggiati con motori a combustione interna. Nonostante il vasto utilizzo e la notevole evoluzione avuta negli anni, i motori a combustione interna sono ancora oggi afflitti da molti difetti, quali il basso rendimento ed il forte legame, tipico dei motori termici, tra regime di rotazione e funzionamento ottimale, in termini di rendimento, consumi e prestazioni.

Tenuto conto che i motori a combustione interna sono alimentati da combustibile fossile, un altro aspetto da non sottovalutare è quello dell'inquinamento e del reperimento delle risorse combustibili.

Negli ultimi anni è stata rivolta grande attenzione verso le problematiche ambientali e le politiche legate allo sfruttamento di una risorsa energetica non rinnovabile quale il petrolio. Da un punto di vista ambientale lo sforzo più consistente riguarda la drastica riduzione delle emissioni inquinanti, mentre da un punto di vista economico e politico la riduzione dei consumi di carburante diminuirebbe la dipendenza da scorte petrolifere in esaurimento e spesso localizzate in aree a elevata instabilità politica.

I veicoli elettrici rappresenterebbero l'opzione migliore per raggiungere l'ideale di una mobilità "pulita" e con livelli di efficienza energetica

molto elevati. Tuttavia, nella sua recente storia, la trazione elettrica con alimentazione ad accumulatori è stata (ed è) utilizzata sempre e comunque laddove non interessano autonomia e velocità, ma invece silenziosità ed assenza di gas di scarico.

Il salto tecnologico dell'elettronica ha permesso di migliorare nell'ultimo decennio sia i record di velocità sia quelli di autonomia, ma non entrambi, insieme, perché il problema non ancora risolto è quello di avere batterie con capacità di immagazzinare energia in quantità non troppo dissimile da quella dei combustibili liquidi.

La soluzione interlocutoria cui si tende sembra essere quella della propulsione ibrida. Mentre i veicoli elettrici richiedono ancora notevoli avanzamenti tecnologici per essere competitivi, i veicoli ibridi (HEV, *hybrid electric vehicle*) possono già garantire un'autonomia energetica soddisfacente e livelli di inquinamento estremamente bassi. Essi possono essere visti come una soluzione "ponte" in attesa dello sviluppo di sistemi più competitivi, come l'auto con celle a combustibile; anche se, in realtà, in alcuni casi presentano opportunità molto interessanti. Si tratta di un compromesso, naturalmente, ma forse l'unico praticabile almeno fino a quando si trovi una soluzione per un efficace immagazzinamento dell'energia.

Capitolo 1.

Il trasporto stradale.

Le attività umane influenzano, da sempre, l'ambiente nel quale vengono condotte. In particolare, dall'epoca della rivoluzione industriale, si è aperto un periodo di profondi cambiamenti nella storia dell'uomo. L'incremento dell'uso di combustibili fossili (carbone, petrolio e gas) dovuto all'intensa attività industriale, ha avuto un profondo impatto sugli ecosistemi e sull'equilibrio climatico del pianeta.

Con il passar del tempo è apparso sempre più chiaramente che l'impatto delle attività industriali si estendeva ben oltre i confini locali, fino ad interessare intere regioni, e, in alcuni casi, l'intero pianeta. Oltre a produrre e rilasciare nell'ambiente composti non presenti in natura, l'uomo ha significativamente modificato il ciclo naturale di molte sostanze.

L'utilizzo su grande scala dei combustibili fossili per esigenze energetiche, ha, ad esempio, direttamente influenzato i cicli del carbonio e dello zolfo. L'anidride carbonica (CO_2), il metano (CH_4) e il protossido di azoto (N_2O), sono gas i cui cicli naturali sono stati ampiamente modificati dalle attività umane ed agiscono tutti come gas ad "effetto

serra”, aumentando in maniera non sostenibile l’effetto serra naturale che rappresenta il principale artefice delle condizioni grazie alle quali si è potuta sviluppare la vita sul nostro pianeta.

Le attività umane sono responsabili, ogni anno, dell’emissione di oltre 6 miliardi di tonnellate di carbonio (pari a circa 25 miliardi di tonnellate di CO₂). Di queste, circa il 60% è dovuto all’utilizzo di combustibili fossili come il carbone, il petrolio e il gas.

Dall’epoca della rivoluzione industriale, il livello di CO₂ presente nell’atmosfera è aumentato di circa il 30% e se non verranno adottate drastiche misure per ridurre significativamente le emissioni di gas inquinanti, si metteranno a rischio gli equilibri climatici e, di conseguenza, interi ecosistemi del pianeta.

1.1. Energia, trasporti e mobilità sostenibile.

I trasporti costituiscono certamente la grande incognita energetica del futuro. Il mercato dipende completamente dal petrolio (98% del consumo dei trasporti, ossia il 67% della domanda finale di petrolio) e il settore registra un’importante crescita della domanda di energia che tra il 1985 e il 1998 è passata da 203 a 298 Mtep (milioni di tonnellate di petrolio equivalente). Nello stesso periodo il numero dei veicoli, privati e commerciali è aumentato da 132 a 189 milioni, parallelamente all’esplosione del trasporto aereo. In un futuro prevedibile il settore dovrebbe continuare a crescere del 2% durante il prossimo decennio. Nell’Unione Europea, si prevede entro il 2010 una crescita del trasporto

di passeggeri del 19% distribuita soprattutto tra l'automobile (+16%) e l'aereo (+90%), mentre il trasporto merci dovrebbe aumentare del 38%.

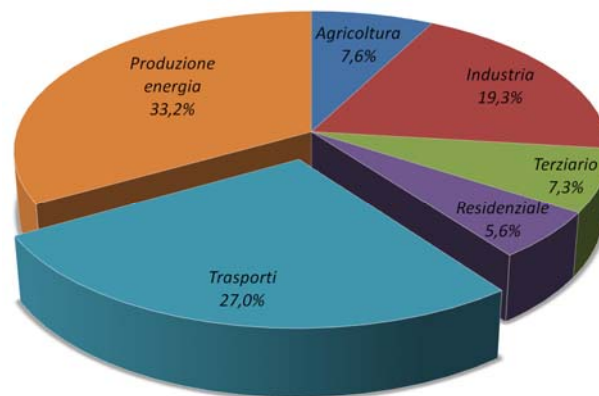


Fig. 1.1 – Analisi delle fonti di emissione di gas inquinanti nel territorio degli USA nell'anno 2004 (fonte: Center of climate change and environmental forecasting, <http://climate.volpe.dot.gov/>)

Gli sforzi intrapresi dall'industria automobilistica conformemente agli accordi stipulati per ridurre le emissioni di CO₂ delle automobili da turismo contribuirà in maniera importante a ridurre queste tendenze, tuttavia i progressi non saranno però sufficienti a ridurre o stabilizzare la domanda energetica del settore dei trasporti.

La necessità spinge quindi nella direzione della mobilità sostenibile, cioè un sistema organizzativo dei trasporti che offre i mezzi e le opportunità per soddisfare i bisogni economici, ambientali e sociali in modo efficiente ed equo, minimizzando gli impatti negativi che possono essere evitati o ridotti e i relativi costi.

In pratica le politiche di mobilità sostenibile prevedono la definizione di modalità di trasporto e movimentazione di merci e persone che rispettino i principi dello sviluppo sostenibile: mantenere le emissioni e le scorie entro i limiti che il pianeta può assorbire; utilizzare risorse rinnovabili nell'ambito della generazione presente; impiegare risorse non rinnovabili solo in misura uguale o inferiore al ritmo di sviluppo di risorse alternative rinnovabili.

1.2. I veicoli tradizionali.

I veicoli tradizionali dotati di motore a combustione interna sono alimentati da combustibile fossile, per cui un aspetto chiave è quello dell'inquinamento prodotto.

Per contenere le emissioni inquinanti dei motori a benzina, ormai da anni è stata adottata la marmitta catalitica ma, come è noto, questo componente è inefficiente al di sotto dei 300-350°C (il caso di brevi percorsi urbani) e deve lavorare in un intervallo molto stretto del rapporto aria/combustibile. Quest'ultimo è il motivo per cui nelle auto recenti l'alimentazione è effettuata mediante sofisticati sistemi di iniezione diretta comandati da una sonda (la "sonda lambda"), che misura direttamente la quantità di ossigeno residuo nella marmitta; il sistema di iniezione ubbidisce al segnale della sonda, regolando la portata del combustibile in modo da mantenere il rapporto aria/combustibile al suo valore ottimale. Il tempo di risposta del sistema è, però, superiore al secondo, per cui, nel caso di rapide accelerazioni e

decelerazioni, il rapporto aria/combustibile si allontana dal valore ottimale, causando un aumento delle emissioni inquinanti.

Per quanto riguarda, poi, l'efficienza del convertitore catalitico, diversi fattori ne provocano una progressiva perdita di funzionalità nel tempo. La sinterizzazione termica e l'avvelenamento sono le principali. La sinterizzazione altro non è che un processo di ricristallizzazione dei metalli nobili causato dalle forti temperature che il convertitore raggiunge in condizioni di carico elevato. L'avvelenamento è dovuto all'inevitabile presenza nei gas che attraversano il convertitore, di sostanze che reagiscono con la sua parte attiva o che semplicemente la vanno lentamente a ricoprire. In definitiva, l'efficienza è massima solo quando la marmitta catalitica è nuova e in condizioni di guida stazionarie, tipicamente su percorsi autostradali.

Per quanto riguarda i motori diesel, in virtù delle loro diverse caratteristiche costruttive e funzionali, garantiscono consumi di combustibile ridotti del 15-20%, e producono già ora quantità nettamente inferiori di CO rispetto ai motori a benzina, quantità leggermente inferiori di NOx e maggiori di particolato, ma ciò non è ancora sufficiente.

Allo scopo di ottemperare alle nuove normative Euro IV, la soluzione più promettente dal punto di vista di consumi, emissioni e prestazioni è senza dubbio costituita dal motore diesel con sistema di iniezione diretta ad alta pressione "common rail".

Infatti l'uso del "common rail" riduce anche il rumore e le emissioni di particolato in maniera considerevole. In questa maniera, il motore diesel ad iniezione diretta, già caratterizzato da consumi più bassi del

motore a benzina e da minori emissioni di CO, deve abbattere solamente le emissioni di NOx. A questo proposito, per rispettare le normative Euro IV in vigore dal 2005, è necessario sviluppare i cosiddetti catalizzatori DeNOx, in grado di ridurre gli NOx in ambiente ossidante; questi catalizzatori, attualmente del tutto inefficienti, dovranno essere oggetto di opportuni programmi di ricerca, per raggiungere livelli di abbattimento degli NOx almeno del 60%.

Risultati significativamente migliori in termini di emissioni si potrebbero ottenere con l'impiego di motori a metano, tecnologia già pronta all'impiego e pienamente conforme alle normative Euro IV; però, la ridotta rete dei distributori di metano ne limita fortemente lo sviluppo.

1.3. I veicoli elettrici a batteria (BEV).

I veicoli elettrici potrebbero garantire l'ideale di una mobilità sostenibile, con livelli di efficienza energetica molto elevati.

Per quanto riguarda le emissioni, i veicoli elettrici non producono inquinamento nel luogo di utilizzo, ma possono inquinare per via indiretta attraverso le centrali di produzione dell'energia elettrica, qualora esse siano alimentate con combustibili fossili. In ogni caso, il controllo delle emissioni delle centrali è senza dubbio più facile da risolvere di quello effettuabile sul parco autoveicoli. Inoltre, le emissioni delle centrali di produzione ricollegabili all'uso dell'auto elettrica sono sensibilmente inferiori a quelle delle autovetture con motore a combustione interna e, fatto di non trascurabile importanza, le emissioni

sono localizzate fuori dai centri urbani, generalmente in zone scarsamente popolate.

1.3.1. Cenni storici dal 1799 ad oggi.

L'auto elettrica nasce a metà dell'Ottocento, un po' prima dell'auto a benzina ed un po' dopo le carrozze a vapore. Se alla fine del secolo, invece di grandi giacimenti di petrolio si fosse scoperto un modo efficiente di immagazzinare l'elettricità, oggi forse viaggeremmo tutti su veicoli elettrici e magari si parlerebbe del motore a combustione interna come possibile, ma difficile alternativa [63].

All'inizio il motore a combustione era sporco, rumoroso e difficile da far funzionare, e non può dunque stupire il fatto che la trazione elettrica (assieme a quella a vapore) sia stata competitiva almeno fino ai primi anni del Novecento.

Già la tecnologia di fine Ottocento permise al belga Camille Jenatzy di superare per primo il traguardo dei cento km/h con un veicolo

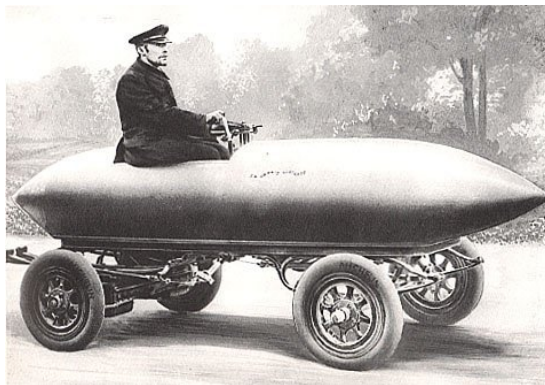


Fig. 1.2 – Il veicolo elettrico jamais contente.

elettrico: il record avvenne il 29 aprile 1899 nel parco di Achères alla media di 105,88 km/h e la macchina aveva il nome augurale di “Jamais contente”.

Ma, come ci si doveva render conto, era stato raggiunto un limite dopo pochi anni di sviluppo:

questo limite era la capacità energetica delle batterie.

I principali svantaggi che hanno ostacolato fino ad oggi, e limiteranno fortemente nel prevedibile futuro l'utilizzazione commerciale dei veicoli elettrici, sono il costo elevato (che potrebbe ridursi con una maggiore diffusione di questi veicoli) e soprattutto la scarsa autonomia, dovuta alla limitata capacità di accumulo delle batterie attualmente disponibili.

Nonostante gli svantaggi citati, le prestazioni del veicolo elettrico, per quanto limitate, potrebbero essere compatibili con le esigenze di mobilità in ambito urbano, qualora gli utenti considerassero la brevità della maggior parte delle percorrenze giornaliere. Le ricerche dimostrano, infatti, che il 60% delle percorrenze giornaliere è inferiore ai 30 km ed il 75% delle percorrenze è inferiore ai 50 km. Se ne deduce che, nell'attuale stato di sviluppo, sarebbe possibile la diffusione di veicoli con missione limitata e ristretta al trasporto urbano.

1.3.2. Cronostoria.

1799. Alessandro Volta inventa la pila e ne dà notizia con lettera del 20 marzo 1800 a Sir Joseph Banks, presidente della Royal Society di Londra. Inizia così un vasto lavoro di ricerca e perfezionamento di generatori elettrochimici.

1820. Il fisico danese Oersted osserva il campo magnetico provocato dal passaggio della corrente elettrica in un filo metallico.

1831. L'inglese Faraday scopre il fenomeno complementare a quello precedente, ossia la corrente indotta nel filo quando questo si muove in un campo magnetico.

1837. Un americano, Thomas Davenport, brevetta (e forse costruisce) un veicolo elettrico funzionante con un rudimentale motore costituito da una elettrocalamita ed un arpionismo. Il brevetto reca il numero 132 e la data del 25 febbraio 1837.

1839. Uno scozzese, Robert Davidson, costruisce un veicolo elettrico, che secondo altre fonti risalirebbe al 1837.

1860. Il francese Gaston Planté inventa la batteria al piombo-acido solforico, poi perfezionata da Camille Fauré.

1873. Il belga Z.T. Gramme presenta a Vienna i primi esemplari industriali della dinamo e del motore a corrente continua realizzati sperimentalmente da Pacinotti, Pixii, Saxton ed altri.

1881. Il francese Gustave Trouvé gira a Parigi con un triciclo elettrico dotato di due motori per le ruote posteriori.

1882. Il 29 aprile a Berlino si sperimenta un autobus elettrico sulla Kurfürstendamm tra Halensee e Charlottenburg.

1889. Thomas Edison sperimenta un veicolo elettrico spinto dalle batterie alcaline di sua invenzione.

1892. Giuseppe Carli, di Castelnuovo di Garfagnana, costruisce un triciclo elettrico a due posti, con motore da 1 CV e che, completo di batterie pesa appena 140 kg.

1895. Il francese Jeantaud produce e vende vetture elettriche con autonomia di 30 km e velocità massima di 20 km/h.

1898. Una vettura Jeantaud guidata dal conte Chasseloup-Laubat nel mese di dicembre stabilisce il primo record mondiale di velocità per automobili ad Achères presso Parigi, battendo gli altri veicoli a vapore ed a benzina, con la velocità di 63,157 km/h.

1899. Il 29 aprile ad Achères, il belga Camille Jenatzy con la sua vettura elettrica speciale *Jamais Contente*, stabilisce il record di velocità per autoveicoli alla media di 105,88 km/h.

1917. Negli Stati Uniti viene effettuata una prova di autonomia per veicoli elettrici, uno dei quali percorre i circa 200 km tra Atlantic City e New York alla media di 33 km/h. Cessa la produzione della *Detroit Electric*, ultima automobile elettrica prodotta in serie negli Stati Uniti.

1939. L'Inghilterra è l'unico Paese dove prospera una industria produttrice di veicoli elettrici industriali, con una decina di fabbriche. Le prove eseguite con veicoli per consegne porta a porta mostrano un sensibile vantaggio dei veicoli elettrici rispetto a quelli a benzina o a trazione animale.

1958. Prima dimostrazione pratica della "fuel cell" ad idrogeno-ossigeno che dà adito a nuove speranze per l'auto elettrica, tanto che la De Soto (gruppo Chrysler) propone un anno dopo il modellino di una vettura chiamata "Cella I" che dovrebbe funzionare appunto con la cella a combustibile.

1960. A partire dagli anni Sessanta ricominciano a proliferare le proposte, gli studi e i prototipi per la produzione di auto elettriche, sotto la spinta del pericolo di inquinamento causato dai gas di scarico. Tutte le grandi case automobilistiche presentano i loro prototipi, senza contare gli inventori la cui presenza si inserisce in concomitanza con le ricorrenti crisi energetiche, il resto è storia recente.

1.4. I veicoli elettrici a cella combustibile (FCV).

Un veicolo elettrico a cella combustibile (*fuel cell*) è, di fatto, un veicolo elettrico, in cui il pacco batterie è sostituito, in tutto o in parte, con un generatore di corrente elettrica. Infatti il sistema propulsivo è costituito da uno o più motori elettrici; di conseguenza dal punto di vista della trazione il veicolo presenta tutti i vantaggi propri di un veicolo elettrico, quali la silenziosità, l'assenza di vibrazioni e caratteristiche ottimali in termini di coppia/velocità [26].



Fig. 1.3 – Fiat Panda motorizzata con un sistema a celle a combustibile di produzione Nuvera, che garantiscono un'autonomia di oltre 200 km nel ciclo urbano, con soli 5 minuti per la ricarica. Il sistema è alimentato con idrogeno stoccato ad una pressione di circa 350 bar in un serbatoio alloggiato sotto il pianale. La velocità massima è superiore a 130

km/h, con un'accelerazione da 0 a 50 km/h raggiunta in 5 s. Allo spunto la vettura supera facilmente una pendenza del 23%.

L'utilizzo di *fuel cell* permette di sostituire le batterie con un sistema in grado di produrre energia utile finché si rende disponibile l'idrogeno. I limiti di autonomia e prestazioni dipendono così soltanto dalle dimensioni del serbatoio, esattamente come avviene per un veicolo dotato di motore endotermico. Inoltre la cella combustibile e il relativo

impianto può non essere più ingombrante di un normale motore a combustione interna.

Un veicolo equipaggiato con *fuel cell* presenta i seguenti vantaggi nei confronti dei veicoli endotermici ed elettrici tradizionali:

1. *Inquinamento locale nullo*: dato che il veicolo emette soltanto vapore acqueo, le sue emissioni sono localmente nulle. Possono essere non nulle se si considerano anche le emissioni generate per la produzione dell'idrogeno necessario, qualora questo venga prodotto mediante *reforming* degli idrocarburi. La soluzione più pulita è quella di generare idrogeno per elettrolisi dell'acqua utilizzando fonti energetiche rinnovabili (solare, eolico, geotermico, idroelettrico, ecc.).
2. *Silenziosità*: il veicolo è di fatto un veicolo elettrico, quindi mantiene tutti i pregi dei veicoli elettrici tradizionali, quali silenziosità e facilità d'uso.
3. *Elevata autonomia operativa*: rispetto ad un veicolo elettrico tradizionale, che utilizza come serbatoio energetico delle batterie, che una volta esaurite immobilizzano il veicolo finché non vengono ricaricate, il veicolo ad idrogeno continua a funzionare finché viene fornito idrogeno alla cella combustibile, quindi l'autonomia è determinata dalle dimensioni del serbatoio di idrogeno.
4. *Possibilità di autoproduzione del "carburante"*: contrariamente a quanto avviene per i combustibili fossili, che vanno acquistati dai paesi estrattori, l'idrogeno può essere prodotto autonomamente dall'acqua sfruttando tecnologie consolidate e alla portata di chiunque.

5. *Identica operatività del veicolo tradizionale:* Il veicolo proposto conserva tutte le possibilità operative del veicolo tradizionale, a fronte soltanto di una piccola riduzione del carico utile per fare spazio al serbatoio di idrogeno.

1.4.1. La cella a combustibile.

Una cella a combustibile (*fuel cell*) è un dispositivo elettrochimico che permette di ottenere elettricità direttamente da certe sostanze, tipicamente da idrogeno ed ossigeno, senza che avvenga alcun processo di combustione termica.



Fig. 1.4 - Cella combustibile PEM Ballard Mark 1030, potenza 1320WDC, 430mm x 171mm x 231mm. Peso a secco: 20,5 kg. (<http://www.ballard.com/>).

I primi esperimenti vennero fatti da Sir William Robert Grove nel 1839 sulla base del lavoro teorico sviluppato da Christian Friedrich Schönbein, con elettrodi porosi di platino ed acido solforico come bagno elettrolita. La miscela di idrogeno ed ossigeno in presenza di un elettrolita produceva elettricità e, come unico scarto d'emissione, acqua.

Sfortunatamente non producevano abbastanza elettricità da essere utili all'epoca.

La svolta avvenne nel 1932 con il Dr. Francis T. Bacon. Invece di utilizzare elettrodi porosi in platino, molto costoso, ed acido solforico, assai corrosivo, come bagno elettrolita, Bacon decise di utilizzare un elettrodo poco costoso, in nichel, ed un elettrolita alcalino meno corrosivo. Perfezionò il suo progetto fino al 1959, dimostrandone l'efficacia con una saldatrice alimentata da una cella da 5 kW.

Già nell'ottobre del 1959, Harry Ihrig, un ingegnere della Allis-Chambers, mostrò un trattore da 20 cavalli alimentato da celle a combustibile; questo fu il primo veicolo alimentato con questa fonte energetica.

Pochi anni dopo, nella prima metà degli anni '60, un'industria statunitense, la General Electric, produsse un sistema che aveva il fine di generare energia elettrica basato sulle celle a combustibile, destinato alle navicelle spaziali Gemini ed Apollo della NASA. I principi della "cella Bacon" furono la base per questo suo progetto. Oggi l'elettricità per lo Shuttle è fornita da celle a combustibile, ed alcune di queste celle provvedono anche alla creazione d'acqua per l'equipaggio.

1.4.2. Caratteristiche della cella a combustibile.

L'efficienza delle celle a combustibile può essere molto alta; alcuni fenomeni però, come la catalisi e la resistenza interna, pongono limiti pratici alla loro efficienza.

Il principio alla base delle celle a combustibile è quello della generazione diretta, a partire dalle sostanze reagenti (per esempio

idrogeno ed ossigeno) di una forza elettromotrice per mezzo di una reazione elettrochimica, in modo analogo alle pile elettriche, anziché attraverso processi di conversione di energia, come si fa invece nei generatori elettrici azionati da macchine a combustione termica, in quest'ultimo caso infatti il calore generato dalla combustione non può essere completamente convertito in elettricità a causa dei limiti imposti dal teorema di Carnot, che consegue dal secondo principio della termodinamica: in base a esso, la massima efficienza η_{\max} di una macchina termica che opera tra una temperatura T_a e una temperatura più bassa T_b (per esempio l'ambiente) è:

$$\eta_{\max} = 1 - \frac{T_b}{T_a} \quad (1.1)$$

Anche nelle macchine termiche più efficienti, quali le turbine a gas combinate con turbine a vapore, a causa dei limiti dei materiali di costruzione, raramente l'efficienza può superare il 60%, e questo può avvenire solo con impianti a ciclo combinato di elevata potenza. Nei motori a combustione delle più moderne automobili, l'efficienza è spesso al di sotto del 30%.

La reazione elettrochimica che avviene nella cella a combustibile si basa sull'idea di spezzare le molecole del combustibile (di solito idrogeno) o del comburente (di solito ossigeno atmosferico) in ioni positivi ed elettroni; questi ultimi, passando da un circuito esterno, forniscono una corrente elettrica proporzionale alla velocità della reazione chimica.

In pratica, la scelta dei combustibili è molto limitata, perché ionizzare molte molecole è difficile, e la reazione risulta avere una grande energia di attivazione, che a sua volta rallenta la reazione e rende l'uso pratico impossibile. L'idrogeno è un gas in grado di essere ionizzato facilmente, perché la sua molecola è costituita da due atomi legati da un legame relativamente debole (H-H); molto più debole, per esempio, di quello tra atomi di idrogeno e carbonio nella molecola del metano (CH₄). Il comburente più comunemente usato è l'ossigeno dell'aria: non solo reagisce con l'idrogeno dando un prodotto innocuo come l'acqua, ma è anche disponibile in abbondanza nell'atmosfera. Tuttavia, il doppio legame (O=O) tra gli atomi nella molecola dell'ossigeno è più forte che nel caso della molecola di idrogeno, e l'ossigeno rappresenta spesso l'ostacolo maggiore nella catalisi delle reazioni elettrochimiche.

I problemi connessi all'uso dell'idrogeno come combustibile sono essenzialmente la sua scarsa densità energetica su base volumetrica (mentre è notevole su base massica), che richiede, per il suo stoccaggio, cilindri in pressione, in alternativa uno stoccaggio criogenico a 20 kelvin, o l'uso di metodologie di confinamento tramite spugne ad idruri metallici; purtroppo nessuna di queste soluzioni risolve completamente il problema dello stoccaggio.

Questa difficoltà ha stimolato vari filoni di ricerca alcuni dei quali rivolti a sostituire come combustibile l'idrogeno a favore di altri tipi di combustibili, quali il metanolo e l'acido formico; purtroppo, con questi combustibili, la densità di potenza prodotta dalla pila è più ridotta rispetto all'uso del solo idrogeno. Le peggiori caratteristiche della pila con combustibili alternativi all'idrogeno sono dovute essenzialmente

all'aumento della sovratensione anodica per promuovere la reazione del combustibile.

1.5. I veicoli ibridi (HEV).

L'auto a propulsione ibrida condivide con l'auto elettrica l'impiego di motori elettrici molto efficienti e la capacità di riutilizzare buona parte dell'energia frenante; se ne distingue per il peso molto inferiore e per la fonte di alimentazione diversa.

In proporzione al peso, la benzina e gli altri combustibili fossili liquidi immagazzinano almeno cinquanta volte più energia delle batterie, dunque è possibile ottenere un'autonomia superiore trasportando l'energia non sotto forma di carica negli accumulatori, ma come combustibile, che sarà convertito in energia meccanica e poi in elettricità mediante un piccolo motore endotermico o una turbina.

<i>Combustibili fossili</i>	<i>Densità di energia</i>	
Benzina	12.037 Wh/kg	43.333 kJ/kg
Gasolio	11.863 Wh/kg	42.705 kJ/kg
<i>Accumulatori elettrochimici</i>		
Batterie al piombo	30-50 Wh/kg	108-180 kJ/kg
Batterie al litio	100-200 Wh/kg	360-720 kJ/kg

Tab. 1 - Confronto fra le densità di energia di combustibili fossili e accumulatori elettrochimici. Per i combustibili fossili è considerato il potere calorifico inferiore.

I sistemi di propulsione ibridi consentono al motore termico di funzionare sempre nel punto di massimo rendimento e garantiscono una notevole riduzione delle emissioni inquinanti e un apprezzabile riduzione del consumo energetico.

Un moderno sistema a trazione ibrido-elettrica pesa circa un terzo della mezza tonnellata di batterie necessaria ai normali veicoli elettrici e richiede serbatoi di combustibile molto inferiori, consentendo quindi una maggiore flessibilità di impiego del veicolo [27], [28], [32].

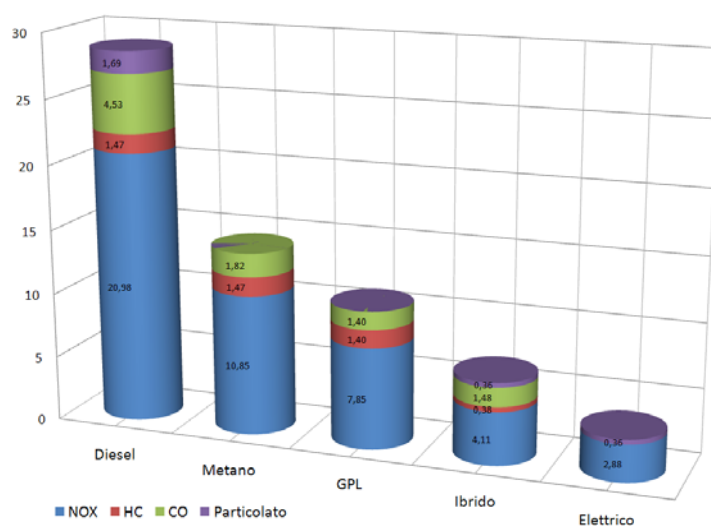


Fig. 1.5 – Confronto fra gli agenti inquinanti emessi da veicoli equipaggiati con diversi sistemi di propulsione.

Nel corso degli ultimi anni sono state proposte molte configurazioni di sistemi di propulsione ibridi, alcune delle quali anche molto complesse, ma tutte comunque derivabili dalle due configurazioni base “serie” e “parallelo”.

Capitolo 2.

I veicoli ibridi.

Si definisce veicolo ibrido un veicolo dotato di due o più sorgenti di potenza distinte, di cui almeno una reversibile. Nel caso specifico dei veicoli ibridi elettrici, la sorgente principale è un motore a combustione interna (ICE, *internal combustion engine*) benzina o diesel e la sorgente secondaria e reversibile è un motore elettrico (EM, *electric motor*) alimentato da un pacco di batterie.

L'uso dei due tipi differenti di propulsore permette di beneficiare dei vantaggi e compensare di difetti di ciascuno di essi e il risultato è un veicolo con efficienza molto superiore a quella di una soluzione tradizionale. Inoltre, sebbene i veicoli ibridi utilizzino un motore elettrico, non necessitano di ricaricare le batterie di bordo come invece occorre fare per i veicoli elettrici, questo grazie ai meccanismi di gestione dell'energia di bordo.

2.1. Architetture dei veicoli ibridi.

Il motore endotermico (ICE), il motore elettrico (EM), l'accumulatore d'energia, il convertitore di potenza e la trasmissione che collega meccanicamente il blocco di propulsione con le ruote sono gli elementi che accomunano tutti gli HEV; per realizzare pienamente le potenzialità del veicolo è necessario progettare con estrema attenzione la gestione dei flussi di potenza (*power management*) tra i vari organi.

Col termine *power management* si intende la definizione di un algoritmo di controllo che determina la gestione dell'intervento delle due fonti di energia. Generalmente tale algoritmo è gestito da una centralina di controllo; questa può coordinare il sistema ibrido per soddisfare determinati obiettivi quali la riduzione delle emissioni e il risparmio di carburante. Sebbene il *power management* sia dipendente dal tipo di architettura scelta e dalle prestazioni che si richiedono al veicolo, si possono facilmente trovare delle caratteristiche comuni: infatti qualunque sia l'architettura

- ✓ il motore elettrico può fungere sia da motore, sia da generatore, in modo da poter garantire il flusso di potenza dalla batteria alle ruote e viceversa
- ✓ si possono ricaricare le batterie in decelerazione o frenata con recupero di parte dell'energia cinetica del veicolo (*regenerative braking*)
- ✓ si può fare in modo che la trazione sia garantita dal solo motore elettrico in modo da ottenere un veicolo a emissioni nulle (ZEV, *zero emission vehicle*)

- ✓ in caso di fermata del veicolo, o in altre circostanze in cui il conducente non richiede potenza, il motore endotermico può essere spento (*idle stop*) con notevole risparmio di carburante e riduzione delle emissioni; nel momento in cui viene richiesta nuovamente potenza il propulsore viene riacceso grazie all'intervento di un apposito sistema di avviamento.

Dal punto di vista funzionale i veicoli ibridi sono classificati in quattro gruppi definiti in base al tipo di interconnessione tra il motore endotermico e quello elettrico ([23], [25], [29]):

- ✓ Sistema ibrido serie
- ✓ Sistema ibrido parallelo
- ✓ Sistema ibrido serie-parallelo
- ✓ Sistema ibrido complesso

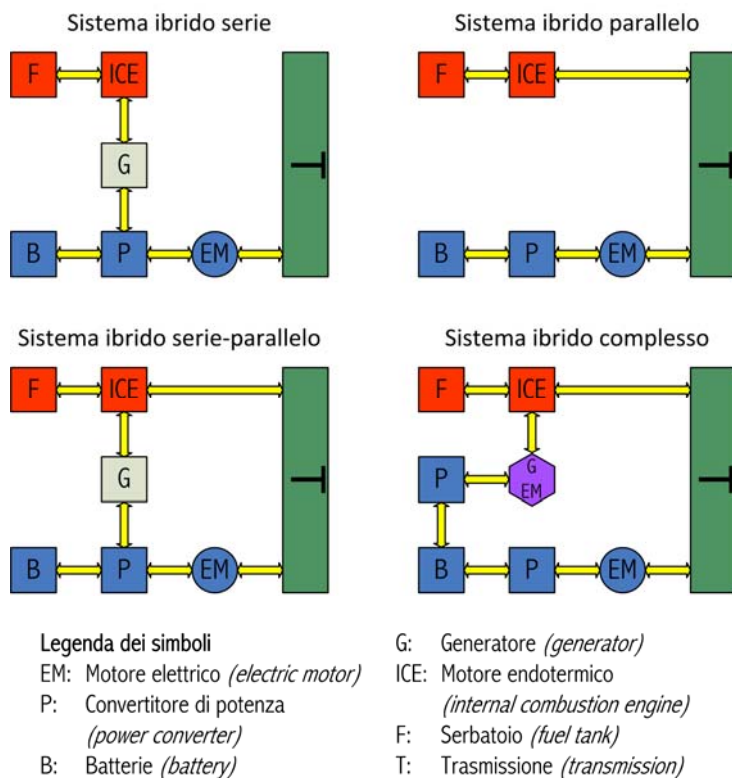


Fig. 2.1 – Tipologie dei veicoli elettrici ibridi. Le configurazioni possibili sono: serie, parallelo, serie-parallelo e complesso.

2.1.1. Sistema ibrido serie.

I veicoli ibridi in configurazione serie impiegano esclusivamente il motore elettrico per la propulsione, l'energia necessaria al motore elettrico è prodotta da un generatore trascinato dal motore a combustione interna e viene immagazzinata in un banco di accumulatori.

Il flusso di energia (elettrica o meccanica), percorre le componenti del sistema “in serie”, passando dal motore endotermico, attraverso il generatore elettrico alle batterie, da cui poi viene prelevato dal motore elettrico per essere trasferito alle ruote.

Il motore a combustione interna viene utilizzato a regime costante nel punto di massimo rendimento consentendo una drastica riduzione delle emissioni nocive e della rumorosità del mezzo, oltre ad un miglior rendimento energetico.

Il dimensionamento del motore termico è determinato dalla potenza media richiesta dal veicolo, a differenza degli autoveicoli tradizionali nei quali il motore a combustione interna viene impiegato direttamente per la propulsione e deve essere quindi dimensionato in base alla massima potenza richiesta.

L’ibrido serie consente l’installazione di un motore termico di cilindrata ridotta funzionante a regime fisso di rotazione, raggiungendo rendimenti elevati, limitando le emissioni inquinanti ed utilizzando gli accumulatori quali “volano energetico”.

Pregi della configurazione serie	Difetti della configurazione serie
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Il motore a combustione interna lavora sempre nelle condizioni di massima efficienza. ✓ Il motore a combustione interna trascina un generatore che opera sempre a rendimento massimo. ✓ Nessun legame meccanico tra il motore a combustione interna e le 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Tre componenti di propulsione: motore termico, generatore, motore elettrico. ✓ Richiede batterie più grandi e quindi più pesanti (almeno il 50% della potenza totale deve essere garantita dalle batterie). ✓ Tripla conversione dell’energia da

<p>ruote e ciò permette un'elevata flessibilità nella sua disposizione all'interno del veicolo.</p> <p>✓ Il motore a combustione interna ha una potenza più bassa rispetto ad un veicolo convenzionale (generalmente questa non supera il 50% della potenza totale).</p>	<p>chimica a meccanica (ICE), da meccanica ad elettrica, e da elettrica di nuovo a meccanica (EM).</p>
--	--

Il *power mangement* di un veicolo ibrido serie viene generalmente gestito secondo le modalità operative elencate di seguito:

1. *startup/guida normale/accelerazione*: durante tali fasi sia la batteria, sia il motore endotermico, forniscono potenza al motore elettrico.
2. *basso carico*: Ai bassi carichi la potenza del motore endotermico può essere maggiore di quella richiesta per la propulsione e quindi parte di questa può essere usata per ricaricare le batterie.
3. *decelerazione/frenata*: Il motore elettrico funge da generatore e trasforma l'energia cinetica delle ruote in energia elettrica ricaricando le batterie.
4. *ricarica batterie da fermo*: Le batterie possono essere ricaricate dal motore endotermico anche nel caso di veicolo fermo.

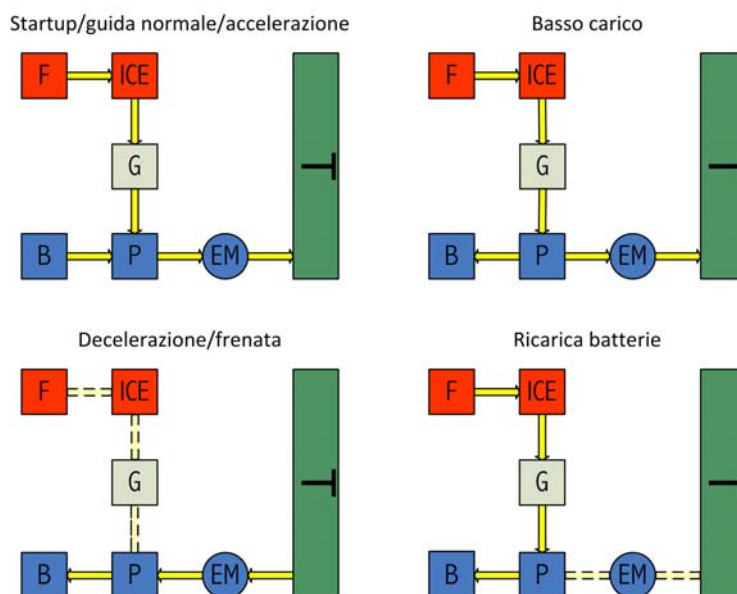


Fig. 2.2 – Modalità operative possibili per un veicolo ibrido con architettura serie.

2.1.2. Sistema ibrido parallelo.

Nei veicoli ibridi in configurazione parallelo i motori endotermico ed elettrico sono entrambi accoppiati all'asse di trasmissione sommando così le potenze in gioco: nella sua configurazione classica tale sistema è dotato di due frizioni che servono per trasmettere la potenza dai due motori all'albero di trasmissione, in questo modo è possibile che solo uno dei due motori fornisca potenza per la trazione.

Come risultato si hanno da un lato un più favorevole dimensionamento del motore elettrico ma, per contro, una notevole complicazione nel sistema di trasmissione e della logica di controllo. Viene inoltre meno il vantaggio di far lavorare a punto fisso il motore termico con conseguente aggravio dei consumi e delle emissioni;

Da un punto di vista energetico la configurazione parallelo risulta più vantaggiosa rispetto a quella serie, in quanto consente un minor numero di trasformazioni del flusso energetico (non c'è la conversione energia meccanica-elettrica-meccanica del caso serie) e quindi di perdite. Il motore elettrico inoltre può essere sottodimensionato, a parità di potenza massima di trazione, essendo parte della potenza fornita dal motore termico.

Pregi della configurazione parallelo	Difetti della configurazione parallelo
<ul style="list-style-type: none"> ✓ A parità di prestazioni, permette l'utilizzo di un motore a combustione interna più piccolo ed efficiente. ✓ Il veicolo complessivamente in grado di fornire buone prestazioni perché entrambi i motori possono lavorare insieme. ✓ Spesso è possibile evitare il generatore elettrico separato perché è il motore elettrico stesso che ricarica le batterie. ✓ L'energia non deve essere convertita da meccanica ad elettrica per poi tornare sotto forma meccanica. 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Maggiore complessità del sistema di trazione e di trasmissione. ✓ Il motore termico funziona a regime variabile, con conseguente riduzione del rendimento ed aumento delle emissioni. ✓ Nessun tipo di flessibilità di ambientazione.

Il *power mangement* di un veicolo ibrido parallelo viene generalmente gestito secondo le modalità operative elencate di seguito:

1. *startup/accelerazione*: entrambi i motori forniscono potenza alle ruote.
2. *guida normale*: il solo motore endotermico fornisce potenza, mentre il motore elettrico è spento.
3. *decelerazione/frenata*: il motore elettrico funge da generatore e ricarica le batterie attraverso il convertitore di potenza.
4. *ricarica batterie in marcia*: in questo caso, visto che il motore endotermico è accoppiato a quello elettrico attraverso l'albero di trasmissione, è possibile, durante la marcia e ai bassi carichi, che il motore termico ricarichi le batterie. La ricarica delle batterie a veicolo fermo non sempre è possibile (dipende da come è fatta la trasmissione).

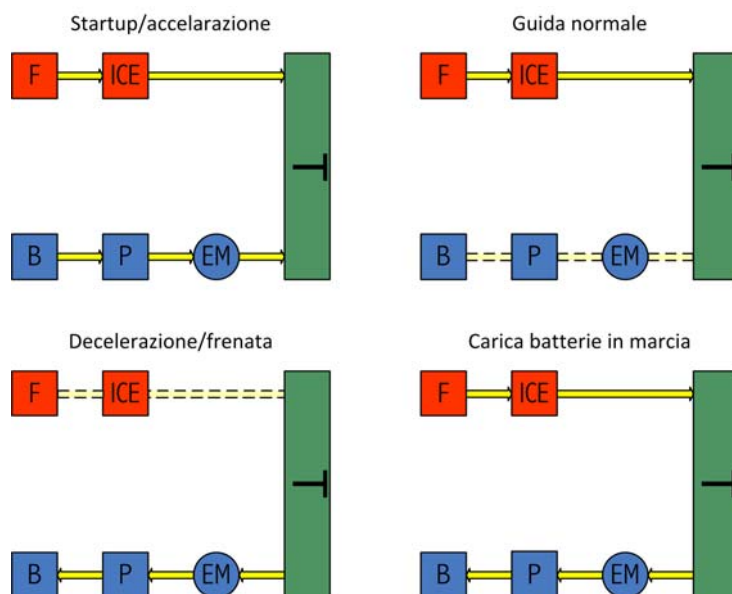


Fig. 2.3 – Modalità operative possibili per un veicolo ibrido con architettura parallelo.

2.1.3. Sistema ibrido serie-parallelo.

La configurazione serie-parallelo garantisce i vantaggi di entrambe le architetture viste, ma necessita di un ulteriore collegamento meccanico (tra motore endotermico e ruote) rispetto all'ibrido serie ed un generatore che invece nell'ibrido parallelo non è presente.

Nonostante ciò la complicazione del sistema e l'incremento di costo, l'avanzamento tecnologico permette ad alcuni veicoli ibridi moderni di adottare vantaggiosamente questa architettura.

Questa soluzione assicura una più ampia gamma di modalità operative per gestire il flusso di potenza, essenzialmente possono essere racchiuse in due gruppi:

1. *Engine heavy*

- ✓ *startup/basso carico*: il solo motore elettrico è attivo, il motore endotermico è spento.
- ✓ *accelerazione*: il motore endotermico e quello elettrico si dividono la potenza alle ruote.
- ✓ *guida normale*: il motore endotermico da solo fornisce potenza alle ruote, il motore elettrico è spento.

2. *Electric heavy*

- ✓ *startup/basso carico*: il solo motore elettrico è attivo, il motore endotermico è spento.
- ✓ *accelerazione/guida normale*: il motore endotermico e quello elettrico forniscono ciascuno parte della potenza alle ruote, in proporzione variabile a seconda delle condizioni di marcia e della politica di gestione.

Le altre fasi di guida sono comuni alle due strategie:

- ✓ *decelerazione/frenata*: il motore elettrico funge da generatore e ricarica le batterie.
- ✓ *ricarica batterie in movimento*: durante la guida, il motore a endotermico non solo fornisce potenza alle ruote, ma anche al generatore elettrico, che ricarica le batterie grazie al convertitore di potenza.

- ✓ *ricarica batterie da fermo*: quando il veicolo è fermo, il motore endotermico può essere mantenuto in funzione per fornire potenza al generatore e ricaricare le batterie.

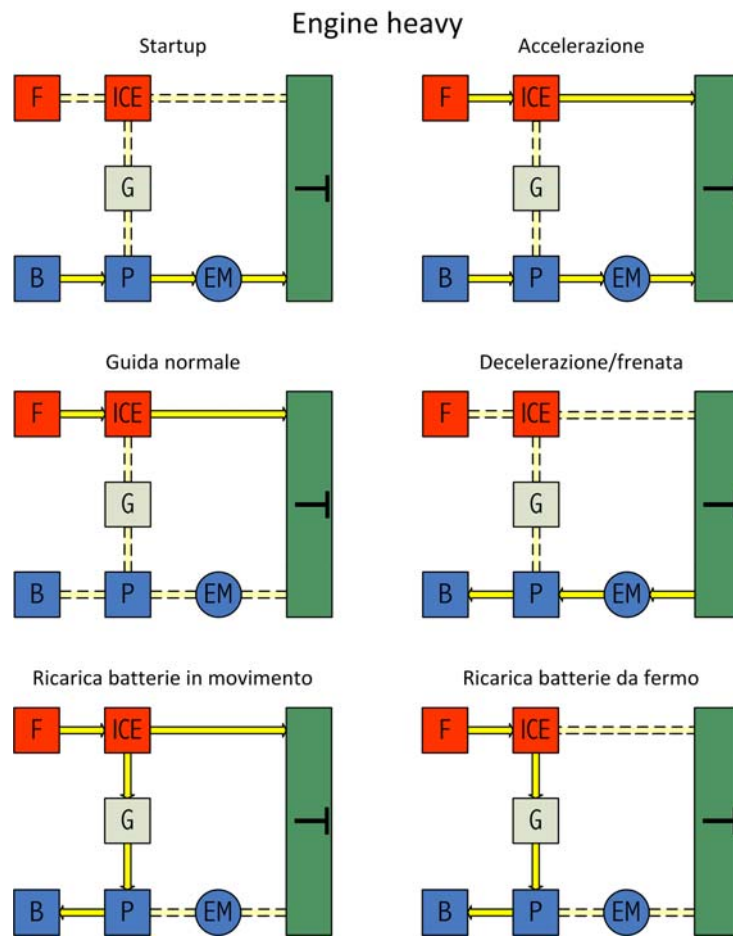


Fig. 2.4 - Modalità operative per un veicolo ibrido con architettura serie-parallelo e gestione "engine heavy".

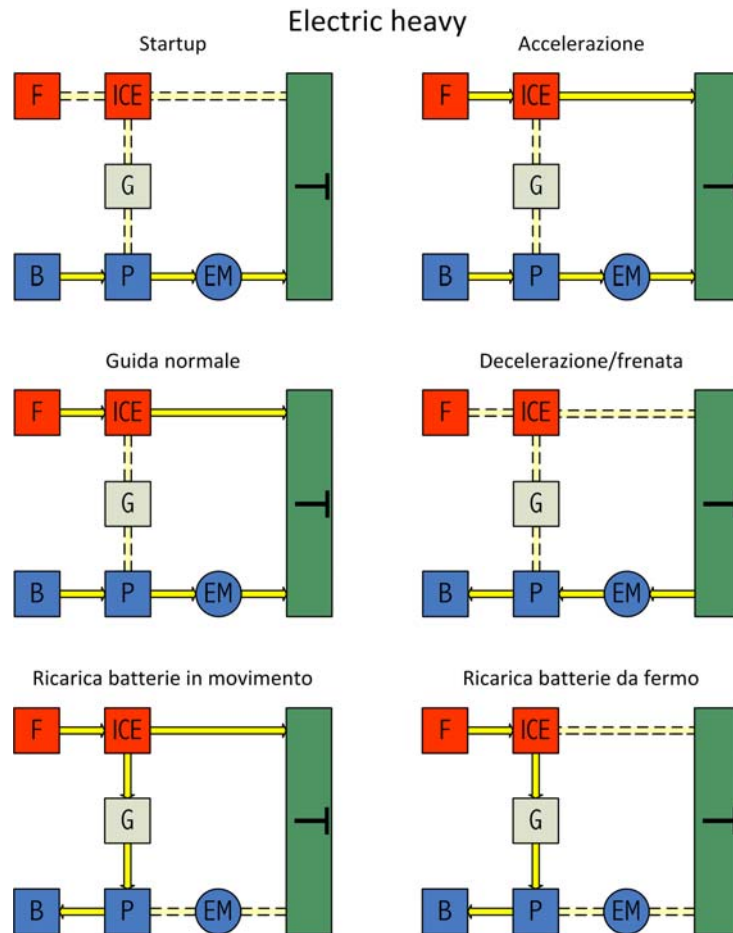


Fig. 2.5 – Modalità operative per un veicolo ibrido con architettura serie-parallelo e gestione “electric heavy”.

2.1.4. Sistema ibrido complesso.

Questa architettura si basa su una configurazione complessa che non può essere classificata in nessuno dei tre casi già analizzati. Il sistema ibrido complesso assomiglia all’ibrido serie-parallelo, la differenza chiave

è dovuta al flusso di energia bidirezionale della macchina elettrica collegata al motore endotermico, che nel caso dell'ibrido serie parallelo è solo unidirezionale (funzionamento da generatore elettrico).

Questo flusso di potenza bidirezionale permette una estrema versatilità nei modi di funzionamento del motore endotermico e delle due macchine elettriche, che non può essere ottenuta con una semplice configurazione serie-parallelo.

Analogamente all'architettura serie parallelo, anche questa soluzione si distingue per i costi elevati e per la complessità.

2.1.5. Scelta dell'architettura ottimale.

La scelta del tipo di architettura ottimale è influenzata da diversi fattori e, nello stesso tempo, influenza prestazioni e vincoli progettuali. Volendo generalizzare, si può dire che i parametri determinanti per la scelta di un particolare tipo di propulsione sono:

- ✓ peso del veicolo
- ✓ tipo di utilizzo (urbano/extraurbano)

Per quanto riguarda il peso, i veicoli possono essere distinti in veicoli leggeri (LDV, *light duty vehicle*) quali scooter ed autovetture, e veicoli pesanti (HDV, *heavy duty vehicle*) quali autobus e veicoli per il trasporto di merci.

Per i veicoli leggeri si preferisce usare una configurazione di tipo ibrido parallelo o più spesso ibrido serie-parallelo: in questo caso, infatti, le batterie necessarie per un seriale puro (che potrebbe trovare dei

vantaggi in quanto tali veicoli sono spesso usati nel traffico cittadino) porterebbero un sovraccarico di peso che globalmente sfavorirebbe i consumi. Spesso, inoltre, per alcuni di questi veicoli, e soprattutto per quelli molto piccoli come ad esempio gli scooter, si preferisce anche la sola propulsione elettrica che però, se da un lato garantisce emissioni nulle (si parla di ZEV, *zero emission vehicle*), dall'altro non permette autonomia e prestazioni paragonabili, né con veicoli convenzionali, né con veicoli ibridi parallelo o ibridi serie parallelo.

Negli ultimi tempi sta crescendo l'interesse per alcune soluzioni di "ibrido minimo", in cui la simbiosi tra i due motori elettrico e termico è limitata al minimo indispensabile per assicurare il raggiungimento degli obiettivi ambientali, senza troppa attenzione all'autonomia elettrica. Il motore elettrico viene, in sostanza, utilizzato per i picchi di potenza (partenze, accelerazioni, *stop-and-go*), per recuperare l'energia in decelerazione e per alimentare i componenti elettrici (inclusi gli accessori di comfort). Si può così utilizzare un motore termico di minor potenza, a pari prestazioni e dotazioni; questo fatto, unito all'ottimizzazione della trasmissione e della gestione integrata, assicura una rilevante riduzione di consumi (maggiore del 30%) rispetto al motore termico.

Per i veicoli pesanti invece, l'utilizzo del mezzo è un fattore determinante, infatti questi veicoli sono in genere pensati per uno specifico e ben preciso utilizzo [30].

Per gli autobus cittadini si preferisce una disposizione seriale poiché il peso e le dimensioni permettono una facile disposizione delle batterie che non incidono sul peso globale del mezzo in modo eccessivo; inoltre, nel traffico cittadino, mentre il motore endotermico convenzionale

lavorerebbe a regimi sfavorevoli, in cui il rendimento è molto basso, l'ibrido serie garantisce il funzionamento a regimi di rotazione ottimali, vicine alla zona di miglior rendimento, riducendo significativamente consumi ed emissioni.

Per veicoli da trasporto merci, il cui utilizzo è associato a lunghi percorsi autostradali, si preferisce una disposizione parallela: il motore endotermico in queste condizioni lavora già in un campo di velocità che permette un buon rendimento e le prestazioni che si possono ottenere in questo modo sono superiori a quelle di un ibrido serie.

2.2. Gestione e controllo di un veicolo ibrido.

La gestione dei flussi di potenza di un veicolo ibrido si basa non solo sulla richiesta di potenza istantanea alle ruote, ma anche, e soprattutto, sulla disponibilità energetica del sistema in base all'architettura scelta. In questa ottica diventano fondamentali parametri quali la capacità ed il livello di carica delle batterie. Si definisce livello di carica delle batterie (SoC, *state of charge*) la percentuale di capacità residua immagazzinata nelle batterie (SoC = 100% \Rightarrow batteria completamente carica).

Nella configurazione ibrida serie la gestione della potenza risulta essere più semplice rispetto alle altre configurazioni: come già detto precedentemente il motore endotermico, collegato meccanicamente al generatore elettrico, ha lo scopo di caricare le batterie, o se la richiesta di potenza supera una soglia di allerta, cedere potenza anche al motore elettrico, lavorando, comunque, a regimi di rotazione che permettono un buon rendimento.

In questo caso il livello di carica delle batterie viene, generalmente, mantenuto all'interno di un intervallo che è funzione del tipo di batteria scelta; si pone un limite inferiore, per evitare scariche profonde, ed uno superiore per poter sfruttare la frenata con recupero (*regenerative braking*).

Nella configurazione ibrida parallela, invece, la gestione dei flussi di potenza risulta più complessa: la centralina di controllo deve garantire non solo l'intervento del motore elettrico in caso di elevata richiesta di potenza, ma anche un livello di carica delle batterie adeguato; oltretutto, si può pensare di far lavorare il motore termico solo in una zona ad alto rendimento, escludendolo alla partenza e supportandolo a carichi più elevati.

Un'altra logica efficace applicata ad veicolo leggero per uso urbano ad architettura ibrida prevede la possibilità di mantenere livello di carica delle batterie ad un valore medio di riferimento, stabilito in modo che esse possano essere ricaricate in frenata ed essere in grado di fornire potenza al motore elettrico in caso di necessità.

Da sottolineare che può essere importante per questi tipi di veicoli poter entrare in zone urbane ove è permesso il passaggio ai soli veicoli ad emissioni nulle (ZEV, *zero emission vehicle*); in queste circostanze è bene che le batterie siano tenute ad un livello di carica prossimo al massimo.

2.2.1. Fattore di ibridizzazione.

La maggior parte dei veicoli leggeri disponibili sul mercato, sono ibridi parallelo o ibridi serie-parallelo, non esiste tuttavia una soluzione

standard né per determinare la dimensione del motore termico e del motore elettrico, né per stabilire il rapporto ottimale delle rispettive potenze; tale scelta dipende dalle caratteristiche dei due motori, dalla particolare applicazione, nonché da problemi legati al costo, al consumo ed alle prestazioni richieste.

Si definisce fattore di ibridizzazione (HF, *hybridization factor*) il rapporto:

$$HF = \frac{P_{EM}}{P_{EM} + P_{ICE}} = \frac{P_{EM}}{P_{TOT}} \quad (2.1)$$

dove P_{EM} è la potenza del motore elettrico e P_{ICE} è la potenza del motore endotermico. Il fattore di ibridizzazione assume i valori limite di 0 e 1, rispettivamente, per un veicolo endotermico convenzionale e per un veicolo puramente elettrico.

Fissando la potenza totale del veicolo e quindi in ultima analisi le prestazioni richieste, si può studiare l'andamento dei consumi al variare del fattore di ibridizzazione.

In particolare è dimostrato come esista un *range* ottimale di valori del rapporto tra le potenze dei due motori per minimizzare i consumi [24].

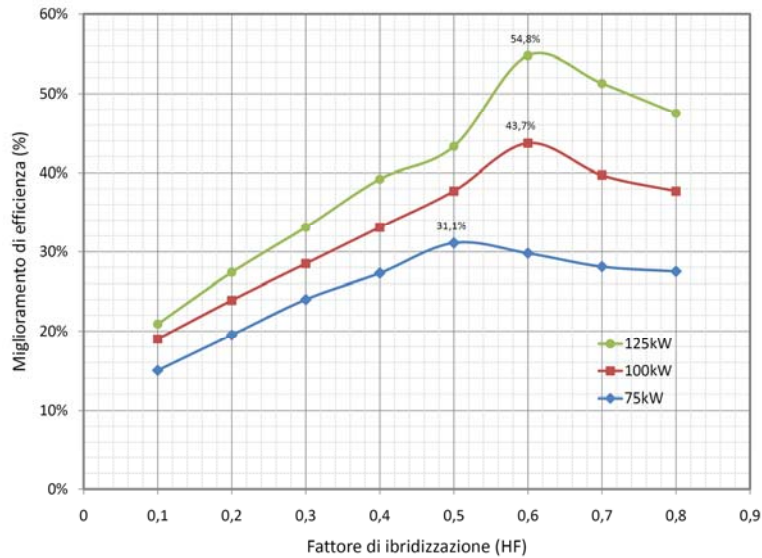


Fig. 2.6 – Miglioramento dell'efficienza (in percentuale rispetto al veicolo a propulsione endotermica) in funzione del fattore di ibridizzazione HF, simulazioni effettuate per tre ipotetici veicoli di diverse potenze (fonte: "Optimizing the hybridization factor for a parallel hybrid electric small car", [24]).

Per comprendere il concetto, almeno intuitivamente, è utile ragionare sui due casi estremi: se il motore endotermico fosse troppo piccolo, per erogare la coppia richiesta dovrebbe lavorare troppo spesso oltre il regime di funzionamento ottimale, riducendo nel complesso l'efficienza del veicolo; al contrario se fosse troppo sovradimensionato, la zona di funzionamento sarebbe spesso al di sotto della regione ottimale di funzionamento, anche in questo caso compromettendo l'efficienza.

Analogamente non si può pensare di ridurre i consumi del veicolo sovradimensionando eccessivamente il motore elettrico, altrimenti

servirebbe un pacco di batterie di elevata capacità, e quindi inevitabilmente si andrebbe ad appesantire eccessivamente il veicolo.

È chiaro quindi che il fattore di ibridizzazione deve essere studiato con cura per lo specifico campo di impiego del veicolo. A titolo di esempio, per veicoli leggeri di piccola potenza, il valore ottimo di fattore di ibridizzazione HF si aggira intorno a $0,3 \div 0,6$.

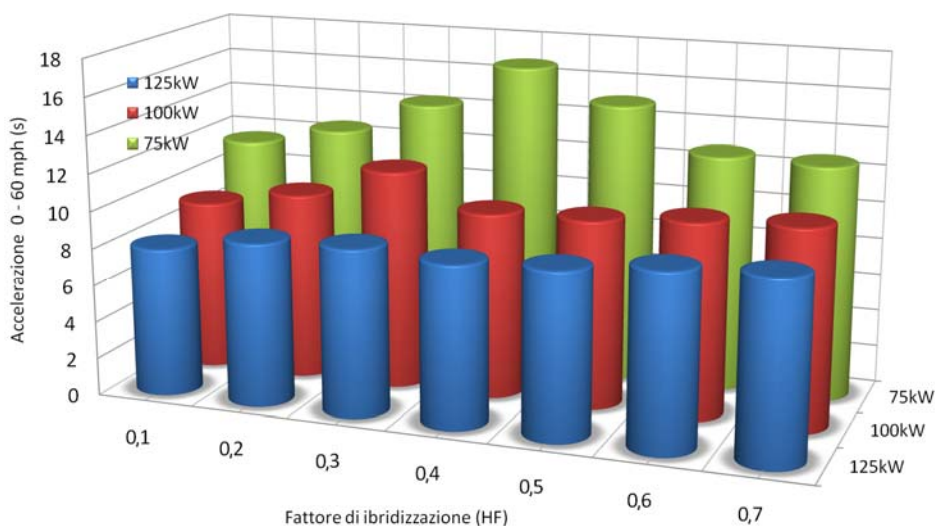


Fig. 2.7 – Andamento del tempo necessario al veicolo per accelerare da 0 a 60 mph al variare del fattore di ibridizzazione.

È interessante valutare l'effetto del fattore di ibridizzazione mantenendo costanti prestazioni e consumi e valutando l'andamento della potenza totale del veicolo: all'aumentare di HF , quindi all'aumentare delle dimensioni del motore elettrico, la potenza totale richiesta per garantire le prestazioni fissate diminuisce. Questo trova

spiegazione nel fatto che il motore elettrico avvantaggia il veicolo soprattutto durante le accelerazioni, grazie alla sua elevata coppia di spunto. Tuttavia, come già accennato un valore di HF troppo alto porta alla definizione di un veicolo in cui l'autonomia delle batterie non è sostenibile.

In conclusione si può affermare che l'aumento della potenza del motore elettrico comporta un vantaggio, in termini di consumi e prestazioni, fino al raggiungimento di un punto critico: oltre tale punto l'aumento del fattore di ibridizzazione non porta alcun beneficio. Inoltre, se il motore elettrico è correttamente dimensionato, i vantaggi riguardano non solo i consumi specifici, ma anche i costi produttivi.

2.3. Componenti di un veicolo ibrido.

La scelta e il dimensionamento delle componenti del sistema di propulsione di un veicolo ibrido è un argomento complesso, e deve essere valutato con attenzione. Nel seguito della trattazione verranno analizzati alcuni aspetti che incidono sulle scelte [31].

2.3.1. Il motore endotermico.

Il motore endotermico (ICE, *internal combustion engine*) presenta un rendimento energetico globalmente basso e, per giunta, un forte legame tra regime di rotazione e funzionamento ottimale, in termini di rendimento, consumi e prestazioni. È chiaro che soprattutto l'ottimizzazione di questo componente risulta essere un fattore molto importante.

Il rendimento del motore a ciclo Otto ideale, è espresso dalla formula:

$$\eta_c = 1 - r^{\gamma-1} \quad (2.2)$$

dove γ è l'indice adiabatico e denota il rapporto fra i calori specifici a pressione e volume costante, mentre r è il rapporto di compressione, cioè il rapporto fra i volumi massimo e minimo individuati dal pistone agli estremi della sua corsa.

Il rendimento quindi aumenta con il rapporto di compressione, ma nella pratica esiste il limite che il carburante compresso eccessivamente può incendiarsi prima dello scoccare della scintilla della candela (preaccensione) compromettendo il funzionamento corretto della macchina.

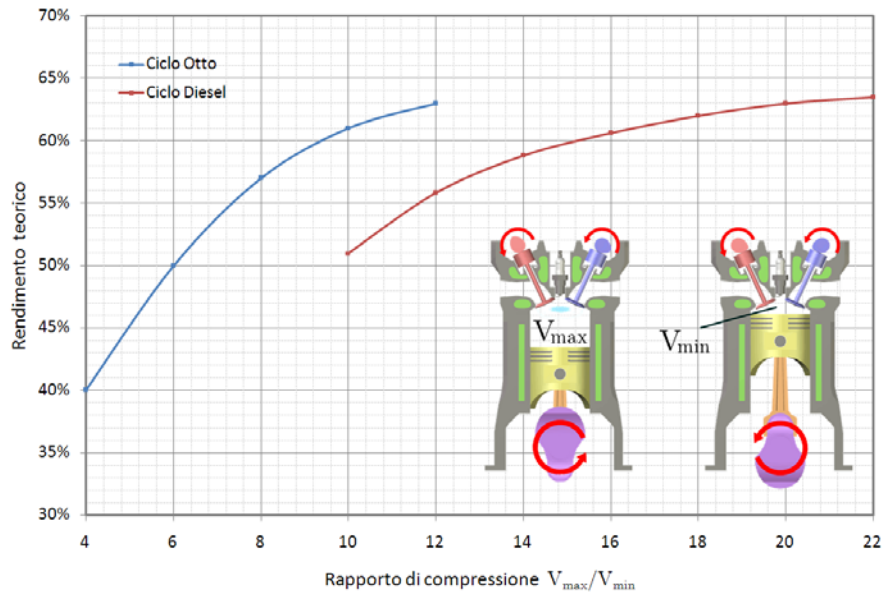


Fig. 2.8 – Rendimento teorico di due macchine operanti con ciclo Otto e ciclo Diesel in funzione del rapporto di compressione.

Prendendo un rapporto di compressione r di 1/10 e per γ il valore 7/5, caratteristico di un gas biatomico, si ottiene:

$$\eta_c = 1 - \frac{1}{10^{(7/5)-1}} = 60\% \tag{2.3}$$

che rappresenta il valore di rendimento massimo teorico ottenibile dal ciclo termodinamico.

Tutti gli effetti di disturbo presenti in un motore reale, come gli attriti, i moti turbolenti, l'assorbimento degli organi ausiliari, abbassano il rendimento molto al di sotto di quello di un ciclo Otto a gas ideale,

considerando un rendimento “meccanico” $\eta_m = 75\%$, il rendimento teorico complessivo di una macchina che sfrutta il ciclo Otto risulta:

$$\eta_{tot} = \eta_c \cdot \eta_m = 0,6 \cdot 0,75 = 45\% \quad (2.4)$$

Nella realtà il rendimento energetico per i moderni motori a ciclo Otto (o ad accensione comandata) non supera il 30% mentre vale circa il 35% per quelli a ciclo diesel (o ad accensione spontanea).

La discrepanza di questi dati con il valore di rendimento teorico ottenuto deriva dal fatto che il regime di rotazione variabile al quale lavora il motore peggiora molto il rendimento: si stima che questo fenomeno incida abbassandolo di circa il 20-25% per un ciclo di tipo urbano.

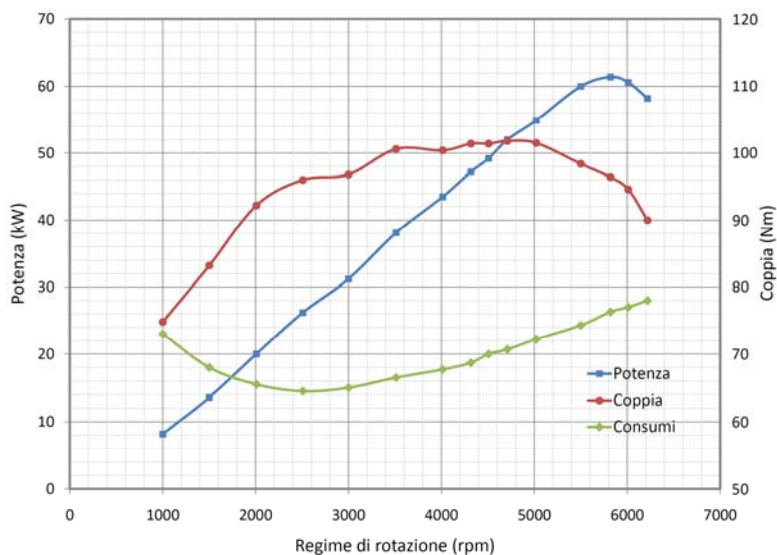


Fig. 2.9 – Andamento della potenza, della coppia resa alle ruote e dei consumi al variare del regime di rotazione di un moderno motore endotermico a ciclo Otto (Fiat Grande Punto 1.4). Come si vede dal grafico il migliore rendimento si ottiene per un regime di rotazione molto ristretto attorno a 2000-3000 rpm.

Il dimensionamento del motore endotermico dipende dall'architettura del veicolo ibrido, per un ibrido serie per esempio, in cui viene utilizzato a regime costante, il dimensionamento è determinato dalla potenza media richiesta dal veicolo.

Infatti, fissato uno stato di carica delle batterie, esso, in media, deve essere mantenuto e quindi, sempre in media, la potenza erogata dal motore endotermico deve essere uguale a quella resa alle ruote (a meno del rendimento di conversione).

Supponendo, fissate le prestazioni volute, di aver calcolato una potenza media necessaria alla ruota $P_{med} = 40 \text{ kW}$, ed un rendimento complessivo di conversione dall'albero del motore endotermico alle ruote

di $\eta = 0,8$ (comprendente il rendimento del generatore, delle batterie e del motore elettrico), allora il motore endotermico dovrà essere scelto per erogare una potenza continua $P_{ice} = P_{med} / \eta = 40 / 0,8 = 50 \text{ kW}$.

Ovviamente verrà scelto un propulsore in grado di erogare tale potenza al regime di rotazione in cui lavora al massimo rendimento (es. 2500 rpm per il motore di Fig. 2.9).

Per massimizzare il rendimento del motore endotermico, oltre a farlo lavorare al regime ottimale, esiste la possibilità di ritardare la chiusura della valvola d'aspirazione, questa particolare fasatura permetterà di incrementare ulteriormente l'efficienza a scapito della potenza. La soluzione migliore resta comunque, potendo effettuare una riprogettazione più radicale del motore, l'adozione del ciclo Atkinson in luogo del normale ciclo Otto.

Motore a ciclo Atkinson.

Il motore a ciclo Atkinson è un tipo di motore alternativo a combustione interna inventato da James Atkinson nel 1882. Esso è praticamente un comune motore a ciclo Otto, ma con un manovellismo dell'albero motore modificato in modo da bilanciare una diminuzione di potenza con un'efficienza maggiore.

Il ciclo Atkinson permette di effettuare in una sola rivoluzione dell'albero motore tutti e quattro i tempi: aspirazione, compressione/combustione, espansione e scarico. Grazie al manovellismo, il rapporto di espansione è maggiore di quello di compressione, il che porta ad una maggiore efficienza rispetto a motori funzionanti col ciclo Otto.

Si potrebbe anche pensare al ciclo Atkinson come ad un motore a quattro tempi, nel quale la valvola di aspirazione viene lasciata aperta più a lungo del normale, onde permettere un reflusso dei gas attraverso il condotto d'aspirazione. Questo riduce il rapporto di compressione efficace e, in combinazione con una fase più lunga e/o un inferiore volume della camera di combustione, permette al rapporto di espansione di superare quello di compressione. Ciò avviene a pressione costante.

Questo sistema è adatto per motori a basso consumo, in quanto il rapporto di compressione è limitato dal numero di ottano del carburante, mentre un alto rapporto di espansione sviluppa una fase attiva più lunga e riduce il calore disperso allo scarico. Ciò ne fa un motore più efficiente. Motori quattro tempi di questo tipo con iniezione forzata (*supercharging*) sono altrimenti noti come motori a ciclo Miller.

Lo svantaggio, fino a poco tempo fa, dei motori a ciclo Atkinson, derivava dalla complessità meccanica e soprattutto dal fatto che il motore così fatto fornisce risultati di risparmio solo se opera nella maggior parte del tempo in un intervallo ridotto di regimi di rotazione (attorno al 60% del massimo) e soprattutto il meno possibile ai bassi regimi, dove non riesce a fornire una coppia sufficiente con consumi accettabili. È chiaro che queste condizioni operative sono tipiche dei veicoli ibridi.

2.3.2. Il motore elettrico.

La scelta del tipo di motore elettrico da adottare per la trazione ibrida è molto importante e richiede una speciale attenzione, i fattori che la influenzano sono le prestazioni desiderate, i vincoli dettati dal

tipo di veicolo e il pacco di batterie installate. I parametri da valutare sono l'efficienza, l'affidabilità e il costo. Il sistema di propulsione elettrico di un veicolo ibrido deve poter fornire:

- ✓ una elevata potenza, e soprattutto una elevata densità di potenza
 - ✓ un ampio campo di velocità, comprendente la zona a coppia costante e a potenza costante.
 - ✓ la possibilità di sovraccaricare il motore per intervalli di tempo ragionevolmente lunghi.
 - ✓ una elevata efficienza, al variare del carico e della velocità ed in funzionamento da generatore (frenata con recupero dell'energia).
 - ✓ una grande robustezza ed affidabilità,
- e tutto questo ad un prezzo ragionevole [36].

I principali motori da considerare sono: il motore a corrente continua (DCM), il motore ad induzione (IM), il motore sincrono a magneti permanenti (PMSM) e il motore a riluttanza variabile (SRM). Ciascuno di essi ha pregi e difetti, che verranno analizzati di seguito.

1. Motore a corrente continua (DCM, *direct current motor*).

Presenta una curva coppia-velocità che si presta bene all'impiego nella propulsione dei veicoli ibridi e un pilotaggio relativamente semplice, ma per contro ha bassi rendimenti, scarsa affidabilità e necessita di frequente manutenzione per la presenza delle spazzole.

Nonostante i progressi costruttivi fatti, la disponibilità sul mercato di *inverter* adatti al pilotaggio di motori senza contatti striscianti a prezzi accessibili, ha spinto verso l'adozione di altri tipi di motori.

2. Motore ad induzione (IM, *induction motor*). Assicurano affidabilità, robustezza, bassa manutenzione e costi ridotti, oltre alla possibilità di lavorare in ambienti ostili. Da non sottovalutare è anche la maturità della tecnologia dei motori ad induzione.

I moderni controlli vettoriali inoltre, permettono il controllo completamente disaccoppiato della coppia e della magnetizzazione della macchina, assicurando la possibilità di lavorare sia a coppia, sia a potenza costante (deflussaggio della macchina).

3. Motore sincrono a magneti permanenti (PMSM, *permanent magnet synchronous motor*). È una delle soluzioni più diffuse sul mercato per la trazione ibrida, grazie ad alcuni vantaggi chiave, quali: elevata efficienza ed elevata densità di potenza in rapporto sia al peso, sia al volume, buone capacità di smaltimento del calore e quindi possibilità di sopportare elevati valori di sovraccarico.

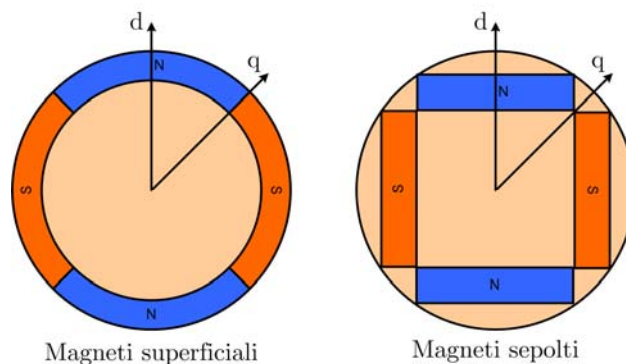


Fig. 2.10 – Motore sincrono a magneti permanenti superficiali e a magneti sepolti.

Fra i difetti il principale è la scarsa attitudine a lavorare nella zona a potenza costate, dovuta alla difficoltà di deflussare la macchina (a causa del flusso prodotto dai magneti permanenti). Per ovviare parzialmente a questo problema si realizzano motori a magneti sepolti, anziché superficiali, questo permette un debole deflussaggio, al prezzo di una leggera riduzione dell'efficienza. Si tratta di una soluzione che garantisce tra l'altro una notevole robustezza.

Un'altra possibilità realizzativa per facilitare il deflussaggio, prende il nome di motore a magneti permanenti ibrido (*PM hybrid motor*), consiste nel combinare a rotore, magneti permanenti ed avvolgimenti.

4. Motore a riluttanza variabile (SRM, *switched reluctance motor*).

Questo tipo di motori è potenzialmente molto interessante per le applicazioni di trazione ibrida, infatti la costruzione è semplice e robusta, e la caratteristica coppia-velocità è ottima. Il campo di velocità operative è ampio, grazie alla possibilità di realizzare un efficace deflussaggio.

I principali svantaggi sono la rumorosità, il ripple di coppia relativamente elevato e la necessità di particolari *inverter* per il pilotaggio.

La Tab. 2 mostra un confronto fra i vari tipi di motori proposti e analizzati per applicazioni di trazione per veicoli ibridi.

Caratteristiche (5: ottimo)	Tipo di motore			
	DCM	IM	PM	SRM
Densità di potenza	2,5	3,5	5	3,5
Efficienza	2,5	3,5	5	3,5
Controllo	5	5	4	3
Affidabilità	3	5	4	5
maturità	5	5	4	4
costo	4	5	3	4
Totale	22	27	25	23

Tab. 2 – Confronto fra vari tipi di motori per applicazioni di trazione per veicoli ibridi (fonte: “Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: a comparative study”, [36]).

2.3.3. Sistema di accumulo dell’energia.

Il sistema di accumulo dell’energia incide fortemente sull’autonomia e le prestazioni del veicolo ibrido, infatti l’energia immagazzinabile (espressa normalmente in kWh), è il principale parametro che determina l’autonomia, mentre la potenza di picco erogabile (espressa normalmente in kW) stabilisce un limite alle prestazioni ottenibili [41].

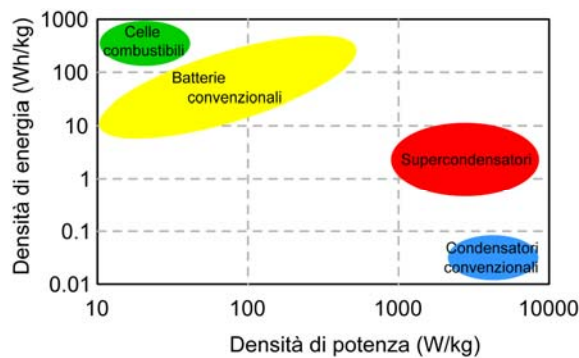


Fig. 2.11 – Confronto fra diverse tecnologie di immagazzinamento dell’energia, chimica (celle combustibili e batterie convenzionali) ed elettrostatica (condensatori convenzionali e ultra-condensatori).

Generalmente un sistema di accumulo dell'energia è composto da due tipi differenti di accumulatori:

1. *Accumulatori di tipo elettrochimico (batterie)*. Permettono di immagazzinare, con un peso ed un volume ragionevoli, elevate quantità di energia. La qualità del pacco di batterie si misura con due parametri: la capacità specifica in peso (Wh/kg), che esprime la quantità di energia immagazzinata per unità di peso e la capacità specifica in volume (Wh/m³), che esprime lo stesso concetto ma rapportato all'unità di volume.
2. *Accumulatori di tipo elettrostatico (supercondensatori)*. Assicurano elevatissime potenze di picco, ma con capacità specifiche in peso o volume, relativamente basse. In sostanza garantiscono la possibilità di fare fronte ad elevate richieste di potenza per tempi brevi (es. brusche accelerazioni).

Un buon sistema di accumulo dell'energia per veicoli ibridi deve poter garantire, con peso e volume contenuti, una grande capacità di immagazzinamento dell'energia, e un'elevata potenza di picco, deve essere quindi una giusta "miscela" di accumulatori elettrochimici ed elettrostatici [40], [42].

2.4. Accumulatori di tipo elettrochimico.

Esistono diversi tipi di accumulatori elettrochimici ([9]), ed i parametri che le caratterizzano in termini di prestazioni, sono i seguenti:

- ✓ Capacità (C): È il prodotto dell'intensità di corrente erogata per il tempo necessario a scaricare completamente l'accumulatore a quella data corrente. Viene misurata in ampère-ora (Ah) ed è una misura della quantità di carica elettrica ($1 Ah = 3600 \text{ coulomb}$). Tale capacità varia fortemente in relazione all'entità della corrente di scarica (Fig. 2.12). Per questo motivo spesso è indicata con un pedice che indica il tempo totale di scarica (in ore) a corrente differente da quella nominale.

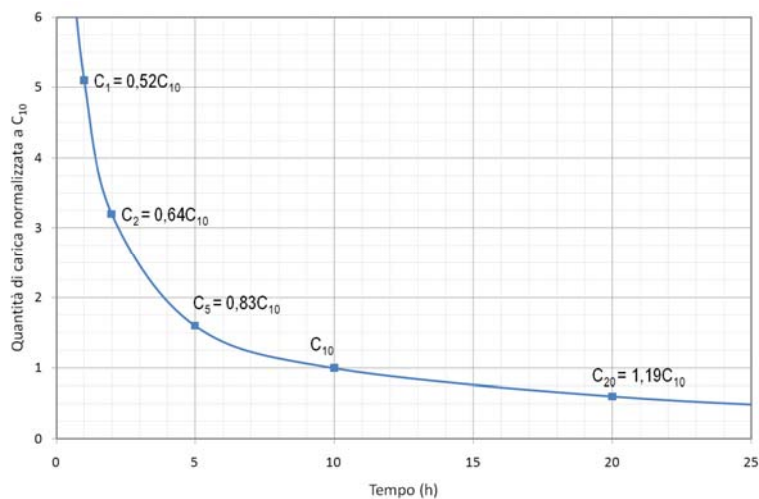


Fig. 2.12 – Variazione della quantità di carica che è possibile estrarre da una batteria in funzione dell'intensità della corrente di scarica.

- ✓ *Tasso di scarica (C/x):* è la corrente che scarica completamente una batteria carica in x ore (a meno della variazione di capacità con la corrente di scarica). Per esempio una batteria di capacità pari a 90Ah ad un tasso di scarica $C/2$ (spesso indicato con $0,5C$) eroga, nel caso ideale, una corrente di 45A.
- ✓ *Stato di carica (SoC, state of charge):* è la percentuale di energia residua immagazzinata nelle batterie.
- ✓ *Profondità di scarica (DoD, depth of discharge):* è il valore complementare allo stato di carica SoC.
- ✓ *Tasso di autoscarica:* è la percentuale di cui diminuisce, nel periodo indicato (normalmente mese o anno) la quantità di energia accumulata nella batteria lasciata a riposo (es. 2,5% al mese).
- ✓ *Numero di cicli di carica/scarica:* è il numero di cicli di carica e scarica completi che la batteria può sopportare prima che la sua capacità decada ad un valore sensibilmente minore di quello nominale (normalmente il 50%).
- ✓ *Effetto memoria (lazy battery):* Alcuni tipi di batterie ricaricabili, se ripetutamente caricate prima che la loro carica sia completamente esaurita, “ricordano” la capacità energetica precedente alla ricarica, ovvero, se di una batteria completamente carica si utilizza al 60% e successivamente si sottopone a ricarica, il 40% dell’energia somministrata non viene riconosciuta e risulta quindi inutilizzabile. Le batterie maggiormente soggette a questo fenomeno sono quelle al nichel-cadmio e, in misura minore quelle al nichel-metallo idruro (NiMH). Nelle prime il fenomeno è dovuto alla crescita delle dimensioni dei cristalli di cadmio, diminuendo così la superficie

interessata dalle reazioni elettrochimiche. L'effetto della crescita delle dimensioni dei cristalli è più pronunciato se la batteria viene lasciata sotto carica per giorni, o viene ripetutamente scaricata in maniera incompleta. Nelle batterie al litio tale effetto non si verifica in quanto non si ha alcuna modificazione delle dimensioni dei grani o della struttura cristallina dei materiali elettrodi.

La batteria ideale per applicazioni su veicoli ibridi deve avere una elevata densità di energia, una lunga vita elettrica, un ampio range di temperatura di utilizzo, un tasso di aut scarica minimo, una bassa resistenza interna, essere priva dell'effetto memoria, poter essere caricata velocemente, avere un basso costo, essere sicura e facilmente smaltibile o riciclabile una volta terminata la sua vita utile.

Nessuna batteria presente sul mercato soddisfa in pieno tutte queste caratteristiche ma alcune in particolare hanno caratteristiche tali da poter essere usate in questo ambito.

Tipo	Densità di energia	Tensione di cella	Durata (cicli di carica)	Tempi di carica	Autoscarica mensile
Piombo	30-50 Wh/kg	2V	500-800	8-16h	5-20%
Ni-Cd	40-60 Wh/kg	1,2V	1.500	1h	15%
Ni-MH	30-80 Wh/kg	1,2V	1.000	2-4h	30%
Li-ion	100-160 Wh/kg	3,7V	500-1.000	2-4h	5%
Li-po	120-200 Wh/kg	3,7V	300-500	2-4h	5%

Tab. 3 - Confronto fra i più diffusi tipi di batterie commerciali.

2.4.1. Batterie al piombo-acido.

La batteria al piombo-acido è stata il primo accumulatore della storia, infatti risale al 1859 il prototipo costruito dal fisico francese Gaston Planté, e nonostante abbia molti difetti, ancora oggi è uno dei più diffusi e utilizzati sistemi di accumulo di energia.

Questo tipo di batteria eroga correnti molto elevate, funziona bene a basse temperature ed è affidabile, di lunga vita, ed estremamente economico, ma d'altra parte il piombo è un metallo pesante e tossico e presenta perdita di capacità in seguito a stress meccanici.

Gli accumulatori al piombo-acido utilizzano un anodo fatto di polvere di piombo spugnosa e un catodo di diossido di piombo (PbO_2) mentre l'elettrolita nel quale sono immersi gli elettrodi è una soluzione acquosa al 20% di acido solforico (H_2SO_4).

Negli accumulatori al piombo più moderni si utilizza una lega di piombo che inibisce l'elettrolisi dell'acqua, potenzialmente pericolosa in quanto, producendo idrogeno gassoso, è a rischio di esplosioni in presenza di ossigeno.

La soluzione elettrolitica trasporta cariche elettriche attraverso lo spostamento di ioni che sono presenti nella soluzione stessa, nel caso specifico sono presenti ioni H^+ e ioni SO_4^{2-} . Immergendo gli elettrodi nella soluzione di elettrolita si ha una reazione che determina all'equilibrio una d.d.p. tra gli elettrodi.

Al polo positivo (piastra ricoperta di diossido di piombo, PbO_2) si ha la seguente semireazione di riduzione:



mentre al polo negativo (piastra di piombo, Pb) si verifica la reazione di ossidazione:



La reazione totale della cella all'equilibrio risulta perciò:



La differenza di potenziale che si instaura tra i due elettrodi è la somma dei potenziali delle singole semireazioni (2.5) e (2.6) il cui valore dipende essenzialmente dai potenziali di riduzione delle due reazioni e dalla concentrazione dell'elettrolita nella soluzione, risulta invece indipendente dalla forma e dalle dimensioni degli elettrodi stessi (piastre) sempre se si garantisce una quantità di elementi sufficienti alle reazioni. La massima corrente erogabile invece dipende dalle dimensioni dell'elettrodo.

Le reazioni descritte sono reversibili e possono avvenire spontaneamente in caso di scarica (da sinistra verso destra) o assorbendo energia dall'esterno in fase di carica (da destra verso sinistra).

In un accumulatore al piombo acido quindi il processo di scarica avviene attraverso una reazione reversibile in cui il piombo, di cui sono costituiti gli elettrodi, reagisce con l'acido solforico (H_2SO_4) presente nella soluzione elettrolita formando acqua (H_2O) e solfato di piombo (PbSO_4).

Durante il processo di scarica la formazione di acqua e di solfato di piombo causano la diminuzione della concentrazione D [g/cm³] di acido solforico nella soluzione elettrolitica e quindi della sua densità, che determina, l'abbassamento della differenza di potenziale (*d.d.p.*) tra gli elettrodi in accordo con l'equazione di Nernst, qui di seguito riportata in una versione semplificata per le batterie al piombo:

$$d.d.p._{cella} = 0,84 + D \quad (2.8)$$

Durante la fase di ricarica di una batteria al piombo avviene un processo inverso a quello appena descritto. Collegando ai due elettrodi un generatore di corrente si ha il passaggio di elettroni dall'elettrodo positivo al generatore e da questo all'elettrodo negativo.

Il processo di ricarica si può considerare ultimato quando tutte le molecole del solfato di piombo (PbSO₄) formatesi durante la scarica sono state nuovamente scomposte ripristinando l'iniziale concentrazione di acido solforico (H₂SO₄) nell'elettrolita.

Se, raggiunta la condizione di carica completa, si continua a fornire energia alla batteria non si ha ulteriore incremento della carica accumulata, ma l'energia fornita produce solamente ulteriore elettrolisi delle molecole d'acqua presenti nella soluzione, secondo la reazione:



determinando la formazione di idrogeno e ossigeno allo stato gassoso, condizione questa estremamente pericolosa in quanto la miscela dei due gas ad elevate concentrazioni può risultare esplosiva.

Poiché non vi è un confine preciso tra i due processi chimici bisogna considerare che durante la fase di carica di una batteria al piombo (specialmente nella fase finale) si forma sempre del gas.

È quindi importante che il processo di carica non si protragga oltre il necessario in quanto oltre alla formazione di gas pericolosi vi è anche l'effetto, non secondario, della perdita di acqua dalla soluzione con la conseguente variazione della densità dell'elettrolita rispetto ai valori ottimali nel caso di batterie con elettrolita liquido o di formazione di bolle di gas che rimangono imprigionate in modo irreversibile nell'elettrolita nel caso di batterie al gel.

Esiste un ulteriore effetto che in applicazioni dove è richiesta una notevole corrente, come nel caso di trazione ibrida, non deve essere trascurato: come visto in precedenza in fase di scarica si ha un consumo di molecole di biossido di piombo (PbO_2) e la produzione di molecole di solfato di piombo (PbSO_4). Il biossido di piombo assume una struttura a grani, se la corrente di scarica è piccola, la trasformazione di ogni singolo grano è sostanzialmente omogenea.

Se invece la corrente di scarica è alta, la trasformazione tende a riguardare solo la superficie dei grani. Infatti, dal momento che le molecole di PbSO_4 hanno volume doppio rispetto quelle di PbO_2 , esse tendono a creare sulla superficie dei grani una barriera che impedisce all'elettrolita di diffondere all'interno dei grani. Per questo motivo, la loro parte interna non viene coinvolta nelle reazioni e quindi, alla fine

della scarica, la massa attiva trasformata è minore rispetto al caso in cui la corrente sia bassa.

Inoltre, il forte gradiente di concentrazione dell'elettrolita nella massa attiva fa sì che le zone di trasformazione si muovano verso la piastra positiva della cella, con la conseguenza di bloccarne i pori sulla superficie: viene così impedita (a causa delle dimensioni delle molecole di PbSO_4 che si formano) la diffusione dell'elettrolita, e di conseguenza la tensione fornita dalla batteria cala più rapidamente rispetto al caso di basse correnti.

Quanto appena visto mostra chiaramente come la capacità di un accumulatore al piombo sia tanto più piccola quanto più grande è la corrente di scarica.

Questo fenomeno venne individuato e modellizzato alla fine del 1800 dallo scienziato tedesco W. Peukert, che introdusse una relazione esponenziale per descrivere l'andamento della capacità:

$$C = I^k \cdot t \quad (2.10)$$

dove C è la capacità espressa in ampère-ora, I la corrente di scarica, t il tempo che impiega la batteria scaricarsi completamente e k è la costante di Peukert definita sperimentalmente dalla relazione:

$$k = \frac{\log t_2 - \log t_1}{\log I_1 - \log I_2} \quad (2.11)$$

dove, con $I_1 > I_2$ si intendono due correnti di scarica e $t_1 < t_2$ i rispettivi tempi di scarica.

Per una batteria ideale il valor della costante di Peukert k è, ovviamente, unitario (capacità indipendente dalla corrente di scarica). Nel caso di batterie al piombo il valore di k è circa $1,1 \div 1,3$ e aumenta con l'invecchiamento della cella.

2.4.2. Batterie al nichel-cadmio (NiCd).

Questo tipo di batterie è basato sul prototipo di batteria alcalina di Thomas Edison, con l'unica differenza che il catodo è realizzato in cadmio (Cd), anziché in ferro (Fe).

La prima batteria nichel-cadmio (NiCd) è stata realizzata dallo svedese Aldemar Jungner nel 1899, al tempo in cui l'unico concorrente erano le batterie al piombo acido, allora meno robuste, sia del punto di vista fisico, sia da quello chimico. Con ridotti miglioramenti rispetto al primo prototipo, raggiunsero valori densità di energia significativamente migliori di quelli degli accumulatori piombo-acido. La reazione completa della cella risulta:



e produce una differenza di potenziale nominale fra gli elettrodi di 1,2V.

La produzione massiccia delle batterie NiCd è iniziata negli anni quaranta, e verso la seconda metà del secolo scorso sono divenute molto popolari le batterie sinterizzate, prodotte con piastre ottenute riscaldando, al di sotto della temperatura di fusione, e pressando polveri di nichel. Le piastre sinterizzate sono sottili e porose, e presentano una superficie attiva elevata in rapporto al peso ed al volume.

Attualmente tutte le batterie NiCd vengono realizzate con la tecnica “jelly-roll”, cioè avvolgendo attorno ad un nucleo cilindrico diversi strati di piastre anodiche e catodiche. Recentemente la riduzione del prezzo delle batterie nichel-metallo idruro (NiMH) e al litio, ne ha ridotto molto l’uso.

A decorrere dal 1° luglio 2006 in base alla direttiva europea 2002/95/CE (RoHS, *restriction of hazardous substances*) del Parlamento Europeo e del Consiglio del 27 gennaio 2003 relativa alla limitazione all’utilizzo di alcune sostanze pericolose nelle attrezzature elettriche ed elettroniche la tecnologia NiCd è stata vietata.

2.4.3. Batterie al nichel-metallo idruro (NiMH).

Le batterie nichel-metallo idruro (NiMH) sono un’evoluzione di quelle nichel-cadmio (NiCd) e rispetto a queste ultime presentano il vantaggio di avere una densità energetica del 30-40% in più, e di aver eliminato l’uso del cadmio, un metallo pesante pericoloso.

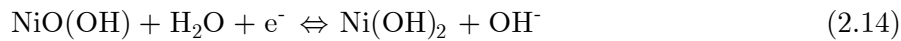
Il polo negativo è costituito da una lega metallica generalmente di nichel e terre rare (per esempio il LaNi_5); in particolare queste leghe sono in grado di immagazzinare e successivamente rilasciare una quantità d’idrogeno un migliaio di volte superiore al proprio volume.

L’elettrolita impiegato è una soluzione diluita di idrossido di potassio (KOH) cui sono aggiunti, in minor quantità, altri composti chimici per migliorare le prestazioni della batteria. Il separatore tra anodo e catodo, che impedisce il contatto elettrico tra gli elettrodi, ma ne permette un efficiente scambio ionico, è costituito da un sottile film a base di nylon.

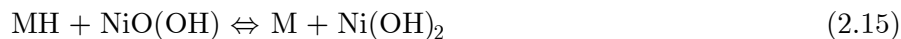
La reazione di ossidazione che avviene all'anodo è la seguente (con M si intende un metallo o un composto intermetallico):



mentre al catodo, la riduzione è:



per cui nel complesso, la reazione completa è:



e produce una differenza di potenziale (d.d.p.) nominale fra gli elettrodi di 1,2V.

Le batterie al nichel-metallo idruro (NiMH) stanno ormai sostituendo le vecchie batterie al nichel-cadmio (NiCd), più tossiche e meno efficienti. La massima energia che può essere immagazzinata nelle comuni batterie AA è attualmente di circa 13 kJ (3000 mAh; 1,2 V).

Per ovviare all'elevata autoscarica, verso le fine del 2006 sono entrate in commercio delle batterie con delle migliorie al catodo che permette di ottenere una autoscarica di solo 10% dopo 6 mesi e del 15% dopo 12 mesi.

2.4.4. Batterie al litio.

Il fisico americano Gilbert N. Lewis fabbricò le prime batterie al litio nel 1912; su mercato le prime pile non ricaricabili arrivarono nei primi anni settanta. La batteria ricaricabile al litio-ione necessitò di altri 20 anni di sviluppo prima che fosse sicura abbastanza per essere usata in massa sul mercato, e la prima versione commerciale fu creata dalla Sony nel 1991.

Il litio (Li) è il più leggero fra i metalli ed ha uno dei più alti potenziali di elettrodo: la combinazione di queste due caratteristiche gli conferisce un contenuto energetico consistente, con una capacità specifica teorica che arriva a 3860 Ah/kg contro 820 Ah/kg per lo zinco e 260 Ah/kg per il piombo.

Ogni atomo di litio è in grado di cedere un elettrone e , avendo un peso molecolare di molto inferiore agli altri elementi costituenti le pile sopra descritte, poco meno di 7g di litio permettono il trasferimento di una mole di elettroni. Il principale svantaggio del litio è rappresentato invece dalla sua fortissima reattività che può creare diversi problemi.

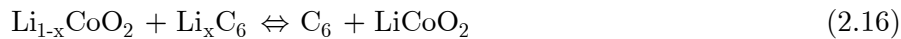
Caratteristica comune a tutte le batterie che utilizzano il litio è il fatto che queste debbono essere utilizzate con estrema cura: esistono infatti dei forti vincoli sulle massime correnti di scarica e di carica e sulla temperatura di lavoro della batteria. Per tali motivi, talvolta, i pacchi di batterie sono solitamente interfacciati con l'esterno attraverso opportuni circuiti di protezione.

Batterie agli ioni di litio (Li-ion).

L'anodo di una batteria Li-ion è costituito di strati di grafite che "trattengono" atomi di litio, mentre il catodo è a base di un suo sale (solitamente LiMn_2O_4).

L'elettrolita utilizza soluzioni non acquose di solventi organici a elevata costante dielettrica come il carbonato di propilene ($\text{C}_2\text{H}_4\text{CO}_3$) nei quali vengono disciolti sali di litio (LiPF_6 , LiBF_4 , LiClO_4 e LiAsF_4) e successivamente aggiunti altri composti organici per incrementare la conducibilità ionica delle soluzioni. Una batteria carica ha la maggior parte del litio all'interno della struttura atomica del piatto negativo.

La reazione chimica che avviene è la seguente:



e produce una differenza di potenziale nominale fra gli elettrodi di 3,6V.

Durante il processo di carica (Fig. 2.13) il litio presente nell'elettrodo positivo si ionizza e si sposta sull'elettrodo negativo (processo di deintercalazione), mentre durante la scarica si ha il processo opposto (processo di intercalazione) e il composto iniziale si ricrea. Una volta terminata la carica la maggior parte degli ioni di litio si trova sull'elettrodo negativo.

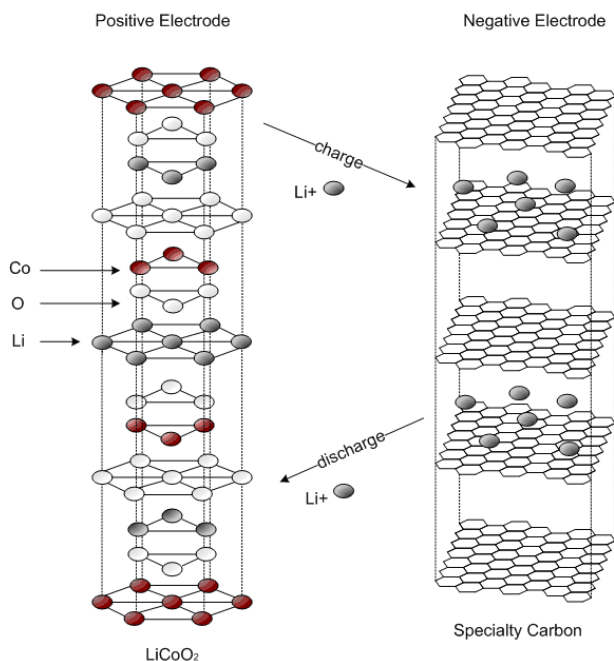


Fig. 2.13 - Processo chimico di carica e scarica di una batteria agli ioni di litio (Li-ion).

Le celle agli ioni di litio, non formano normalmente litio metallico durante la carica o la scarica, infatti in condizioni operative normali, il litio sotto forma di ione si muove dentro e fuori della struttura dei materiali attivi che rappresentano l'anodo ed il catodo.

Gli ioni di litio, sono ridotti elettrochimicamente nell'anodo di grafite. Nel catodo, formato da ossido di litio e metallo, il litio rimane nella forma di ione. Il materiale che forma il catodo, è sottoposto ad un cambio di stato di ossidazione reversibile.

Poiché il materiale del catodo è sottoposto ad un cambiamento elettrochimico e non ad una reazione chimica, la degradazione del materiale a causa della riorganizzazione cristallografica è poco probabile. In aggiunta, i materiali attivi nelle batterie agli ioni di litio, sono

insolubili nell'elettrolita organico. Questo elimina il possibile problema della ricristallizzazione in strutture cristalline più grandi, le quali hanno bassa diffusività ionica. Per questo motivo, le celle in esame possiedono potenzialmente una vita estremamente lunga e non hanno l'effetto memoria, tipico di altri tipi di batterie.

Oltre ai principali componenti delle celle appena trattati, è necessario prendere in considerazione anche il collettore. Il collettore è rappresentato da un elettrodo di rame o alluminio che si trova a contatto con i materiali attivi e si estende in verticale su tutta la cella. Lo scopo del collettore è quello di prelevare gli elettroni prodotti dalla reazione su tutta l'altezza della cella e trasportarli sul circuito elettrico esterno. I collettori sono fatti di materiale conduttore: rame o alluminio, per fare in modo che la caduta di tensione tra due punti dello stesso sia la più piccola possibile.

Le celle agli ioni di litio possono essere suddivise principalmente in due gruppi, secondo il tipo di materiale utilizzato per il catodo. Nella trattazione precedente è stato ipotizzato l'utilizzo di una cella con elettrodo in cobalto (Co). Per completezza si riporta anche la reazione nel caso di elettrodo in manganese (Mn):



Le batterie con catodo in cobalto hanno una densità di energia leggermente superiore (140 Wh/kg) e maggiore stabilità al variare della temperatura, rispetto a quelle al manganese (120 Wh/kg), ma in caso di sovraccarico si può creare del litio metallico che è altamente reattivo e

perciò necessita di circuiti di protezione più complessi rispetto alle celle al manganese.

Le due categorie presentano anche alcune caratteristiche affini, per esempio, durante una scarica a corrente costante, le celle tendono a mantenere la tensione ai propri capi circa costante per un'ampia porzione della scarica.

Batterie ai polimeri di litio (Li-po).

La variante ai polimeri di litio ha caratteristiche simili, ma ha una densità di energia un poco più bassa e un ciclo di vita leggermente inferiore. L'elettrolita, un sale di litio, si trova in opportune matrici polimeriche solide.

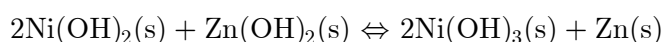
Il suo grande vantaggio è dato dalla possibilità di poter creare batterie di qualsiasi forma e dimensione e, fatto non secondario, più sicure, non sono infiammabili e l'elettrolita allo stato solido in caso di rottura accidentale delle batterie non fuoriuscirebbe.

Inoltre esse sono più resistenti ad agenti esterni meccanici e a stress termici. Anche se è entrata sul mercato relativamente di recente (1996) questa tecnologia è già ampiamente diffusa.

2.4.5. Altri tipi di batterie.

Esistono altre promettenti tecnologie costruttive per la realizzazione di accumulatori elettrochimici sperimentali, su cui si prevedono sviluppi futuri, i più importanti sono:

- ✓ *Batterie nichel-zinco (Ni-Zn)*: La loro capacità di poter erogare una elevata potenza abbinata al peso ridotto le rende particolarmente adatta all'utilizzo in veicoli elettrici. Non utilizzano materiali tossici in quanto il cadmio è stato sostituito dallo zinco e sono caratterizzate da un numero di cicli di vita nella media.



- ✓ *Batterie sodio-nichel cloruro (Ni-NaCl)*: Sono costituite da celle contenenti sodio-nichel cloruro e funzionanti a caldo (260 °C), racchiuse in un contenitore termico. Deve essere dotata di un sistema di controllo, il quale ne gestisce il corretto funzionamento. Le caratteristiche tecniche sono molto promettenti (oltre 1.000 cicli di carica/scarica e ottima potenza specifica) anche se al momento non sono ancora disponibili di serie; sono installate su prototipi di auto e mezzi pubblici in fase pre-commerciale. Un grave inconveniente è l'autoscarica: si scaricano completamente in sei/otto giorni.
- ✓ *Batterie sodio-zolfo (Na-S)*: Contengono zolfo liquido (fuso) all'elettrodo positivo e sodio liquido a quello negativo come materiali attivi separati da un elettrolita di ceramica (allumina solida). L'elettrolita permette soltanto agli ioni positivi del sodio di passarvi attraverso. Gli ioni di sodio si uniscono con lo zolfo per formare i polisolfuri di sodio: $2\text{Na} + 4\text{S} = \text{Na}_2\text{S}_4$ (fase di scarica). Il processo è reversibile e nella fase di carica l'energia elettrica induce i polisolfuri di sodio a liberare gli ioni positivi che attraversano l'elettrolita per ricombinarsi come sodio elementare; la cella ha circa 2V di tensione

nominale, funziona a 300°C ed è accreditata di una elevata efficienza (circa 89%).

- ✓ *Batterie vanadio redox*: Questo tipo di batterie, ancora in stato sperimentale, impiegano le coppie redox del vanadio (V^{2+}/V^{3+} al catodo e V^{4+}/V^{5+} all'anodo), presenti nell'elettrolita in soluzione con acido solforico. Durante i cicli di carica/scarica vengono scambiati, tramite una membrana polimerica permeabile, gli ioni di idrogeno H^+ . La tensione delle celle è di 1,4÷1,6 volt. La capacità di accumulo degli attuali impianti-pilota è di circa 30 Wh/kg; altri prototipi in fase di ricerca e sviluppo hanno capacità di 50 Wh/kg.

- ✓ *Batteria alluminio-aria*: È in via di sviluppo; potenzialmente ha venti volte la densità d'energia delle migliori batterie ricaricabili ma necessita di ulteriori sviluppi, in quanto non si è ancora riusciti a superare il rendimento del 50%, ben al di sotto del massimo teorico. Come batteria primaria (non ricaricabile) è molto interessante: offre eccezionale densità di energia, compatibilità ambientale e basso costo.

2.5. Accumulatori di tipo elettrostatico.

In questo tipo di accumulatori l'energia viene immagazzinata sotto forma elettrostatica. Rispetto agli accumulatori elettrochimici presentano il vantaggio di poter essere caricati o scaricati quasi istantaneamente, garantendo così un'elevatissima potenza specifica (espressa in W/kg).

Inoltre, mentre i più evoluti accumulatori elettrochimici sopportano qualche centinaio di cicli di carica/scarica, gli accumulatori elettrostatici, possono arrivare agevolmente al milione di cicli e con rendimenti elevatissimi, dell'ordine del 95-98%.

Lo svantaggio più rilevante, sempre rispetto agli accumulatori elettrochimici, è la bassa energia immagazzinata.

Tipo	Densità di energia	Densità di potenza	Durata (cicli di carica)
Accumulatore elettrochimico	50-160 Wh/kg	100-400 W/kg	300-2.000
Accumulatore elettrostatico	5-10 Wh/kg	10.000-30.000 W/kg	> 1.000.000

Tab. 4 – Confronto fra le prestazioni degli accumulatori di tipo elettrochimico ed elettrostatico.

Questo genere di accumulatori vengono chiamati supercondensatori. Un supercondensatore è un particolare condensatore che ha la caratteristica di accumulare una quantità di carica elettrica eccezionalmente grande rispetto ai condensatori tradizionali.



Fig. 2.14 – Supercondensatore da 2600F e 2,7 Vdc (singolo al centro, ed assemblato in serie, in sei elementi, in basso, ed in diciotto elementi, in alto) prodotto da Maxwell technologies (<http://www.maxwell.com/>). Questo accumulatore possiede densità di potenza di 17,5kW/kg e densità di energia di 5Wh/kg.

I supercondensatori sono di solito costituiti da due elettrodi di carbone poroso ad elevata area superficiale (fino a 2000 m²/g), un separatore ed un elettrolita. In alcuni dispositivi gli elettrodi possono essere costituiti da ossidi di metalli (es. ossido di rutenio) o polimeri conduttori.

Gli elettroliti sono tipicamente acquosi od organici, i primi garantiscono l'utilizzo in finestre di potenziale ridotte, circa un volt, mentre gli organici possono avere finestre di potenziale di utilizzo di quasi tre volt.

Un nuovo tipo di elettroliti per questi dispositivi è costituito dai liquidi ionici che permettono di lavorare in finestre di potenziale nettamente superiori, fino a sei volt.

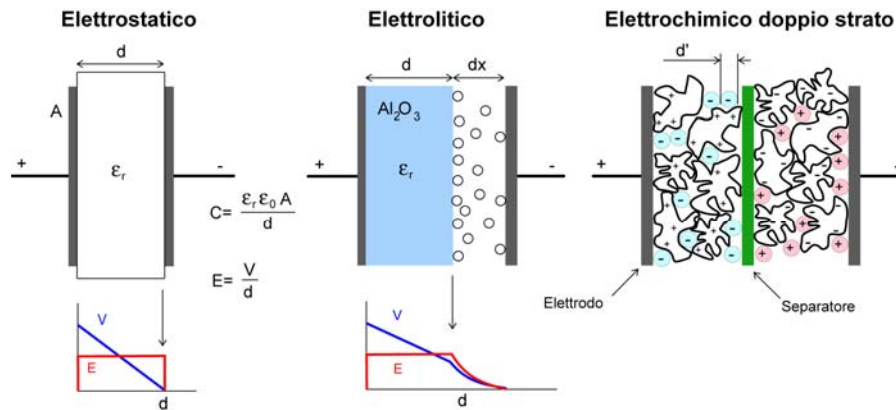


Fig. 2.15 – Confronto fra le tecniche di accumulo di carica elettrica: a destra il meccanismo utilizzato nei supercondensatori.

La chiave per spiegare le eccezionali capacità dei supercondensatori sta nel principio di funzionamento: l'energia immagazzinata è superiore rispetto ad un condensatore classico poiché la separazione di carica si ha nel doppio strato elettrochimico (EDL, *elettrochemical double layer*) che avviene a distanze di scala molecolare (Fig. 2.15).



Fig. 2.16 - Batteria di supercondensatori per trazione. Capacità 94F, tensione di lavoro 75V, peso 24kg.

Per la maggior parte delle applicazioni i supercondensatori vengono forniti già assemblati in “moduli” formati di singole celle connesse in serie e parallelo, per aumentare sia la tensione di lavoro, sia la capacità complessiva.

La struttura viene incapsulata per ottenere robustezza meccanica e grado di isolamento da umidità e polvere, e completata con sistemi di bilanciamento della tensione sulle singole celle di tipo dissipativo, che nel caso più semplice, sono costituiti da semplici resistori.

Esistono moduli commerciali adatti ad applicazioni industriali ed *automotive*, con tensioni di lavoro da 12V a oltre 300V e con capacità di qualche centinaio di farad.

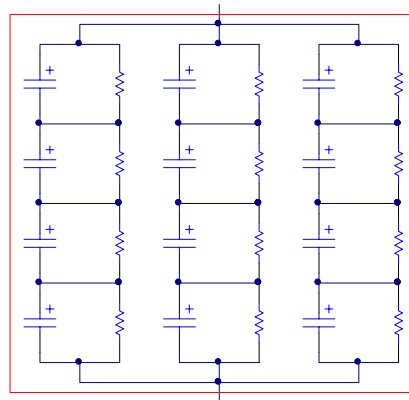


Fig. 2.17 - Connessione in serie e parallelo delle singole celle per ottenere una batteria.

Capitolo 3.

Il prototipo Q10.

La tipologia di veicolo che più si presta all'ibridizzazione, almeno nel prossimo futuro, è senz'altro quella destinato alla mobilità urbana; le regioni sono molteplici: innanzitutto le richieste in termini di prestazioni e soprattutto di autonomia del veicolo non sono così pressanti come per altri impieghi (si pensi ad esempio alla proibitiva autonomia di veicoli per il trasporto di merci su gomma).

Inoltre il ciclo urbano è anche la tipologia di percorso nella quale il tradizionale motore endotermico fornisce il peggior rendimento a causa delle continue variazioni del regime di funzionamento.

Per ultimo, ma non per ordine di importanza, gli effetti dell'inquinamento, si fanno sentire soprattutto nei centri urbani, di conseguenza è nei centri urbani che la necessità di una mobilità "pulita" è più forte.

3.1. Generalità.

Il prototipo realizzato in collaborazione con un partner industriale è un quadriciclo leggero biposto in configurazione ibrido complesso. Si tratta di un veicolo studiato per essere particolarmente adatto alla mobilità urbana: nonostante la carrozzeria estremamente compatta, può ospitare comodamente, oltre al conducente, un passeggero e un minimo carico. Conducente e passeggero si accomodano sul veicolo “in linea”, come in un motociclo, questo permette un carreggiata stretta che conferisce una notevole maneggevolezza, particolarmente apprezzata nell’uso urbano. Inoltre il passo lungo assicura stabilità e comfort di guida.



Fig. 3.1 – Illustrazione del quadriciclo leggero ibrido biposto realizzato. Conducente e passeggero vengono ospitati “in linea”, come in un motociclo.

Il veicolo realizzato ha una massa complessiva a secco di 185 kg, ed è spinto da un motore a combustione interna a quattro tempi di derivazione motociclistica di cilindrata 110 cm³ che eroga 5,2kW (poco più di 7 CV), coadiuvato da un motore elettrico di potenza 2,8 kW.

Il fattore di ibridizzazione (par. 2.2.1) risulta essere:

$$HF = \frac{P_{EM}}{P_{EM} + P_{ICE}} = \frac{2,8}{2,8 + 5,2} = 0,35 \quad (3.1)$$

in linea con i criteri esposti nel paragrafo 2.2.1 per il dimensionamento di un veicolo ibrido (0,3 ÷ 0,6).

3.1.1. Schema di principio del sistema di propulsione.

Il sistema di propulsione è governato da un sistema di controllo che può decidere come miscelare i contributi di coppia agendo sulla trasmissione e variando l'apertura della valvola a farfalla del motore endotermico e sul *setpoint* del convertitore di potenza, in accordo anche con lo stato di carica (SoC) delle batterie.

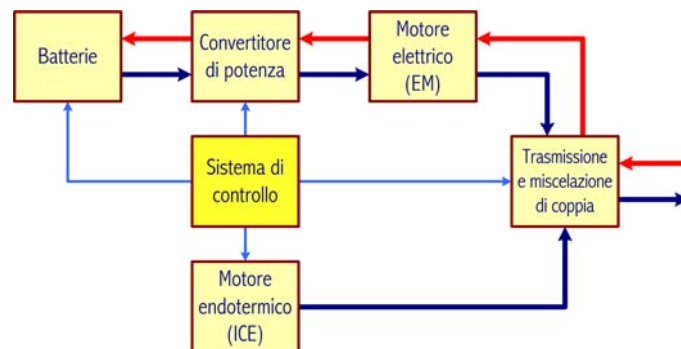


Fig. 3.2 – Schema di principio del sistema di propulsione del veicolo ibrido realizzato. Il sistema di controllo supervisiona e gestisce l'intero funzionamento.

Quello che nello schema a blocchi di Fig. 3.2 è indicato come “sistema di controllo” è in realtà un insieme più complesso di schede di supervisione differenti che controllano le singole funzioni e dialogano

attraverso un bus di campo CAN ([19], [35], [62]) con la centralina di comando del veicolo vera e propria (ECU, *engine control unit*).

L'architettura e la realizzazione delle funzioni di controllo verranno analizzate più in dettaglio nel paragrafo seguente in cui si tratterà in maniera più esaustiva la struttura elettrica.

3.2. La struttura elettrica.

L'impianto elettrico tradizionale (luci, cruscotto, segnalazioni acustiche, ecc.), che in questa trattazione non verrà analizzato, è affiancato da una elettronica propria del veicolo ibrido, che comprende sia la parte di potenza, sia quella di controllo per implementare tutte le funzionalità della propulsione ibrida.

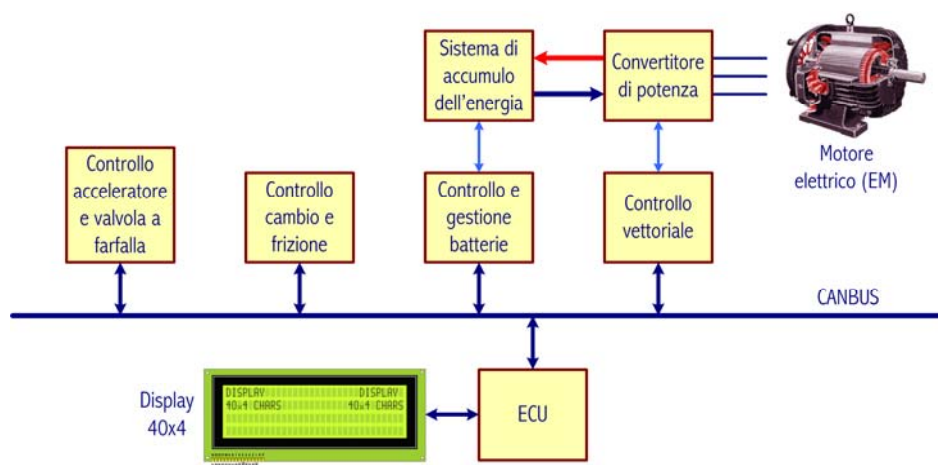


Fig. 3.3 – Struttura dell'elettronica di bordo del veicolo ibrido. Nello schema non è indicato l'impianto elettrico tradizionale (luci, cruscotto, segnalazioni acustiche, ecc.).

Questa struttura è rappresentata in maniera schematica in Fig. 3.3. Il motore elettrico è un *brushless* sinusoidale che assicura un rapporto peso/potenza molto elevato, dotato come sensore di posizione assoluto di un *resolver*, che garantisce affidabilità e robustezza. L'architettura del controllo è di tipo vettoriale.

L'energia per alimentare l'azionamento è fornita da un sistema di accumulo dell'energia che è costituito da un pacco di accumulatori al piombo e da una batteria di condensatori; questo mix di accumulatori di tipo elettrochimico ed elettrostatico assicura capacità di immagazzinamento sufficiente ed un'elevata potenza di picco, come già discusso nel paragrafo 2.3.3. Una scheda di controllo gestisce i cicli operativi delle batterie, tenendo sotto controllo lo stato di carica (SoC), e si preoccupa dell'equalizzazione dalla carica di ogni singola cella del pacco.

Tutti quei comandi (leva del cambio, pedale dell'acceleratore e della frizione, valvola a farfalla) che in un veicolo tradizionale vengono attuati meccanicamente, devono poter essere in un veicolo ibrido, comandati mediante segnali elettrici dalla centralina di controllo (ECU, *engine control unit*), per cui è indispensabile che siano dotati di un attuatore elettromeccanico e del relativo controllo [34].

È quindi necessario predisporre una serie di schede elettroniche "periferiche" per consentire alla centralina di controllo di attuare le politiche di gestione del veicolo.

La posizione del pedale dell'acceleratore è acquisita da una scheda di controllo, che si occupa anche di comandare tramite un regolatore PI un motore elettrico che controlla la posizione della valvola a farfalla del

motore endotermico, ubbidendo ad una precisa logica di gestione dettata dalla centralina di controllo.

Anche la gestione del cambio è demandata ad una scheda elettronica, che attraverso un attuatore elettromeccanico, è in grado di comandare la cambiata agendo sia sulla frizione, sia sugli innesti.

Il sistema è completato da una centralina di controllo (ECU, *engine control unit*), che comunica con le altre schede di supervisione locali e con l'azionamento mediante bus di campo CAN. La scheda ECU pilota un display LCD alfanumerico 40x4 alloggiato nel cruscotto del veicolo che permette di impostare la modalità operativa (*economy, normal e sport*) e di visualizzare i parametri di funzionamento utili per il conducente; il display è stato sfruttato anche in fase sviluppo del prototipo per il *debug* e la messa a punto.

3.3. La trasmissione.

Entrambi i motori, quello endotermico e quello elettrico devono poter, attraverso rapporti di riduzione variabili, trasmettere la coppia all'albero, e quindi alle ruote.

Essi sono collegati al primario del cambio, un sequenziale a quattro rapporti con frizione automatica, ma mentre il motore endotermico è calettato sull'albero mediante una frizione centrifuga che si attacca ad un preciso numero di giri (circa 1800 rpm), il motore elettrico è accoppiato rigidamente al secondo rapporto attraverso un rapporto di riduzione fisso. L'albero motore, sul secondario del cambio, è dotato di

una seconda frizione che viene comandata insieme al cambio. La situazione descritta è illustrata in Fig. 3.4.

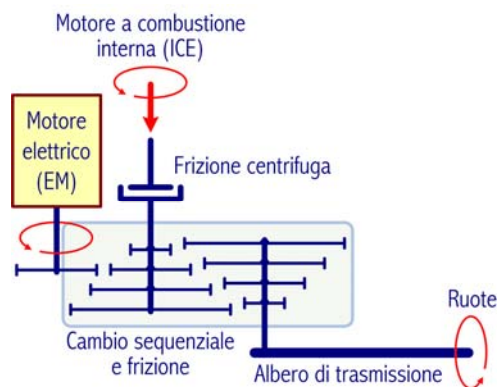


Fig. 3.4 – Schema di trasmissione del veicolo. Il motore elettrico e il motore endotermico sono sul primario del cambio; sul secondario, mediante una frizione, è accoppiato l'albero di trasmissione.

La retromarcia, per semplificare la struttura del cambio, ed evitare l'invertitore di moto, è affidata al solo motore elettrico.

La struttura realizzata, nonostante una grande semplicità e compattezza, assicura una notevole flessibilità nell'interconnessione dei motori endotermico ed elettrico fra loro e alle ruote. Questo permette, con una sola macchina elettrica di realizzare una molteplicità di modalità di funzionamento, possibili altrimenti solo con configurazioni molto più complesse e con almeno due macchine elettriche distinte (v. par. 2.1).

Tutto questo, anche grazie alle possibilità fornite dall'azionamento, si traduce in una notevole flessibilità, che permette politiche di gestione sofisticate ed estremamente efficaci ed efficienti.

3.3.1. Modalità di funzionamento.

Nei veicoli ibridi il principale vantaggio di un'architettura evoluta è la possibilità di disporre di molteplici modi di funzionamento che permettono efficienza e flessibilità.

Il prototipo realizzato può essere classificato come ibrido complesso (paragrafo 2.1), i modi di funzionamento sono riassunti dalla una tabella a doppia entrata riportata di seguito, che fornisce una sommaria descrizione del funzionamento in funzione della modalità operativa, della velocità di crociera per diversi stati di carica (SoC) delle batterie.

Tab. 5 – Tabelle a doppia entrata, con descrizione della politica di gestione dei propulsori in funzione della modalità operativa, della velocità del veicolo e per tre diversi stati di carica delle batterie (SoC).

<i>SoC</i>		<i>Modalità operativa</i>		
		<i>Marcia normale</i>	<i>Ricarica batterie</i>	<i>Frenata</i>
<i>Velocità</i>	<i>elevato</i>			
	<i>Fermo</i>	ICE spento, EM in idle	--	--
	<i>Basse</i>	Coppia erogata solo da EM	--	Frenata meccanica dissipativa
	<i>Medie</i>	Coppia erogata da EM e ICE in proporzione variabile a seconda di velocità	--	
<i>Alte</i>	Coppia erogata solo da ICE	--		

<i>SoC normale</i>		<i>Modalità operativa</i>		
		<i>Marcia normale</i>	<i>Ricarica batterie</i>	<i>Frenata</i>
<i>Velocità</i>	<i>Fermo</i>	ICE spento, EM in idle	--	--
	<i>Basse</i>	Coppia erogata solo da EM	--	Frenata con recupero dell'energia e/o frenata meccanica
	<i>Medie</i>	Coppia erogata da EM e ICE in proporzione variabile a seconda di velocità	--	
	<i>Alte</i>	Coppia erogata solo da ICE	--	Frenata meccanica dissipativa

<i>SoC basso</i>		<i>Modalità operativa</i>		
		<i>Marcia normale</i>	<i>Ricarica batterie</i>	<i>Frenata</i>
<i>Velocità</i>	<i>Fermo</i>	ICE spento, EM in idle	Effettuata con ICE al rendimento ottimale	--
	<i>Basse</i>	Coppia erogata da EM e ICE	--	Frenata con recupero dell'energia e/o frenata meccanica
	<i>Medie</i>	Coppia erogata solo da ICE	Parte della coppia del ICE utilizzata per ricaricare le batterie	
	<i>Alte</i>		--	Frenata meccanica dissipativa

Di seguito verranno descritti in dettaglio i modi di funzionamento per le varie modalità operative:

1. Marcia normale.

Durante la marcia normale, a seconda dello stato di carica delle batterie (SoC) e della velocità di crociera, viene determinato in modo dinamico quanta parte della coppia richiesta verrà erogata dal motore elettrico e quanta dal motore endotermico; questi contributi sono mappati in una *look-up table*.

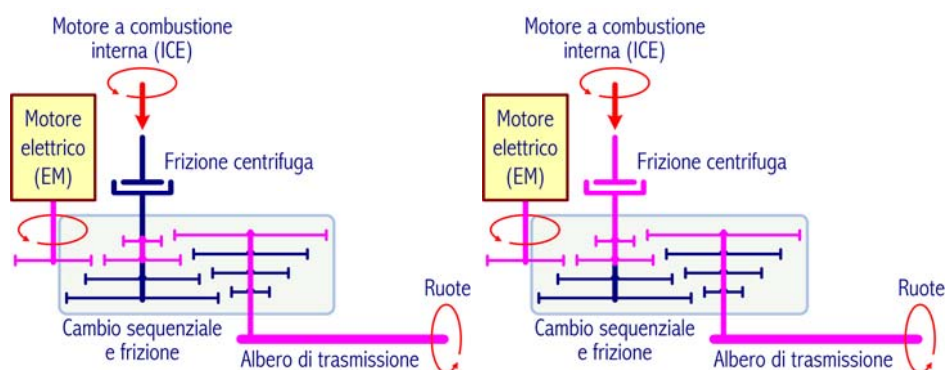


Fig. 3.5 – Funzionamento puramente elettrico (basse velocità, a sinistra): il solo motore elettrico eroga coppia, il motore endotermico è spento. Funzionamento ibrido (medie velocità, a destra): motore elettrico ed endotermico erogano coppia in proporzione dipendente dalle condizione operative.

Almeno indicativamente all'aumentare della velocità aumenta il contributo del motore endotermico, all'aumentare dello stato di carica delle batterie aumenta il contributo del motore elettrico.

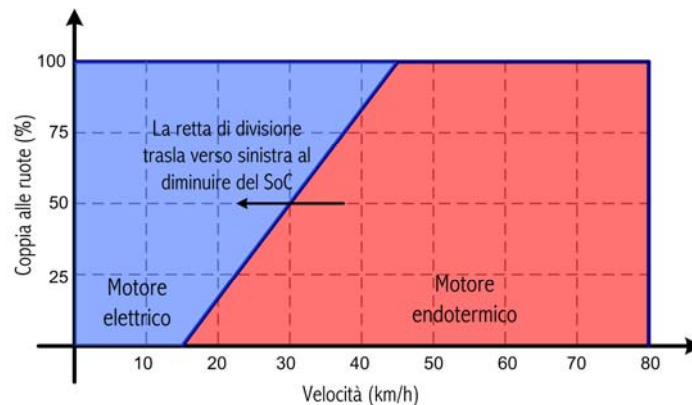


Fig. 3.6 – Ripartizione di coppia in percentuale del totale richiesto fra motore elettrico (EM) e motore endotermico (ICE) al variare della velocità e dello stato di carica (SoC).

Se lo stato di carica delle batterie è troppo basso la propulsione è data esclusivamente del motore endotermico che, se la coppia che gli viene richiesta non è elevata e la velocità non troppo alta né troppo bassa, si occupa anche di ricaricare le batterie (ricarica in movimento). Questo tipo di ricarica si ottiene fornendo come *setpoint* di coppia dell'azionamento un valore negativo (*setpoint* di coppia negativa implica funzionamento della macchina elettrica come generatore, almeno finché la velocità rimane positiva).

2. Ricarica batterie.

La ricarica delle batterie può avvenire sia in movimento (secondo le modalità già analizzate nel punto 1.), sia a veicolo fermo. Quando lo stato di carica (SoC) scende sotto una soglia di attenzione, appena il veicolo si ferma, inizia la ricarica da parte del motore endotermico.

Tale processo avviene ad un regime di rotazione del motore endotermico che assicura il rendimento combinato (macchina elettrica e motore endotermico) più elevato possibile, per massimizzare il rendimento di conversione di energia da chimica (combustibile) ad elettrica. In fase di ricarica il motore elettrico (sarebbe più corretto chiamarlo macchina elettrica), funziona da generatore.

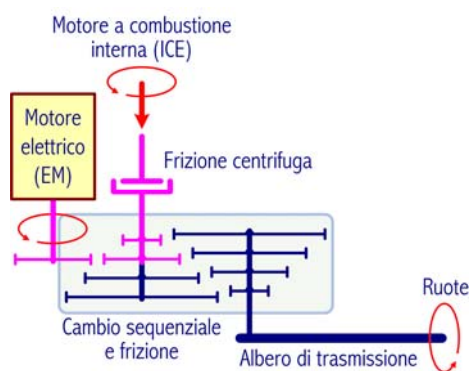


Fig. 3.7 - Funzionamento in ricarica delle batterie a veicolo fermo.

3. Frenata.

Il prototipo di veicolo realizzato è dotato di un sistema di frenatura meccanico costituito di due freni a tamburo all'anteriore e un freno a disco centrale sull'asse posteriore.

L'impianto frenante tradizionale è affiancato dall'azionamento del motore elettrico che ha la possibilità di effettuare la frenata elettrica con recupero; tuttavia questa possibilità è subordinata al fatto che il sistema di accumulo di energia deve poter assorbire l'energia prodotta dalla decelerazione.

Questo si traduce in una serie di condizioni:

- ✓ Il pacco di batterie non deve essere completamente carico (SoC = 100%), cioè deve ancora avere la possibilità di essere ulteriormente caricato.
- ✓ La frenata non deve essere troppo intensa, cioè la potenza prodotta non deve eccedere quella che è possibile accumulare senza danni. La batteria di condensatori installata garantisce che questa soglia sia sufficientemente elevata da far fronte anche a brusche decelerazioni, purché per intervalli limitati di tempo.

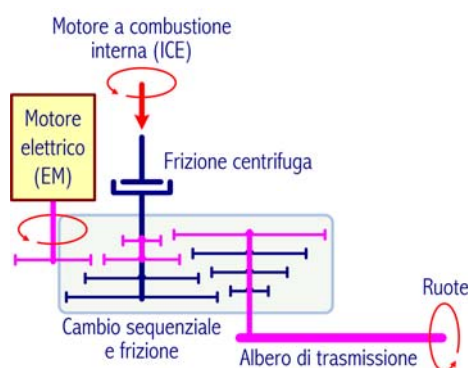


Fig. 3.8 – Frenata con recupero. Durante la frenata la velocità rimane positiva, ma in decrescita, l'azionamento richiede un setpoint di coppia negativo e il motore inizia a funzionare come generatore elettrico, almeno finché il veicolo non si ferma.

Dal punto di vista del controllo la gestione della frenata con recupero si ottiene, durante la marcia in avanti, imponendo un *setpoint* di coppia (quindi di corrente) negativo. Così facendo la velocità, a causa dell'inerzia del veicolo rimane positiva, ma in diminuzione, mentre la coppia cambia istantaneamente di segno. La situazione è quella rappresentata nel grafico di Fig. 3.9, nel quarto quadrante (freno avanti).

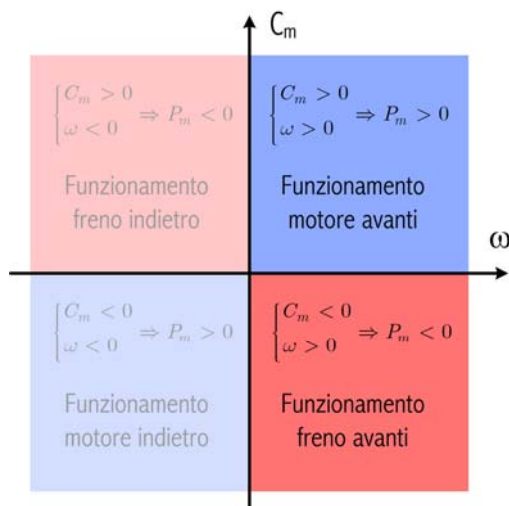


Fig. 3.9 – Regioni di funzionamento di una macchina elettrica. Nel caso del veicolo elettrico realizzato, durante la marcia avanti, le possibili alternative sono il funzionamento nel primo e nel quarto quadrante.

Mantenendo il *setpoint* di coppia negativo, man mano che passa il tempo il veicolo decelera e la velocità pur rimanendo positiva, cala; il flusso di energia ricarica le batterie, e questo processo continua finché la velocità non arriva a zero, ed il veicolo si ferma.

Se il *setpoint* di coppia viene mantenuto negativo la velocità inverte il segno, diventando anch'essa negativa e quindi il funzionamento torna ad essere da motore. La direzione del flusso di energia si inverte e il funzionamento passa quindi nel terzo quadrante (motore indietro).

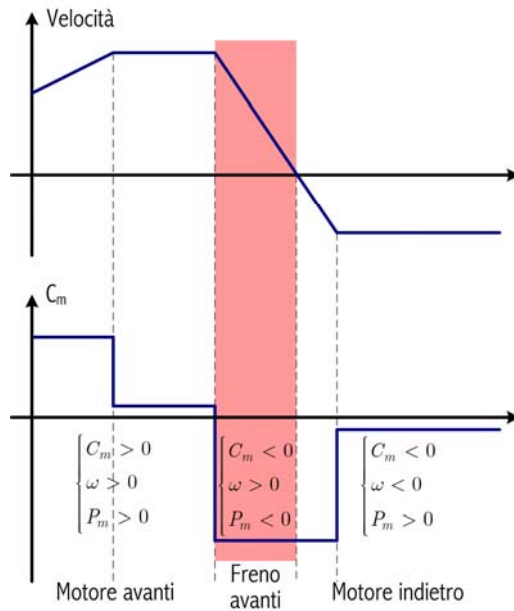


Fig. 3.10 - Esempio di ciclo di funzionamento della macchina elettrica. La zona in rossa è quella nella quale si ha generazione di energia (frenata con recupero).

Un comportamento speculare si ottiene nel funzionamento nella direzione opposta, ma in quest'ultimo caso nel grafico di Fig. 3.9 vengono descritti il secondo e il terzo quadrante. Questo comportamento non è di particolare interesse in quanto è associato al movimento in retromarcia.

Capitolo 4.

Il controllo del motore *brushless* sinusoidale.

Il motore *brushless* è una macchina elettrica sincrona trifase costituita da uno statore su cui sono alloggiati gli avvolgimenti di fase e un rotore a magneti permanenti, che quindi non richiede corrente magnetizzante; questa caratteristica consente l'eliminazione di contatti striscianti rendendolo affidabile e privo di manutenzione [1].

Per le applicazioni *automotive* il motore *brushless*, in virtù di un elevato rapporto coppia/peso e un alto rendimento energetico, rappresenta la miglior soluzione possibile.

La mancanza degli avvolgimenti rotorici inoltre elimina il problema dello smaltimento del calore dal rotore verso l'ambiente esterno, permettendo un aumento del rendimento energetico ed elevati valori di sovraccarico.

A fronte di questi vantaggi il motore *brushless* richiede circuiti di controllo piuttosto sofisticati: la sequenza di alimentazione deve essere

prodotta da un sistema di commutazione a stato solido in grado di alimentare gli avvolgimenti in accordo con la posizione del rotore, posizione che è rilevata da sensori quali encoder, resolver o sonde a effetto hall.

4.1. Modello del motore *brushless*.

Nei motori *brushless* sinusoidali lo statore è avvolto in modo da generare tre forze controelettromotrici con andamento sinusoidale, sfasate fra loro di 120° . Allo scopo gli avvolgimenti sono distribuiti nelle cave di statore con una densità che ha andamento di tipo sinusoidale.

La coppia istantanea generata dal motore è espressa dalla relazione:

$$C = \frac{P_{em}}{\omega_{mec}} = \frac{\sum_{i=1}^3 e_i \cdot i_i}{\omega_{mec}} = \frac{e_1 \cdot i_1 + e_2 \cdot i_2 + e_3 \cdot i_3}{\omega_{mec}} \quad (4.1)$$

dove: e_1, e_2, e_3 sono le tensioni di fase, mentre i_1, i_2, i_3 sono le rispettive correnti e ω_{mec} è la velocità angolare meccanica del rotore.

Per avere coppia costante a velocità costante è necessario quindi mantenere costante il numeratore della (4.1). Tale condizione si ottiene solo se correnti e tensioni di fase costituiscono due terne trifasi simmetriche ed equilibrate; queste grandezze avranno le seguenti espressioni analitiche:

$$\begin{cases} i_1 = I_M \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ i_2 = I_M \cdot \sin(\omega t + \varphi - 2/3\pi) \\ i_3 = I_M \cdot \sin(\omega t + \varphi + 2/3\pi) \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} e_1 = \frac{d\lambda_{m1}}{dx} = E_M \cdot \sin(\omega t) \\ e_2 = \frac{d\lambda_{m2}}{dx} = E_M \cdot \sin(\omega t - 2/3\pi) \\ e_3 = \frac{d\lambda_{m3}}{dx} = E_M \cdot \sin(\omega t + 2/3\pi) \end{cases} \quad (4.3)$$

dove λ_{m1} , λ_{m2} , λ_{m3} sono le componenti del flusso prodotto dai magneti permanenti concatenate con le fasi di statore.

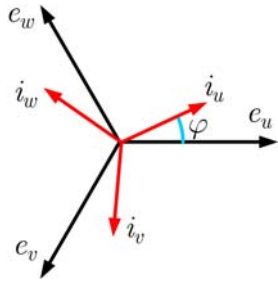


Fig. 4.1 – Rappresentazione fasoriale di un sistema trifase simmetrico ed equilibrato.

Volendo calcolare la potenza meccanica dalle equazioni (4.2) e (4.3) si ottiene:

$$\begin{aligned} P_{em} &= E_M I_M \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t - \varphi) + \\ &+ E_M I_M \cdot \sin(\omega t - 2/3\pi) \cdot \sin(\omega t - \varphi - 2/3\pi) + \\ &+ E_M I_M \cdot \sin(\omega t + 2/3\pi) \cdot \sin(\omega t - \varphi + 2/3\pi) \end{aligned} \quad (4.4)$$

da cui tramite le formule di prostaferesi, si ottiene:

$$\begin{aligned}
 P_{em} &= \frac{E_M I_M}{2} [\cos(\varphi) + \cos(\varphi) + \cos(\varphi)] + \\
 &+ \frac{E_M I_M}{2} [\cos(2\omega t - \varphi) + \cos(2\omega t - \varphi - 4/3\pi) + \cos(2\omega t - \varphi + 4/3\pi)]
 \end{aligned}
 \tag{4.5}$$

Dalla precedente relazione si nota che il primo addendo rappresenta la potenza attiva, mentre il secondo addendo è pari a zero, quindi risulta:

$$P_{em} = \frac{3}{2} E_M I_M \cdot \cos \varphi
 \tag{4.6}$$

che rappresenta la potenza attiva e che non dipende dal tempo. Imponendo uno sfasamento nullo ($\varphi = 0$) tra forze controelettromotrici e correnti è possibile massimizzare la potenza elettrica convertita dal motore, a parità di corrente assorbita; risulta quindi fondamentale conoscere in ogni istante la posizione del rotore.

Occorre inoltre notare che la pulsazione ω della formula (4.4) è la pulsazione elettrica del motore. Tale grandezza è legata alla pulsazione meccanica ω_{mec} dalla relazione

$$\omega = p \cdot \omega_{mec}
 \tag{4.7}$$

dove p è il numero di coppie polari.

4.1.1. *Equazioni elettriche del motore.*

Prendendo come riferimento il motore con gli avvolgimenti di statore collegati a stella, è possibile scrivere le equazioni che lo caratterizzano usando la notazione vettoriale

$$\bar{V} = R\bar{I} + \frac{d\bar{\lambda}}{dt} \tag{4.8}$$

dove $\bar{V} = [V_U \ V_V \ V_W]^T$; $\bar{I} = [i_U \ i_V \ i_W]^T$; $\bar{\lambda} = [\lambda_U \ \lambda_V \ \lambda_W]^T$

Nel caso ideale si suppone che R , la resistenza di fase, sia costante e uguale per i tre avvolgimenti, mentre il vettore \bar{V} rappresenta le tensioni tra fase e centro stella e il vettore \bar{I} rappresenta le correnti di fase, come illustrato nella figura successiva.

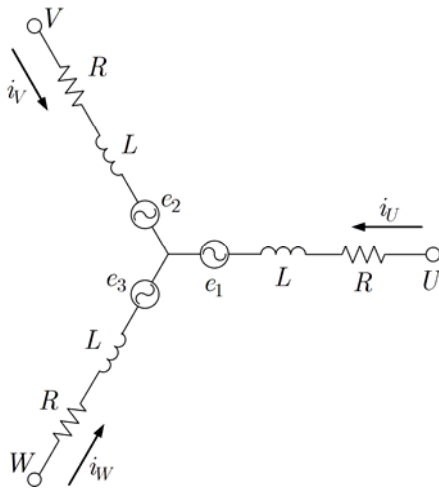


Fig. 4.2 - Schematizzazione del motore *brushless* con collegamento a stella.

A questo punto è utile scomporre il vettore del flusso $\bar{\lambda}$ in due componenti:

1. $\bar{\lambda}_m(\theta)$ rappresenta il flusso generato dai magneti permanenti e concatenato con gli avvolgimenti di statore. Tale grandezza non dipende dalla corrente ma solo dalla posizione del rotore,
2. $\bar{\lambda}_r(\theta, \bar{I})$ rappresenta il flusso dovuto alle correnti di statore \bar{I} che dipende, in ogni istante, dalle medesime correnti e dalla posizione del rotore nel caso di macchina anisotropa.

Supponendo che il funzionamento del motore sia nella regione lineare è possibile affermare che $\bar{\lambda}_r(\theta, \bar{I}) = [L(\theta)] \cdot \bar{I}$, dove $[L(\theta)]$ è la matrice dei coefficienti di auto e mutua induzione. Il flusso totale risulta quindi:

$$\bar{\lambda}(\theta, \bar{I}) = \bar{\lambda}_m(\theta) + [L(\theta)]\bar{I} \quad (4.9)$$

la dipendenza lineare di $\bar{\lambda}_r(\theta, \bar{I})$ dalla corrente è garantita dall'indipendenza della matrice $[L(\theta)]$ dal vettore delle correnti. È compito del costruttore della macchina evitare di uscire da questa regione lineare.

In una macchina trifase con avvolgimenti simmetrici la matrice dei coefficienti di auto e mutua induzione diventa:

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Combinando la (4.8) e la (4.9) si ottiene:

$$\bar{V} = R\bar{I} + [L(\theta)] \frac{d\bar{I}}{dt} + \frac{\partial[L(\theta)]}{\partial\theta} \frac{\partial\theta}{\partial t} \bar{I} + \frac{\partial\bar{\lambda}_m(\theta)}{\partial\theta} \frac{\partial\theta}{\partial t} \quad (4.11)$$

Se la matrice $[L(\theta)]$ è indipendente dall'angolo ϑ , cioè se la macchina è isotropa, allora $L = [L(\theta)]$ e la (4.11) diventa:

$$\bar{V} = R\bar{I} + [L] \frac{d\bar{I}}{dt} + \frac{\partial\bar{\lambda}_m(\theta)}{\partial\theta} \frac{\partial\theta}{\partial t} \quad (4.12)$$

in cui il terzo addendo dell'equazione è il vettore delle forze contro elettromotrici:

$$\bar{e} = \frac{\partial\bar{\lambda}_m(\theta)}{\partial\theta} \frac{\partial\theta}{\partial t} = \bar{k}\omega \quad (4.13)$$

dove: $\bar{k} = [k \cos(\omega t) \quad k \cos(\omega t - 2/3\pi) \quad k \cos(\omega t + 2/3\pi)]^T$

Confrontando la (4.3) e la (4.12) si può dedurre che $E_M = k\omega$, quindi l'ampiezza delle forze contro elettromotrici è proporzionale alla velocità di rotore.

4.1.2. Trasformazione dal sistema trifase al sistema bifase.

Le equazioni prese finora in esame fanno riferimento alla rappresentazione trifase delle grandezze elettriche, in realtà questa rappresentazione è ridondante: infatti non fornisce nessuna informazione

aggiuntiva rispetto a una rappresentazione bifase a due versori. Questo perché i tre versori \bar{U} , \bar{V} , \bar{W} sono geometricamente complanari e quindi uno di essi è sempre esprimibile come combinazione lineare degli altri due. Nel sistema bifase si definiscono i due versori $\bar{\alpha}$ e $\bar{\beta}$.

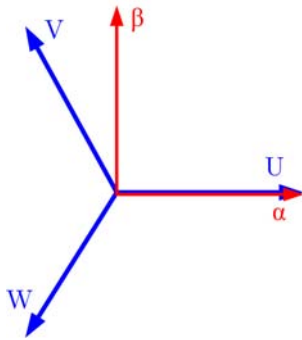


Fig. 4.3 - Trasformazione da trifase \bar{U} , \bar{V} , \bar{W} a bifase $\bar{\alpha}$, $\bar{\beta}$.

Per convenzione il versore \bar{U} coincide con $\bar{\alpha}$, mentre $\bar{\beta}$ è in quadratura rispetto ad $\bar{\alpha}$. Qualsiasi vettore del piano può essere espresso come combinazione lineare di $\bar{\alpha}$ e $\bar{\beta}$ visto che essi costituiscono una base ortogonale.

Tuttavia, per un sistema trifase generico non simmetrico è necessario inserire una terza componente che rappresenta la componente omopolare. La matrice di trasformazione da sistema trifase al nuovo sistema risulta:

$$\begin{bmatrix} \bar{\alpha} \\ \bar{\beta} \\ \bar{o} \end{bmatrix} = c \cdot [B] \cdot \begin{bmatrix} \bar{u} \\ \bar{v} \\ \bar{w} \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{u} \\ \bar{v} \\ \bar{w} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

ed è possibile dimostrare che fra i moduli dei versori vale la relazione $\alpha = \beta = (3/2)c \cdot u$. Siccome la costante c può essere scelta arbitrariamente, la scelta più sensata è fissarla in modo da mantenere inalterate le potenze in gioco, da cui si ottiene che $c = \sqrt{2/3}$.

Applicando la trasformazione esposta all'equazione del motore *brushless* (4.8) risulta:

$$[B]\bar{V} = [B][R]\bar{I} + [B]\frac{d\bar{\lambda}}{dt} \quad (4.15)$$

ma la matrice $[B]$ risulta essere ortonormale, quindi $[B]^{-1} = [B]^T$, per cui:

$$\bar{V}_{\alpha\beta} = [B][R][B]^T \bar{I}_{\alpha\beta} + \frac{d\bar{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (4.16)$$

i nuovi vettori $\bar{V}_{\alpha\beta}$ e $\bar{I}_{\alpha\beta}$ ottenuti hanno dimensioni 3×1 con le prime due componenti non nulle. È possibile ottenere anche l'espressione del flusso nelle nuove coordinate grazie alla relazione (4.9):

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta} = [B]\bar{\lambda} = [B]\bar{\lambda}_m(\theta) + [B][L][B]^T \bar{I}_{\alpha\beta} \quad (4.17)$$

sviluppando la matrice del secondo addendo si ottiene:

$$[B][L][B]^T = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Si definisce $L_{eq} = L - M$ e la matrice $[L_{eq}]$ come:

$$[L_{eq}] = \begin{bmatrix} L_{eq} & 0 \\ 0 & L_{eq} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

dalle relazioni (4.17) e (4.19) si ottiene che:

$$\bar{V}_{\alpha\beta} = [R]\bar{I}_{\alpha\beta} + [L_{eq}]\frac{d\bar{I}_{\alpha\beta}}{dt} + \frac{d\bar{\lambda}_{m\alpha\beta}}{dt} \quad (4.20)$$

che rappresenta l'equazione caratteristica del motore *brushless* nel sistema bifase.

4.1.3. Trasformazione da assi fissi ad assi rotanti.

Occorre ora calcolare le equazioni del motore facendo riferimento a grandezze riportate sul rotore: in un riferimento rotorico il flusso di rotore risulta costante e ciò permette di controllare la coppia tramite la corrente di statore. Allo scopo si fissa un riferimento solidale col rotore costituito da due vettori \bar{d} e \bar{q} (che prende il nome di asse diretto perché parallelo alla direzione di massimo campo di rotore) e \bar{q} (che prende il nome di asse in quadratura perché identifica la direzione di minimo campo di rotore).

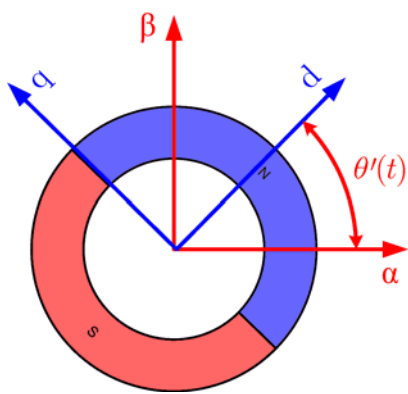


Fig. 4.4 - Trasformazione da sistema bifase ad assi fissi $\bar{\alpha}$, $\bar{\beta}$ a sistema bifase ad assi rotanti \bar{d} , \bar{q} .

Per passare dal sistema bifase ad assi fissi al sistema ad assi rotanti (trasformata di Park) si utilizza la matrice di rotazione $[A(\theta)]$:

$$\begin{bmatrix} \bar{d} \\ \bar{q} \end{bmatrix} = [A(\theta')] \cdot \begin{bmatrix} \bar{\alpha} \\ \bar{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta'(t) & \sin \theta'(t) \\ -\sin \theta'(t) & \cos \theta'(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{\alpha} \\ \bar{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

La matrice $[A(\theta)]$ gode di alcune importanti proprietà, che saranno utili in seguito:

$$\begin{cases} [A(\theta')]^T = [A(\theta')]^{-1} \\ [A(\theta'_1 - \theta'_2)] = [A(\theta'_1)][A(-\theta'_2)] \\ [A(\theta'_1)][A(\theta'_2)] = [A(\theta'_2)][A(\theta'_1)] \end{cases} \quad (4.22)$$

Nel nuovo sistema di riferimento su assi rotanti è possibile scrivere l'equazione del motore:

$$\bar{V}_{dq} = [A(\theta')][R][A(\theta')]^T \bar{I}_{dq} + [A(\theta')] \frac{d\bar{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (4.23)$$

essendo $[R]$ una matrice diagonale il primo addendo diventa $[R]\bar{I}_{dq}$.
Con alcuni passaggi matematici è possibile semplificare il secondo addendo:

$$\frac{d}{dt} \{ [A(\theta')] \bar{\lambda}_{\alpha\beta} \} = \frac{d[A(\theta')]}{dt} \bar{\lambda}_{\alpha\beta} + [A(\theta')] \frac{d\bar{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (4.24)$$

grazie alla prima delle relazioni di (4.22) si ricava

$$[A(\theta')] \frac{d\bar{\lambda}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} - \frac{d[A(\theta')]}{dt} [A(\theta')]^T \bar{\lambda}_{dq} \quad (4.25)$$

il secondo addendo dell'espressione precedente può essere calcolato come:

$$\frac{d[A(\theta')]}{dt} [A(\theta')]^T = \frac{d\theta'(t)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

che non è altro che una matrice di rotazione di $\pi/2$, cioè una rotazione in ritardo del sistema, che può essere espressa in maniera alternativa come:

$$\frac{d[A(\theta')]}{dt} [A(\theta')]^T \bar{\lambda}_{dq} = -j\omega \bar{\lambda}_{dq} \quad (4.27)$$

Dalle relazioni precedenti è possibile quindi ottenere l'equazione del motore su assi d-q:

$$\bar{V}_{dq} = [R] \bar{I}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j\omega \bar{\lambda}_{dq} \quad (4.28)$$

per analogia il flusso concatenato con gli avvolgimenti di statore sugli assi d-q risulta:

$$\bar{\lambda}_{dq} = [L_{eq}] \bar{I}_{dq} + \bar{\lambda}_{mdq} \quad (4.29)$$

Per terminare la trattazione delle equazioni è necessario determinare l'angolo θ' a cui agganciare il sistema di riferimento rotante. Prima di ciò è necessario però studiare l'espressione della coppia per un generico riferimento.

4.1.4. Coppia motrice e scelta dell'angolo.

L'espressione della coppia motrice per le macchine elettriche è espressa dalla relazione:

$$C_m = \frac{\partial W'(i, \theta')}{\partial \theta'} \quad (4.30)$$

dove $W'(i, \theta')$ è una funzione di stato che prende il nome di coenergia. Essa dipende dall'intensità della corrente e dalla posizione angolare ed è così definita:

$$W'(i, \theta') = \lambda \cdot i - W(\lambda, \theta') \quad (4.31)$$

La funzione $W(\lambda, \theta')$ è anch'essa una funzione di stato che indica l'energia magnetica immagazzinata nel sistema. Il differenziale di $W(\lambda, \theta')$ vale:

$$dW = i \cdot d\lambda - C_m d\theta' \quad (4.32)$$

Considerando una trasformazione in cui la posizione del sistema rimane ferma, il secondo termine della precedente relazione risulta nullo. È possibile allora calcolare l'integrale della coenergia, che vale:

$$W(\lambda_0, \theta'_0) = \int_0^{\lambda_0} i(\lambda) \cdot d\lambda \quad (4.33)$$

sostituendo la relazione precedente nella definizione di coenergia si ricava:

$$W'(i_0, \theta'_0) = \lambda_0 \cdot i_0 - \int_0^{\lambda_0} i(\lambda) \cdot d\lambda \quad (4.34)$$

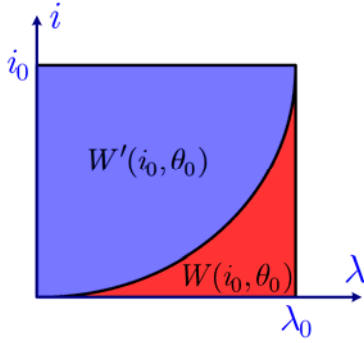


Fig. 4.5 - Diagramma dell'energia magnetica $W(i_0, \theta_0)$ e della coenergia $W'(i_0, \theta_0)$.

Dalla relazione (4.34) è possibile quindi ricavare che:

$$W'(i_0, \theta_0) = \int_0^{i_0} \lambda(i) \cdot di \quad (4.35)$$

Sostituendo questa relazione nella (4.30) si ricava l'espressione della coppia motrice tramite la notazione vettoriale per il sistema trifase:

$$C_m = \frac{\partial}{\partial \theta'} \int_0^{i_0} \bar{\lambda}^T(\bar{I}) d\bar{I} \quad (4.36)$$

utilizzando l'espressione (4.9) del flusso magnetico concatenato con gli avvolgimenti di statore, è possibile riscrivere l'espressione della coppia C_m come:

$$C_m = \frac{\partial}{\partial \theta'} \int_0^{\bar{I}_0} \bar{I}^T [L(\theta')]^T d\bar{I} + \frac{\partial}{\partial \theta'} \bar{\lambda}_m(\theta')^T \bar{I}_0 \quad (4.37)$$

Il primo termine dà luogo a due contributi di coppia a seconda che siano funzione dell'angolo i coefficienti di autoinduzione (coppia di anisotropia) o i coefficienti di mutua induzione (coppia asincrona), il secondo termine è la coppia da magneti permanenti. Per un motore *brushless* sinusoidale con rotore isotropo la matrice dei coefficienti di auto e mutua induzione è indipendente dall'angolo θ' , quindi il primo addendo della relazione (4.37) è nullo. È possibile quindi esprimere la coppia su assi fissi:

$$C_m = \frac{\partial}{\partial \theta'} \bar{\lambda}_m^T(\theta') \cdot \bar{I}_0 = \frac{\partial}{\partial \theta'} (\bar{\lambda}_m^T(\theta') \cdot B^T) B \bar{I} = \frac{\partial}{\partial \theta'} \bar{\lambda}_{m\alpha\beta}^T(\theta') \bar{I}_{\alpha\beta} \quad (4.38)$$

passando su assi d-q:

$$C_m = \frac{\partial}{\partial \theta'} \bar{\lambda}_{m\alpha\beta}^T(\theta') \cdot \bar{I}_{\alpha\beta} = \frac{\partial}{\partial \theta'} \left\{ \bar{\lambda}_{m\alpha\beta}^T(\theta') \cdot [A(\theta')^T] \right\} [A(\theta')] \bar{I}_{\alpha\beta} = \frac{\partial}{\partial \theta'} \bar{\lambda}_{mdq}^T(\theta') \bar{I}_{dq} \quad (4.39)$$

Per semplificare ulteriormente l'espressione occorre scegliere un opportuno $\theta'(t)$. Imponendo $\theta = \theta'$ (dove θ è l'angolo elettrico di rotore) si ottiene che il flusso magnetico prodotto dai magneti permanenti non varia con l'angolo. È possibile quindi portare l'espressione del flusso fuori dall'operatore derivata. La (4.39) diventa allora:

$$\begin{aligned}
 C_m &= \bar{\lambda}_{mdq}^T \frac{\partial \bar{I}_{dq}}{\partial \theta} = \bar{\lambda}_{mdq}^T \frac{\partial}{\partial \theta} [A(\theta) \bar{I}_{\alpha\beta}] = \\
 &= \bar{\lambda}_{mdq}^T \frac{\partial A(\theta)}{\partial \theta} \bar{I}_{\alpha\beta} = \bar{\lambda}_{mdq}^T \left[\frac{\partial A(\theta)}{\partial \theta} \cdot A^T(\theta) \right] \bar{I}_{dq}
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

Il prodotto fra matrici nelle parentesi quadre, come accennato in precedenza, corrisponde ad una rotazione di $\pi/2$. L'espressione della coppia su assi rotanti diventa quindi:

$$\begin{aligned}
 C_m &= \bar{\lambda}_{mdq}^T \cdot A(\pi/2) \bar{I}_{dq} = \begin{bmatrix} \lambda_{md} & \lambda_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \\
 &= \lambda_{md} \cdot i_q - \lambda_{mq} \cdot i_d = \bar{\lambda}_{mdq} \wedge \bar{I}_{dq}
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

a causa della scelta $\theta = \theta'$ il contributo del flusso dei magneti permanenti è diretto solo lungo l'asse d, cioè $\lambda_{mq} = 0$. È possibile quindi semplificare ulteriormente l'espressione della coppia:

$$C_m = \lambda_m \cdot i_q \tag{4.42}$$

quindi la coppia C_m risulta proporzionale alla corrente i_q in quadratura. Tale corrente prende il nome di corrente di coppia.

4.1.5. Modello del motore su assi rotanti.

Separando le equazioni vettoriali (4.28) e (4.29) nelle rispettive componenti scalari si ricava:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega\lambda_q \\ v_q = Ri_q + \frac{d\lambda_q}{dt} - \omega\lambda_d \\ \lambda_d = L_{eq}i_d + \lambda_m \\ \lambda_q = L_{eq}i_q \end{cases} \quad (4.43)$$

inserendo le ultime due equazioni dentro le prime due si ricava:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + L_{eq} \frac{di_d}{dt} + \frac{d\lambda_m}{dt} - \omega \cdot L_{eq}i_q \\ v_q = Ri_q + L_{eq} \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot L_{eq}i_d + \omega\lambda_m \end{cases} \quad (4.44)$$

Dalle considerazioni precedenti è già stato dimostrato che la componente sull'asse d della corrente non contribuisce a generare coppia motrice. Per evitare le perdite per effetto joule associate alla i_d essa è mantenuta istantaneamente nulla tramite un apposito anello di controllo.

Imponendo tale condizione ($i_d = 0$) è possibile calcolare nuovamente la (4.44):

$$\begin{cases} v_d = \frac{d\lambda_m}{dt} - \omega \cdot L_{eq}i_q \\ v_q = Ri_q + L_{eq} \frac{di_q}{dt} + \omega\lambda_m \\ \lambda_d = \lambda_m \\ \lambda_q = L_{eq}i_q \end{cases} \quad (4.45)$$

Un motore di buona qualità dovrà avere L_{eq} piccola in modo da impegnare poca tensione. Dalle precedenti equazioni si può evidenziare l'analogia fra il motore *brushless* e quello a corrente continua (per il quale la corrente d'armatura corrisponde a i_q).

Se il sistema è in condizioni stazionarie, la (4.45) diventa:

$$v_q = Ri_q + \omega\lambda_m = Ri_q + E \tag{4.46}$$

dove E corrisponde alla forza controelettromotrice generata dal flusso concatenato dei magneti permanenti.

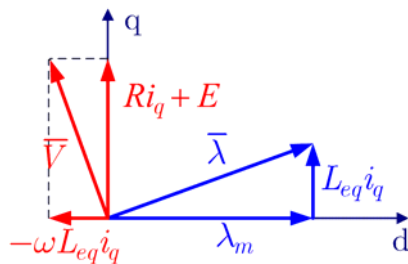


Fig. 4.6 – Diagramma fasoriale del motore *brushless* in regime stazionario.

Alle equazioni elettriche del motore occorre aggiungere l'equazione di equilibrio meccanico del motore all'albero:

$$C_m - C_r = J \frac{d\omega_{mec}}{dt} \tag{4.47}$$

dove C_r indica la coppia resistente all'albero che tiene conto anche delle forze di attrito è J il momento di inerzia complessivo all'albero motore, espresso in $kg \cdot m^2$.

Nel dominio della trasformata di Laplace le equazioni diventano:

$$\begin{cases} V_q = (R + sL_{eq}) \cdot I_q + E \\ \lambda_d = \lambda_m \\ C_m = \lambda_m I_q \\ C_m = s \cdot J \omega_{mec} + C_r \end{cases} \quad (4.48)$$

e il modello del motore risulta quello rappresentato nella figura seguente.

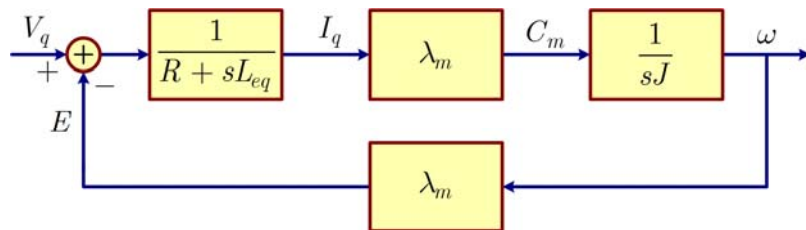


Fig. 4.7 – Modello a blocchi del motore *brushless* in regime stazionario, nel dominio della trasformata di Laplace.

4.2. Il controllo del motore *brushless*.

Controllare un motore *brushless* sinusoidale significa controllare istante per istante le correnti di statore sugli assi d e q, la componente sull'asse q, i_q determina la coppia erogata, mentre la componente sull'asse d, i_d è responsabile della magnetizzazione.

Siccome nel motore *brushless* il campo magnetico è generato dai magneti permanenti, per ottenere la massima efficienza, è necessario mantenere $i_d = 0$.

Si ricorre quindi a un'architettura di controllo vettoriale che, tramite regolatori di tipo proporzionale-integrale (PI), è in grado di controllare indipendentemente le due componenti di corrente [3].

Il controllo si basa sull'acquisizione iniziale delle correnti trifase di statore i_u, i_v, i_w . Occorre quindi passare da una terna trifase ad una bifase tramite la trasformata di Clarke che produce una coppia di correnti i_α, i_β sincrone con lo statore. Una seconda trasformazione, la trasformata di Park, permettere il passaggio da assi fissi ad assi rotanti sincroni col rotore ottenendo le componenti di corrente i_d e i_q .

<i>Trasformazioni matriciali</i>			
Clarke diretta	$B = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	Park diretta	$A(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$
Clarke inversa	$B^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	Park inversa	$A^T(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$

Tab. 6 – Trasformazioni matriciali.

Due anelli di retroazione sono chiusi su queste grandezze, ed i segnali di errore costituiscono l'ingresso dei regolatori i cui valori di uscita, ovvero le tensioni v_d e v_q , sono ricondotte a una terna trifase di statore

tramite le trasformate inverse di Park e Clarke. Questi segnali costituiscono gli ingressi dell'inverter all'uscita del quale sono collegate le tre fasi del motore.

La trasformata di Park, utilizzata per passare dal riferimento fisso a quello rotante e viceversa, richiede la conoscenza istantanea della posizione relativa tra il rotore e lo statore. È quindi necessario utilizzare un trasduttore per conoscere la posizione esatta del riferimento rotante.

L'azionamento realizzato utilizza come sensore di posizione assoluto un resolver, che è stato scelto per le sue caratteristiche di robustezza ed affidabilità. L'informazione di posizione è data dall'angolo meccanico stimato dai segnali ricavati dal trasduttore.

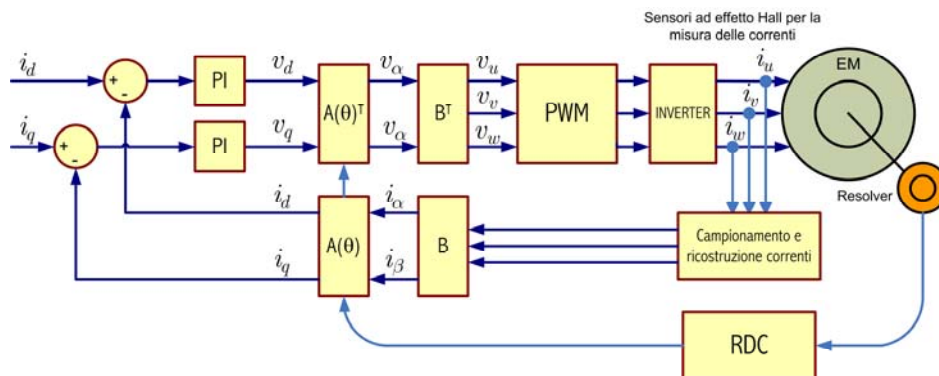


Fig. 4.8 – Architettura del controllo vettoriale per motore brushless sinusoidale implementato (stima della posizione con resolver \Rightarrow RDC, resolver to digital conversion).

4.2.1. Il resolver.

Il resolver è un trasduttore rotante di posizione assoluta costituito da un avvolgimento rotorico (circuitto primario o generatore) e due

avvolgimenti statorici (secondario o rivelatore), sfasati tra loro di 90° elettrici.

Il principio di funzionamento si basa sulla variazione dell'accoppiamento tra primario e secondario in funzione della posizione angolare relativa: eccitando il primario con una tensione alternata si genera un campo magnetico che induce sul secondario una tensione che dipende dalla posizione relativa dei due sistemi [21].

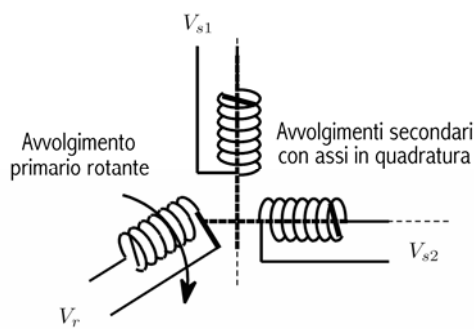


Fig. 4.9 - Disposizione degli avvolgimenti primario e secondario del resolver.

Nella figura precedente è mostrato lo schema del resolver, comprendente un avvolgimento di rotore e due avvolgimenti di statore posizionati in modo da avere i loro assi di simmetria sfasati di 90° elettrici.

In prima approssimazione, si può affermare che se la tensione pilotata sul circuito generatore vale $V_r = V_M \sin(\omega t)$, allora le due tensioni indotte sui secondari, risultano

$$\begin{aligned} V_{s1} &= KV_r \cos(\theta) = KV_M \sin(\omega t) \cos(\theta) \\ V_{s2} &= KV_r \sin(\theta) = KV_M \sin(\omega t) \sin(\theta) \end{aligned} \tag{4.49}$$

dove θ è l'angolo relativo tra il circuito di rotore e quello di statore e K è una costante di proporzionalità dipendente da parametri costruttivi del trasduttore.

Le due tensioni di uscita risultano pertanto modulate sinusoidalmente con la posizione ed in quadratura tra loro. Il sensore fornisce come segnale di uscita una coppia di tensioni alternate caratterizzate da:

- ✓ pulsazione ω pari a quella del segnale applicato al circuito primario.
- ✓ ampiezza dipendente dalla posizione del rotore ed in quadratura reciproca.
- ✓ fase concorde rispetto alla tensione impressa sul primario.

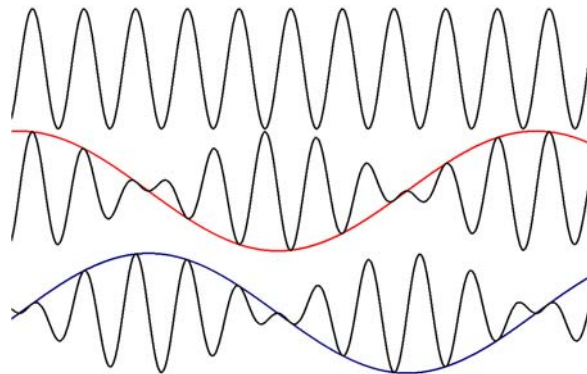


Fig. 4.10 – Segnale di eccitazione del resolver (in alto), e segnali raccolti in uscita (due, in basso). A tratto rosso e blu: involuppo (demodulazione) dei segnali d'uscita.

Una volta prodotta una sinusoide pura con cui eccitare il resolver (la qualità, precisione e stabilità, della tensione impressa sul primario è strettamente legata alla bontà della misura), occorre raccogliere (campionare) i segnali d'uscita ed estrarne l'involuppo, dal quale calcolare l'angolo relativo tra i due circuiti primario e secondario .

Il comportamento descritto finora non tiene conto dell'insorgere di tensioni spurie prodotte dalla velocità di rotazione che si traducono in errori di misura. Per comprendere come si generino tali spurie occorre considerare le equazioni magnetiche del circuito.

Si consideri, per semplicità di trattazione che i circuiti del resolver siano puramente induttivi, il motore ruoti a velocità costante $\theta(t) = \theta_0 + \alpha t$, e la tensione di eccitazione sia $V_r = V_M \cdot \sin(\omega t)$; sapendo che su di un circuito elettrico in movimento rispetto alle linee di flusso φ di campo magnetico, viene indotta tensione V secondo la legge $d\varphi/dt = V$ (legge di Lenz), è possibile scrivere l'espressione il flusso di eccitazione:

$$\phi_r = \int V_M dt = -\frac{1}{\omega} V_M \cos(\omega t) \quad (4.50)$$

Il flusso concatenato con gli avvolgimenti di statore vale:

$$\begin{aligned} \phi_{cs1} &= -\frac{K}{\omega} V_M \cos(\omega t) \cos(\theta_0 + \alpha t) \\ \phi_{cs2} &= -\frac{K}{\omega} V_M \cos(\omega t) \sin(\theta_0 + \alpha t) \end{aligned} \quad (4.51)$$

quindi la tensione indotta sui circuiti secondari risulta

$$\begin{aligned} V_{s1} &= \frac{d\phi_{sc1}}{dt} = K V_M \sin(\omega t) \cos(\theta_0 + \alpha t) + \frac{K\alpha}{\omega} V_M \cos(\omega t) \sin(\theta_0 + \alpha t) \\ V_{s2} &= \frac{d\phi_{sc2}}{dt} = K V_M \sin(\omega t) \sin(\theta_0 + \alpha t) - \frac{K\alpha}{\omega} V_M \cos(\omega t) \cos(\theta_0 + \alpha t) \end{aligned} \quad (4.52)$$

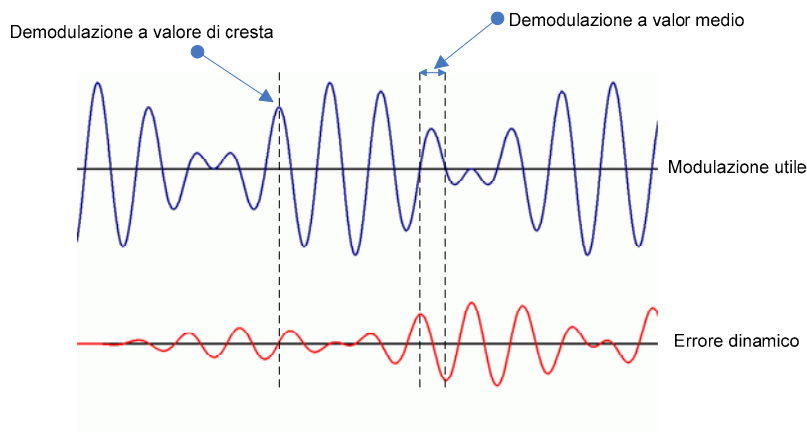


Fig. 4.11 - Segnale di uscita del resolver. Tecniche di demodulazione ed errore dinamico.

Le tensioni sui due avvolgimenti di statore contengono due termini: il primo corrisponde al termine utile ed il secondo costituisce l'errore dinamico, in quanto la sua ampiezza è proporzionale alla velocità di rotazione del circuito secondario. Inoltre, come si può notare dalle precedenti relazioni, l'errore dinamico è un segnale sinusoidale sfasato in quadratura rispetto al segnale portante.

4.2.2. Demodulazione resolver ed estrazione dell'angolo.

Le osservazioni precedenti sull'errore dinamico suggeriscono alcune tecniche per la demodulazione digitale dei segnali del resolver:

1. **Demodulazione a valore di cresta.** Si tratta di campionare sul picco locale del segnale, utilizzando come sincronismo il segnale di

eccitazione. Sfrutta l'osservazione che l'errore dinamico è nullo in corrispondenza del valore di cresta, infatti in questo istante vale $\sin(\omega t) = 1$ e $\cos(\omega t) = 0$.

2. **Demodulazione a valor medio.** Sempre in maniera sincrona con il segnale di eccitazione si estrae il valore medio del segnale d'uscita nel semiperiodo, entro il quale l'errore dinamico ha valor medio nullo.

Una volta effettuata la demodulazione, è necessario ricavare, a partire dai segnali ricavati $\sin[\theta(t)]$ e $\cos[\theta(t)]$, l'andamento nel tempo dell'angolo $\theta(t)$. Esistono due tecniche:

Tecnica trigonometrica. Sfrutta le relazioni trigonometriche, infatti l'angolo può essere ricavato dall'arcotangente del quoziente dei segnali demodulati:

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{\sin[\theta(t)]}{\cos[\theta(t)]}\right) \quad (4.53)$$

Il calcolo dell'arcotangente deve essere effettuato in modo da ottenere un risultato mappato sull'angolo giro e questo richiede un ulteriore controllo sul segno del numeratore e del denominatore per individuare il corretto quadrante, appesantendo ulteriormente l'algoritmo.

Inoltre il denominatore dell'argomento può assumere valore nullo o comunque molto prossimo allo zero, situazione che genera problemi di precisione della rappresentazione numerica in virgola fissa del risultato.

Spesso per garantire semplicità di esecuzione e velocità di calcolo si sfruttano delle *look-up table*, che vengono indicizzate con i dati di ingresso e forniscono direttamente i valori di uscita della funzione.

I problemi che emergono dall'utilizzo dei calcoli trigonometrici sono superati utilizzando un osservatore dell'angolo.

Osservatore d'angolo. Si può pensare di effettuare una estrazione implicita dell'angolo, senza calcolare direttamente l'arcotangente, utilizzando un osservatore [14], [22], [39].

Se la differenza fra l'angolo θ e il suo valore stimato $\hat{\theta}$ è sufficientemente piccolo vale la relazione:

$$\theta - \hat{\theta} \simeq \sin(\theta - \hat{\theta}) = \sin\theta\cos\hat{\theta} - \cos\theta\sin\hat{\theta} \quad (4.54)$$

Pertanto si può pensare di approssimare l'angolo θ con un valore stimato $\hat{\theta}$, ad esempio mantenuto con un contatore digitale, che venga corretto in base al suo discostamento (errore) dal valore reale. Quindi, una volta effettuata la moltiplicazione incrociata di seno e coseno (4.54) il risultato $\theta - \hat{\theta} \simeq \sin(\theta - \hat{\theta})$ può essere adoperato per pilotare un oscillatore controllato in tensione (VCO, *voltage controlled oscillator*) che andrà a determinare un incremento o decremento del contatore, affinché valga la condizione $\theta = \hat{\theta}$.

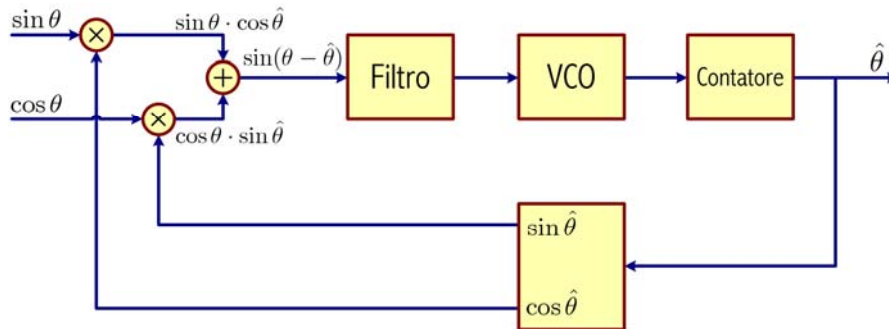


Fig. 4.12 – Stimatore dell'angolo a partire dai segnali di seno e coseno. Implementazione con VCO e contatore.

È evidente come lo schema appena esposto corrisponde a quello di un sistema retroazionato, dove il blocco VCO/contatore realizza in sostanza un integratore e il blocco demodulatore/filtro rappresenta il regolatore.

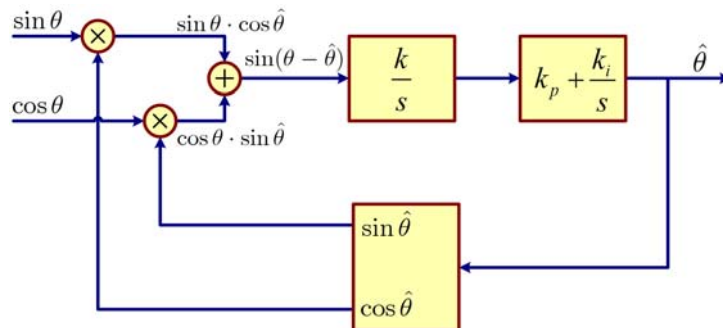


Fig. 4.13 – Stimatore dell'angolo a partire dai segnali di seno e coseno. Implementazione con integratore e regolatore PI.

Ovviamente bisogna considerare che questo sistema dovrà essere stabilizzato agendo sui parametri del regolatore PI e dell'integratore per avere la banda passante necessaria alle dinamiche del sistema che si

intende controllare. Le tecniche appena descritte che permettono la stima della posizione angolare, in formato digitale, prendono il nome di *resolver to digital conversion*, RDC [38].

4.2.3. Inverter e modulazione.

Il compito dell'inverter è quello di pilotare gli avvolgimenti del motore con una terna di correnti che sono quelle richieste dall'algoritmo di controllo vettoriale [6], [8].

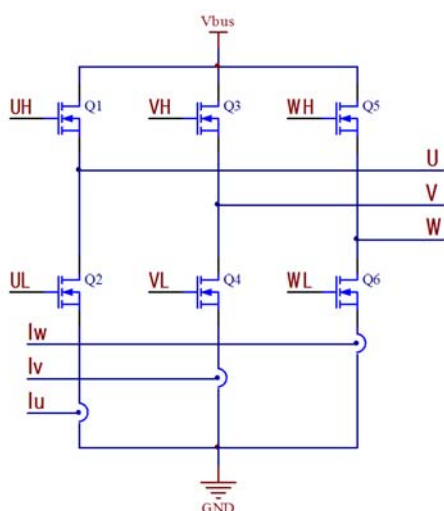


Fig. 4.14 – Inverter trifase. I segnali di comando sono UH, UL, VH, VL, WH e WL. Vengono generati a partire dai setpoint di corrente, mediante una logica che prende il nome di modulazione PWM.

L'inverter è comandato tramite sei segnali (UH, UL, VH, VL, WH, WL) che pilotano i terminali di controllo (*gate*) degli interruttori. Questi segnali vengono generati a partire dai *setpoint* di corrente richiesti dal controllo. La tecnica utilizzata per la generazione dei comandi è la modulazione PWM (*pulse width modulation*), adottata per ragioni di efficienza e di qualità nella conversione dell'energia [5].

La modulazione adottata sfrutta la tecnica di bilanciamento dell'involuppo (BEM, *balanced envelopment modulation*) che permette una zona lineare più ampia rispetto ad una normale modulazione sinusoidale (SPWM, *sinusoidal PWM*).

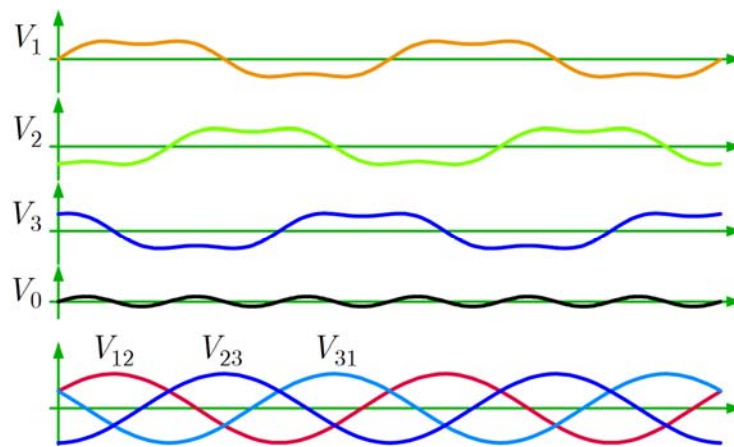


Fig. 4.15 – Effetto di una componente di terza armonica sulle tensioni di fase (tre grafici in alto) e concatenate (ultimo grafico).

È possibile dimostrare che, introducendo una componente di terza armonica (componente omopolare) in ciascuno dei segnali modulanti, le tensioni concatenate (che sono le tensioni che “vedono” gli avvolgimenti) non vengono modificate (v. Fig. 4.15).

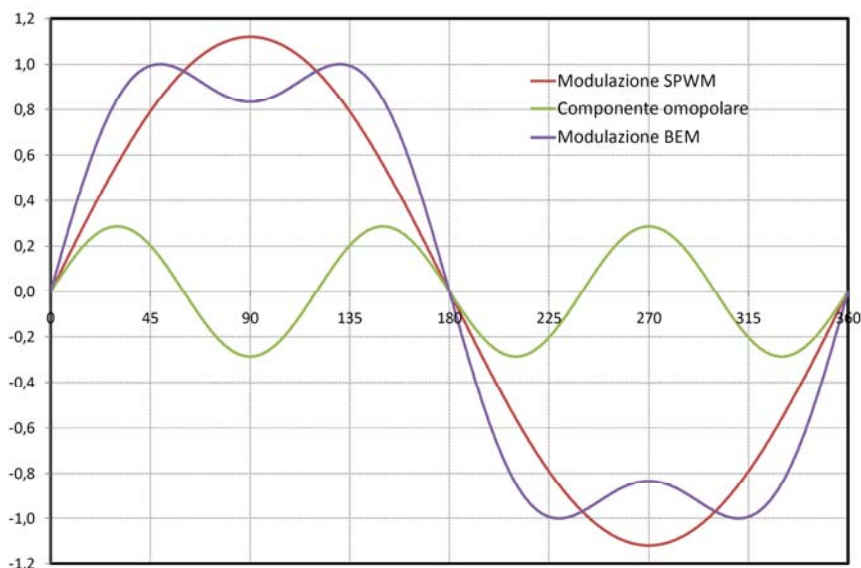


Fig. 4.16 – Confronto fra la tradizionale modulazione sinusoidale (SPWM) e la tecnica a bilanciamento d'involuppo (BEM).

L'introduzione di una componente omopolare dunque non influenza le tensioni concatenate ma, come appare chiaro dalla Fig. 4.16, permette una zona di linearità di modulazione del 15% superiore.

Supponendo di dover generare tre sinusoidi sfasate fra loro di 120° , come accade nel pilotaggio di un motore *brushless* sinusoidale, l'implementazione di questa tecnica risulta estremamente semplice dal punto di vista computazionale, a patto di accettare una soluzione approssimata.

Per generare la componente da iniettare come tensione omopolare è sufficiente selezionare, istante per istante, la sinusoide delle tre che presenta un valore istantaneo intermedio fra le altre due, ed utilizzare

quel valore come contributo da sommare a ciascun segnale (v. Fig. 4.17).

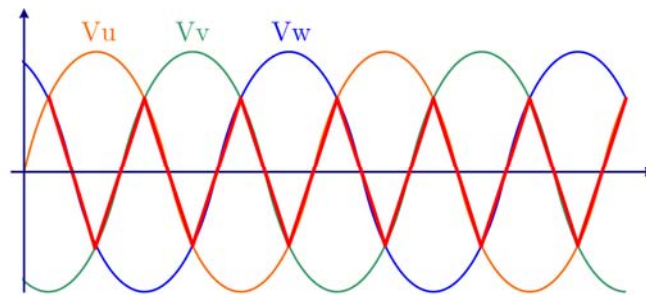


Fig. 4.17 – Tecnica approssimata per la generazione di una terza armonica da iniettare come tensione omopolare (linea rossa) per implementare la modulazione BEM.

Come si vede dalla Fig. 4.18 l’implementazione della modulazione BEM approssimata fornisce, con un costo computazionale modesto, ottimi risultati.



Fig. 4.18 – Forme d’onda ottenute con l’implementazione approssimata della modulazione BEM.

Capitolo 5.

Controllo batterie, cambio, valvola a farfalla.

Per il funzionamento del veicolo ibrido, oltre all'azionamento per il motore elettrico, sono necessarie altre schede elettroniche, che servono per permettere alla centralina elettronica di bordo di gestire, mediante segnali elettrici, il processo di carica/scarica delle batterie, il cambio e la frizione, l'acceleratore e la valvola a farfalla del motore endotermico.

5.1. Controllo batterie.

Le prestazioni di un veicolo ibrido dipendono in maniera sostanziale dallo "stato di salute" in cui si trovano le batterie: se non trattate opportunamente la loro capacità di accumulare energia, e la vita in cicli di carica/scarica si può ridurre notevolmente richiedendone una prematura sostituzione.

Questo è uno dei principali problemi economici che limita la diffusione dei veicoli a trazione ibrida in quanto le batterie rappresentano uno degli elementi di consumo di maggior costo.

I principali fattori di rischio per le batterie, di qualunque tipo esse siano, sono la sovraccarica o la scarica troppo profonda. Il primo fenomeno può portare alla distruzione della batteria (se al litio) o alla creazione di gas pericolosi (se al piombo), mentre il secondo può condurre ad una riduzione permanente della capacità massima immagazzinabile. In entrambi i casi comunque si ha un deterioramento delle prestazioni degli accumulatori.

Il controllo dello stato di carica delle batterie (SoC, *state of charge*) è indispensabile quindi, oltre che per la scelta delle politiche di gestione del veicolo (v. par. 3.3.1), anche per assicurare un corretto utilizzo degli accumulatori [53].

In un veicolo ibrido le batterie sono connesse in serie per poter disporre di una tensione sufficientemente elevata (fino a qualche centinaio di volt). Il controllo dello stato di carica deve essere effettuato per ogni singola cella del pacco, infatti, inevitabili lievi differenze nelle prestazioni di ogni elemento potrebbero essere amplificate durante la vita, portare a scompensi notevoli nello stato di carica e condurre al deterioramento complessivo del sistema.

La soluzione migliore al problema consiste nel predisporre un sistema di equalizzazione dello stato di carica degli elementi che compongono il pacco batterie. L'equalizzazione ottima si ottiene controllando singolarmente ogni cella all'interno della stringa. In alcuni casi, specie se il numero di batterie da controllare è elevato, si può ricorrere ad una

soluzione di compromesso che consiste nel lavorare su piccoli gruppi di elementi per limitare la complessità del circuito di controllo.

5.1.1. Lo stato di carica (SoC) delle batterie.

Esistono diverse tecniche per determinare lo stato di carica di una batteria, ciascuno ha pregi e difetti, ed è più adatto di conseguenza ad un particolare tipo di applicazione piuttosto che ad un altro. Di seguito verrà riportata una breve panoramica sulle tecniche più diffuse.

1. Modelli circuitali. Il comportamento di una batteria può essere descritto sulla base di diversi modelli circuitali che comprendono, oltre alla resistenza interna serie, anche altri elementi parassiti di tipo capacitivo e induttivo di minor rilevanza. Attraverso questi modelli, è possibile, misurando alcuni parametri, ricavare una stima dello stato di carica [44], [45].

Il modello che descrive una batteria al litio, ad esempio, è costituito oltre che da un generatore di tensione, da una resistenza serie e da altre resistenze accompagnate da capacità che dipendono dalla superficie dell'elettrodo (CPE, *constant phase element*), e da un'induttanza serie [46]. Più semplice invece è il modello per accumulatori al piombo, dove però, oltre ai componenti passivi (capacità e resistenze), compare un generatore di corrente comandato in tensione [47].

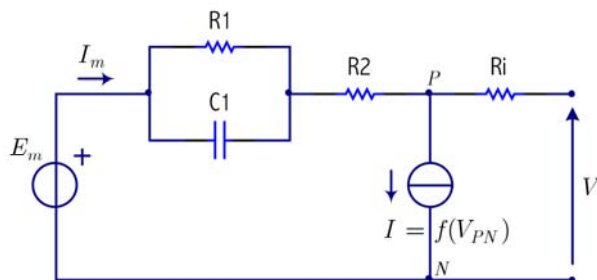


Fig. 5.1 – Modello circuitale di una cella al piombo. La tensione ai capi è V , mentre R_i è la resistenza interna (fonte: “Dynamical models of lead-acid batteries: implementation issues”, [47]).

I risultati che si ottengono con queste tecniche, dipendono sostanzialmente dall’accuratezza del modello, e in alcuni casi conducono a stime abbastanza soddisfacenti. Tuttavia la determinazione precisa dei modelli e dei parametri risulta particolarmente impegnativa poiché richiede un gran numero di test e risulta valida solo per un particolare modello di accumulatore.

2. Metodi coulometrici. Con questo nome si identificano tutte quelle metodologie per la determinazione dello stato di carica che si basano sulla valutazione della carica estratta dalla batteria durante il processo di scarica; il più semplice fra essi prevede l’integrazione della corrente.

La carica estratta dall’istante iniziale all’istante T , è dato dalle relazione:

$$Q = \int_0^T i(t) dt \quad (5.1)$$

dove $i(t)$ è la corrente estratta dalla batteria (positiva se uscente).

Gli ampère-ora estratti risultano allora $Ah = Q/3600$.

La corrente di scarica media I_{med} si può ricavare come rapporto tra la carica estratta Q ed il tempo T . Sulla base di questi parametri si può quindi stimare lo stato di carica con diversi approcci, ad esempio, nella maniera più semplice e approssimata, come rapporto fra gli ampère-ora estratti e un fissato valore della capacità dell'accumulatore alla corrente di scarica media I_{med} .

Questo approccio però non è in grado di tenere conto delle variazioni della corrente, e siccome la capacità complessiva della batteria dipende in maniera sostanziale dall'intensità di corrente di scarica (equazione di Nernst, v. par. 2.4.1), esso conduce a risultati approssimati.

Occorre quindi, per migliorare la stima, utilizzare un fattore correttivo (un "peso" associato ad ogni valore di corrente) che tenga conto della variazione di capacità della batteria al variare del valore dell'intensità di corrente:

$$Q_{eq} = \int_0^T k(i) \cdot i(t) dt \quad (5.2)$$

Ad esempio, se una particolare batteria si scarica completamente in 10h ad una corrente di 20A (capacità nominale 20Ah), e a 30A impiega invece 5h (anziché 6,7h), il coefficiente $k(i)$, unitario per $i = 20A$, vale $k(i) = (20 \cdot 10)/(5 \cdot 30) = 1,33$, per $i = 30A$.

Tuttavia questo approccio risulta particolarmente gravoso, non è infatti facile trovare il fattore correttivo $k(i)$, che si ricava solo attraverso numerose determinazioni sperimentali [48].

Inoltre, anche con una buona caratterizzazione della batteria, il metodo non è immune da errori (nell'ordine del 5%), poiché non si tiene conto della dipendenza della capacità della batteria dalla temperatura: d'altro canto prendere in considerazione questa grandezza implicherebbe ulteriori complicazioni.

Supponendo comunque di aver calcolato la carica estratta Q , con o senza gli accorgimenti descritti, lo stato di carica si calcola come:

$$SoC = \frac{Q_{TOT} - Q}{Q_{TOT}} [\%] \quad (5.3)$$

dove Q_{TOT} è la capacità complessiva della batteria.

3. Metodo della misura della resistenza interna. Si è già visto, come le batterie possano essere descritte da modelli circuitali comprendenti generatori di tensione ed elementi parassiti passivi. In particolare la resistenza interna R_i che è la componente resistiva dell'impedenza serie che appare nel modello circuitale, rappresenta l'elemento parassita più rilevante. Per la sua misura è sufficiente tener conto, in prima approssimazione, della corrente e della tensione ai capi della batteria in due istanti di tempo distinti: indicando, infatti, la variazione di tensione con ΔV e quella di corrente ΔI , la resistenza interna può essere ricavata semplicemente dal loro rapporto, $R_i = \Delta V / \Delta I$.

La misura di queste grandezze deve essere effettuata in condizioni stazionarie, cioè a fenomeni transitori esauriti e le due misure devono essere separate da un breve intervallo di tempo: infatti, le condizioni della batteria sono in continuo ma lento mutamento, per cui solo nel caso di misure ravvicinate si può ritenere trascurabile la variazione dello stato di carica durante l'intervallo di misurazione.

Infine è necessario che le due misure vengano effettuate in due istanti in cui la corrente ha lo stesso verso poiché i processi chimici che si verificano durante la carica sono diversi da quelli di scarica e la resistenza interna assume valori differenti.

La scelta più ragionevole è quella di utilizzare correnti di scarica positive per convenzione poiché, per le batterie di un veicolo ibrido, la condizione di scarica è prevalente e gli intervalli in cui la corrente diventa negativa sono di breve durata.

L'importanza della determinazione della resistenza interna non risiede solo nella necessità di tenerne conto per ricavare il potenziale a vuoto della cella ma anche e soprattutto per la determinazione dello stato di carica.

Dal punto di vista chimico, infatti, al procedere della scarica si ha un consumo di massa attiva, sia negli accumulatori al piombo che in quelli al litio ed in questi ultimi in particolare, quando la cella è soggetta a scarica, gli ioni a disposizione tendono a diminuire progressivamente con conseguente aumento della resistenza interna.

Per gli accumulatori agli ioni di litio la resistenza avrà dunque un andamento pressoché costante per il 90% del tempo di scarica e un rapido incremento nella fase finale.

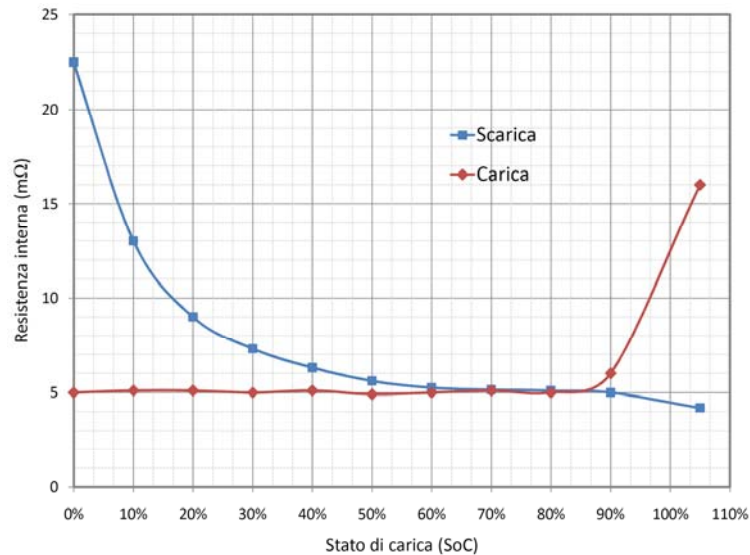


Fig. 5.2 – Andamento della resistenza interna in funzione dello stato di carica, in fase di scarica e in fase di carica per una cella al litio.

Purtroppo questa tecnica non porta a risultati particolarmente buoni per due motivi: i valori misurati della resistenza potrebbero essere affetti da un forte rumore presente sulla tensione ed inoltre solo quando la batteria è prossima alla completa scarica il gradiente della resistenza interna diventa apprezzabile (e dunque si presta a una misura migliore, v. Fig. 5.2).

Per valori alti dello stato di carica, invece, il gradiente è molto piccolo (specie nel caso del litio) così che una determinazione accurata dello stato di carica è piuttosto difficoltosa;

4. Metodo della misura della tensione a vuoto. Esiste un legame tra la tensione a vuoto fornita da una batteria e il suo stato di carica: essa

infatti diminuisce al diminuire dello stato di carica e si potrebbe pensare di utilizzare questa grandezza per stimare lo stato di carica.

Anche in questo caso però è necessario ricavare una serie di coefficienti che indichino la relazione fra le due grandezze per via sperimentale. In ogni caso il problema principale di questa soluzione è sua la scarsa precisione, soprattutto quando la batteria è prossima all'esaurimento della carica: nella fase terminale infatti la tensione tende a scendere in maniera più rapida e inevitabilmente l'errore che si commette è più significativo, poiché la relazione diventa fortemente non-lineare. Questo metodo è dunque meno vantaggioso rispetto ai precedenti.

5. Metodo delle reti neurali. Con il termine rete neurale s'intende, nell'accezione moderna del termine, una rete di neuroni artificiali; essa può essere composta sia da programmi sia da *hardware* dedicato. Le reti neurali lavorano in parallelo e sono quindi in grado di trattare molti dati e approssimare funzioni non lineari anche di grande complessità (come riconoscimento vocale e di testi); si tratta dunque di un sofisticato sistema statistico immune al rumore e a malfunzionamenti.

I singoli neuroni sono collegati alla schiera di neuroni successivi in modo da formare una rete, e ricevono in ingresso degli stimoli che poi elaborano. L'elaborazione può essere in realtà molto sofisticata ma si può pensare in prima approssimazione, che i singoli ingressi vengano moltiplicati per un opportuno peso (un ingresso molto importante avrà un peso elevato, al contrario di un ingresso poco utile all'elaborazione); il risultato delle moltiplicazioni viene quindi sommato e se la somma supera una certa soglia il neurone attiva la sua uscita.

Se inoltre i neuroni comunicano fra loro utilizzando soprattutto certe connessioni allora queste avranno un peso maggiore rispetto alle altre, similmente a quanto accade per gli ingressi.

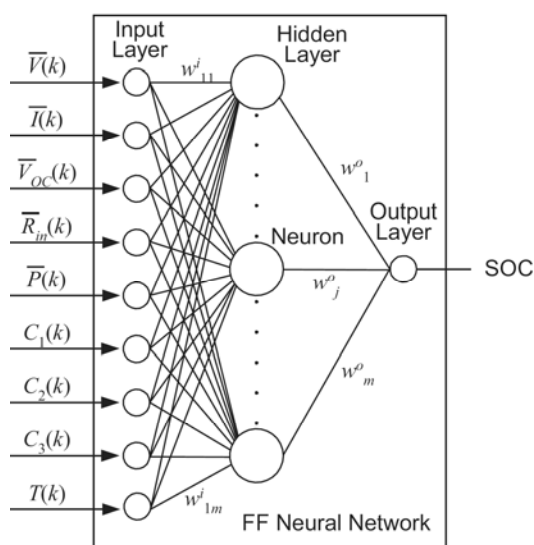


Fig. 5.3 – Stima dello stato di carica (SoC) mediante l'uso delle reti neurali. In ingresso le grandezze elettriche che caratterizzano la batteria (tensione, corrente, tensione a vuoto, resistenza interna), alcuni coefficienti e la temperatura [49].

L'applicazione delle reti neurali per la determinazione dello stato di carica rappresenta inequivocabilmente l'approccio più complicato poiché queste reti possono essere anche molto complesse e coinvolgere migliaia di neuroni e connessioni, ma conduce senza dubbio a risultati molto accurati; combinando le grandezze da tenere in considerazione (integrale della corrente, resistenza interna, tensione a vuoto), è infatti più facile ottenere buoni risultati che invece utilizzando una sola di esse [49].

I software di ultima generazione dedicati alle reti neurali richiedono buone conoscenze statistiche e risultano particolarmente efficaci quando si dispone di dati storici che possano essere trattati con gli algoritmi

neurale; tuttavia l'applicazione di una rete neurale può essere oltremodo complicata, ma tale approccio suggerisce che combinando due o più indicatori si può ottenere una stima migliore, meno affetta da fenomeni aleatori.

6. Metodo della misura della tensione di cella. Esistono relazioni empiriche che permettono di calcolare per batterie agli ioni di litio, ma anche per altri tipi di accumulatori, lo stato di carica di una cella a partire dalla tensione cui si trova in un determinato istante.

A titolo di esempio, di seguito è riportata una delle possibili formule applicabile alle celle al litio [53].

$$\text{SoC} = 100 \cdot \left\{ 0.1966 + \left[\sqrt{0.0387 - 1.4523 \cdot (3.7835 - V_{\text{cella}})} \right] \right\} \quad (5.4)$$

Tuttavia si tratta di relazioni non lineari particolarmente onerose dal punto di vista computazionale e la cui validità è inficiata dalle mutevoli condizioni di carico.

5.1.2. L'equalizzazione delle batterie.

L'equalizzazione dello stato di carica delle batterie è particolarmente importante in tutte quelle applicazioni che producono elevati gradienti di corrente di carica/scarica. Un veicolo ibrido ovviamente ricade in questa categoria di applicazioni, in quanto per fare fronte ad elevate richieste di coppia assorbe elevatissime correnti, e nel momento di una intensa frenata (con recupero dell'energia cinetica), inietta nelle batterie grandi correnti.

Soprattutto quest'ultimo caso è problematico per le batterie perché la corrente generata in fase di frenata può causare un rapido aumento di tensione fino a livelli potenzialmente pericolosi per la cella.

Infatti sia per le batterie al piombo acido, sia per quelle al litio, sia per quelle al nichel metallo idruro, è importante che la carica avvenga a tensione inferiore ad un valore di sicurezza che danneggerebbe irreparabilmente l'accumulatore.

Tenere sotto controllo la tensione complessiva della stringa di batterie non è sufficiente, perché causa dispersione dei parametri, celle nominalmente uguali, possono possedere caratteristiche leggermente diverse. Ad esempio una cella con una capacità ridotta o una resistenza interna maggiore tende ad avere una variazione di tensione maggiore rispetto alle altre durante i cicli di carica/scarica e quindi è più facilmente soggetta guasti per sovratensione.

Tipo di batteria	Limite massimo di tensione
Piombo acido	2,3 - 2,4V
Nichel-cadmio (Ni-Cd)	1,50 V
Nichel-idruro metallo (Ni-MH)	1,45 V
Litio	4,2 - 4,3V

Tab. 7 – Tensione massima sopportata da diversi tipi di batterie in fase di ricarica.

Per le motivazioni espresse, durante i cicli di carica alcune batterie potrebbero raggiungere prima delle altre la tensione finale di carica, in questo caso è indispensabile impedire a queste celle di continuare il processo.

La tecnica più semplice consiste nell'arrestare la carica appena la prima delle celle raggiunge la completa carica, tuttavia così facendo il processo si interromperebbe con alcune batterie non ancora completamente cariche, perdipiù nei successivi cicli la differenza tenderebbe a peggiorare.

Un tecnica di equalizzazione efficace deve invece permettere a tutti gli elementi di raggiungere la tensione di carica finale inibendo la carica alle celle già completamente cariche; solo al raggiungimento della completa carica di tutte le celle si potrà interrompere il processo [51].

I metodi di equalizzazione di questo tipo si possono dividere in due categorie ([50]):

1. *Equalizzazione passiva.* L'energia immagazzinata in eccesso nelle batterie viene dissipata attraverso dei dispositivi passivi connessi in parallelo ad ogni singola cella.
2. *Equalizzazione attiva.* L'energia immagazzinata in eccesso nelle batterie viene ridistribuita alla altre celle a minor tensione.

1. Equalizzazione passiva. Con questa tecnica ogni cella (o gruppo di celle) ha in parallelo la serie di un resistore e un elemento di commutazione [52].

Gli interruttori vengono comandati da una logica di controllo che chiude selettivamente le batterie già cariche sulle rispettive resistenze permettendo la dissipazione dell'energia in eccesso.

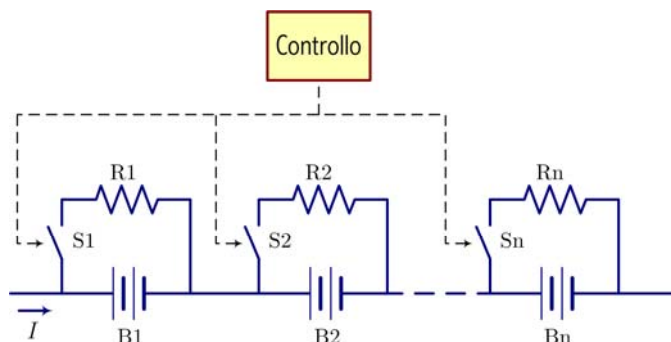


Fig. 5.4 – Tecnica di equalizzazione passiva.

Questo metodo è molto efficace nei sistemi caratterizzati da cicli noti di carica a corrente costante. La resistenza R viene dimensionata in modo da deviare esattamente la corrente nominale I di carica della batteria. Se la corrente di carica diminuisce la resistenza R inizia a scaricare la cella. L'efficienza può essere migliorata con un opportuni algoritmi di controllo degli interruttori.

I principali vantaggi di questa tecnica sono il basso costo, la semplicità circuitale e realizzativa, la velocità nella equalizzazione. Gli svantaggi sono la richiesta di resistenze in grado di dissipare potenze che possono essere anche notevoli e la necessità di avere interruttori capaci di interrompere correnti elevate; queste esigenze limitano il campo di utilizzo ad applicazioni di potenza medio-bassa.

2. Equalizzazione attiva. L'equalizzazione attiva delle celle permette di avere una efficienza energetica maggiore in quanto l'energia immagazzinata dalla cella più carica non viene dissipata ma ridistribuita

alle altre celle; per questa ragione vengono utilizzati elementi non dissipativi quali condensatori, induttori o trasformatori.

Esistono due tipi di tecniche di equalizzazione attiva: a spostamento di carica (*charge shuttling*) e a convertitori di energia (*energy converters*).

a. *Charge shuttling*. Questa tecnica consiste in un meccanismo di rimozione di parte della carica presente in una cella con carica in eccesso, l'immagazzinamento in un dispositivo (condensatore), e la ricarica di un secondo elemento [54], [55].

Esistono diverse soluzioni circuitali per implementare per questo tipo di equalizzazione, il più utilizzato è quello che frutta come dispositivo per l'immagazzinamento della carica un condensatore (*flying capacitor*).

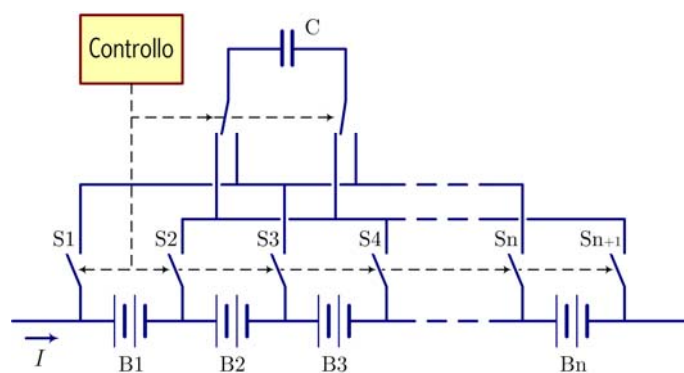


Fig. 5.5 – Tecnica di equalizzazione attiva a spostamento di carica (*charge shuttling*) di tipo *flying capacitor*.

Un primo tipo di funzionamento è il seguente: l'elettronica di controllo chiude a passi prefissati gli interruttori su una cella (ad

esempio B1, chiudendo S1 e S2) collegandola in parallelo al condensatore. In questo periodo si ha una redistribuzione di carica tra i due, il componente a tensione maggiore cede cariche all'altro. Successivamente gli interruttori vengono aperti e il condensatore viene posto in parallelo ad una seconda cella (ad esempio B2, chiudendo S2 e S3).

Tra il condensatore e la nuova cella si avrà una ulteriore redistribuzione di carica. Il condensatore viene successivamente collegato sequenzialmente a tutte le altre celle, in questo modo si riesce a distribuire uniformemente la carica con l'effetto di una equalizzazione.

L'elettronica di controllo in questo caso è molto semplice perché deve solo chiudere a passi prefissati gli interruttori e aprire il circuito di ricarica una volta che tutte le batterie siano state caricate.

Una variazione del circuito precedente permette di diminuire il tempo di equalizzazione solo cambiando l'algoritmo con cui si comandano gli *switch*. In questo caso però la tensione di ogni singola batteria deve essere misurata per consentire al controllore di effettuare tramite il condensatore una redistribuzione di carica fra la cella a tensione più elevata e quella a tensione più bassa.

In questo modo il tempo per l'equalizzazione è notevolmente ridotto soprattutto se le celle a tensione maggiore e inferiore sono distanti nella serie di batterie.

Qualunque sia la tecnica impiegata per il pilotaggio degli interruttori, per equalizzare n batterie, questo metodo richiede $n + 3$ interruttori che devono essere dimensionati per la corrente di picco richiesta dal condensatore. Le perdite dovute alla resistenza serie del condensatore e

le perdite di conduzione degli interruttori possono, oltre a peggiorare notevolmente il rendimento del sistema, rallentare il transitorio di carica e inevitabilmente aumentare il tempo richiesto all'equalizzazione.

Maggiore è la capacità delle batterie da gestire, più grande dovrà essere il condensatore usato e maggiore sarà la costante di tempo di carica; un transitorio da carica lento costringe ad utilizzare una frequenza di commutazione inferiore, aumentando notevolmente i picchi di corrente.

Già batterie di capacità dell'ordine di 50Ah richiederebbero un condensatore di grande capacità (e quindi ingombrante) e interruttori capaci di interrompere correnti estremamente elevate.

Un metodo di equalizzazione alternativo, sempre basato sulla tecnica *flying capacitor*, prevede l'utilizzo di un condensatore per ogni coppia di batterie (v. Fig. 5.6). Gli interruttori commutano a passi regolari ponendo alternativamente il condensatore ai capi di una delle batterie. La batteria più carica in questo modo cede energia alla batteria meno carica. Anche in questo caso l'elettronica di controllo è molto semplice.

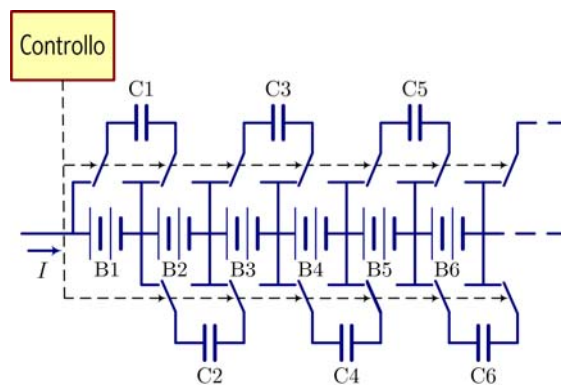


Fig. 5.6 – Tecnica di equalizzazione attiva a spostamento di carica (*charge shuttling*) di tipo *flying capacitor* (seconda opzione).

L'equalizzazione avviene in tutte le celle perché le batterie hanno in comune un condensatore con la batteria vicina e questo permette il passaggio di carica dall'inizio alla fine della stringa.

Questo metodo richiede molto tempo per equalizzare tutte le batterie in quanto la carica deve attraversare più celle, con aumento anche delle perdite. L'unico vantaggio rispetto ai metodi già elencati è che il condensatore, il circuito di controllo e la sua alimentazione possono essere integrati già durante la fase di creazione della batteria (contenente due celle) dando luogo a soluzioni particolarmente compatte.

L'equalizzazione attiva a spostamento di carica (*charge shuttling*), tuttavia è poco utilizzata in campo *automotive* a causa dell'ingombro dei condensatori.

b. Energy converters. Questa seconda tipologia di equalizzazione si basa sulla conversione di energia svolta da elementi quali induttori e

trasformatori per spostare energia da una cella ad un'altra [56], [57], [58], [59]. Si hanno due tipi principali di *energy converters*: *switched transformer* e *shared transformer*.

Il metodo *switched transformer* (v. Fig. 5.7) adotta una struttura simile a quella del *flying capacitor* dove al posto del condensatore vi è inserito un trasformatore.

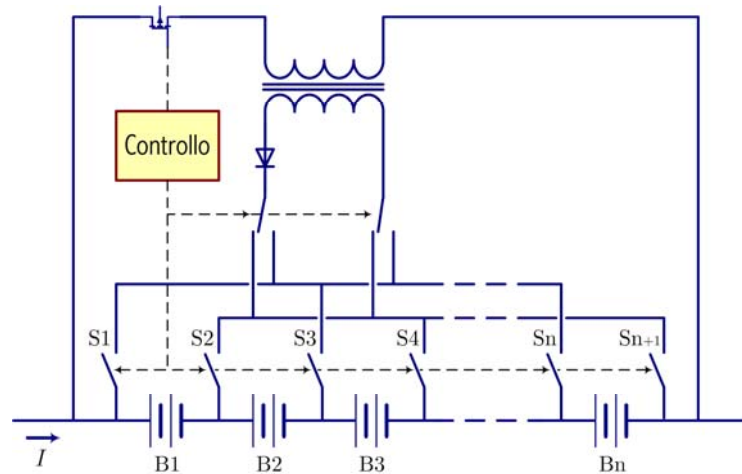


Fig. 5.7 – Tecnica di equalizzazione attiva a convertitori di energia (*energy converter*) *switched transformer*.

La corrente di carica non entra direttamente nel pacco di batterie ma è deviata dal transistor sul trasformatore. L'uscita del trasformatore è raddrizzata da un diodo e applicata alla n -esima cella attraverso la scelta degli interruttori. In questo caso è richiesto un controllo elettronico per la scelta della batteria da caricare (quella a tensione minore) e per il controllo del transistor e degli interruttori.

Questo metodo permette di caricare velocemente la cella più scarica ma a costo di non fornire energia all'intero gruppo di batterie. Il principale svantaggio è l'aumento della complessità e del costo dei componenti.

Il secondo metodo, *shared transformer* (v. Fig. 5.8), utilizza un trasformatore che presenta un avvolgimento primario e tanti secondari quante sono le batterie. La corrente è deviata sul primario del trasformatore e induce una corrente sui secondari. Questa viene raddrizzata dal diodo e il secondario con la minor resistenza dovuta alla minor tensione (batteria più scarica) ai suoi capi riceverà una corrente maggiore.

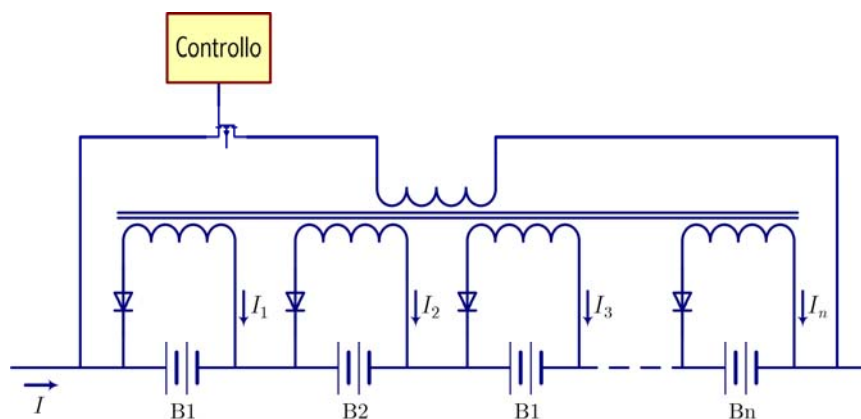


Fig. 5.8 – Tecnica di equalizzazione attiva a convertitori di energia (energy converter) *shared transformer*.

In questo modo la corrente per ogni batteria è inversamente proporzionale al suo stato di carica. Gli unici componenti attivi sono il trasformatore e un interruttore, ed è richiesto un controllo più semplice

del caso precedente in quanto non si deve monitorare la tensione delle batterie prendere decisioni sulla scelta di quali interruttori chiudere o aprire.

Questo tipo di equalizzazione permette un rapido bilanciamento di un pacco multiplo di celle con una minima perdita. I principali svantaggi sono la complessità del circuito magnetico e l'assoluta mancanza di modularità.

Una ultima variante di questo circuito consiste nell'utilizzo di un trasformatore per ogni cella, in questo modo la struttura si presenta più modulare ma si ha un aumento di costo e ingombro.

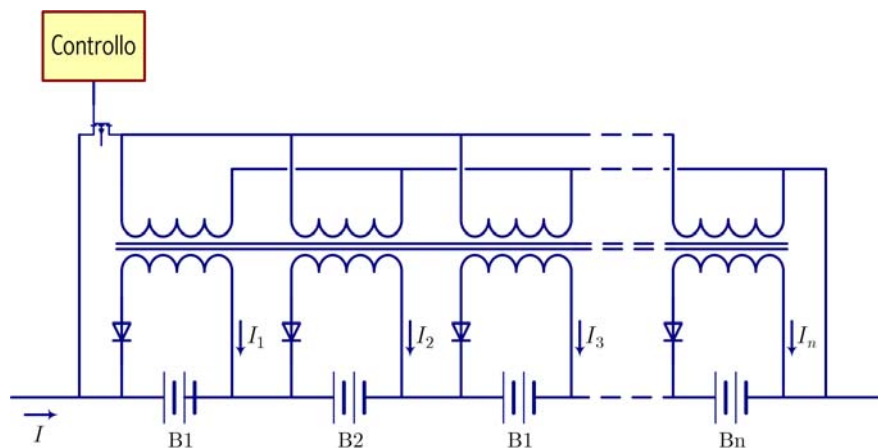


Fig. 5.9 – Tecnica di equalizzazione attiva a convertitori di energia (energy converter) shared transformer con più trasformatori.

Queste ultime soluzioni sono le più diffuse per applicazioni *automotive*, vengono preferite in quanto sono molto efficienti nella conversione dell'energia anche se di contro occupano un notevole spazio a causa dei trasformatori.

5.2. Controllo cambio sequenziale e frizione.

Entrambi i motori, quello endotermico e quello elettrico trasmettono coppia all'albero, e quindi alle ruote, tramite un cambio sequenziale a quattro rapporti dotato di frizione (v. par. 3.3).

Il blocco cambio/frizione, come il motore endotermico, è anch'esso di derivazione motociclistica e viene comandato tramite una leva, imperniata in un punto fisso.

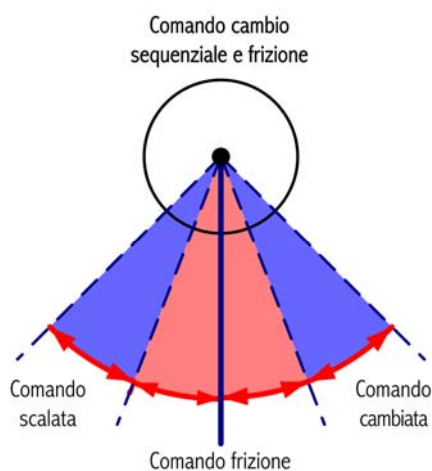


Fig. 5.10 – Leva di comando del cambio e della frizione. Muovendo dalla posizione di equilibrio in verso antiorario, si cambia marcia, in verso orario si scala. Durante il primo tratto di movimento (settore di colore rosso) si stacca/riattacca la frizione.

La leva di comando possiede una posizione di equilibrio, muovendola in verso antiorario si effettua il cambio di marcia, mentre in verso orario si effettua una scalata (cambio sequenziale). Dopo ogni cambio di marcia occorre riportare la leva nella posizione di riposo.

In dettaglio, la prima parte di movimento agisce in modo da staccare la frizione, mentre continuando a ruotare la leva si determina l'innesto del rapporto precedente (verso orario) o successivo (verso antiorario). La

sequenza che illustra il funzionamento è mostrata nella figura seguente (Fig. 5.10). L'operazione di cambio di marcia si conclude quando la leva, durante la fase di ritorno, si riporta nella posizione di riposo, e nell'ultimo tratto del movimento attacca la frizione.

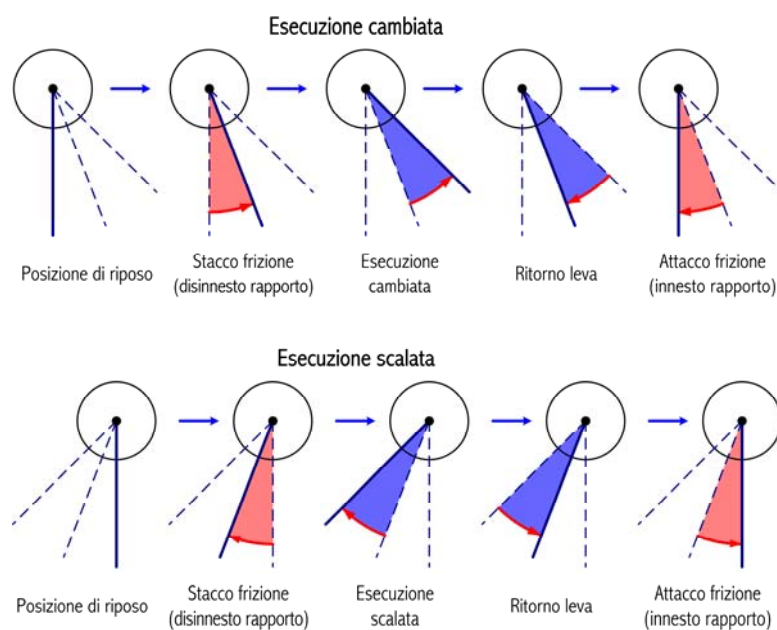


Fig. 5.11 – Sequenza logica di movimenti per compiere una cambiata (in alto) ed una scalata (in basso).

La centralina di controllo (ECU, *engine control unit*) deve poter intervenire sul rapporto inserito, comandando, attraverso un segnale elettrico, la cambiata o la scalata di marcia. La leva del cambio deve essere quindi dotata di un comando robotizzato, la soluzione migliore consiste nell'utilizzare un motore elettrico in corrente continua di piccola potenza, accoppiato ad un riduttore.

L'azionamento deve essere dotato di un anello di controllo della posizione, chiuso sfruttando come sensore un trasduttore angolare collegato alla leva del cambio. Nel caso di "impuntamento" degli ingranaggi, il controllo rileva un aumento della corrente nell'attuatore a causa dell'aumento della coppia resistente, ruota la leva indietro di pochi gradi, e ritenta l'inserzione. Eventualmente verificato l'impuntamento, viene comunicato alla centralina (ECU) il problema, che provvede a muovere un po' gli ingranaggi attraverso un opportuno comando al motore elettrico principale.

Le comunicazioni (comando di cambiata e scalata e condizione di impuntamento) avvengono attraverso il bus di campo CAN (v. Fig. 3.3).

5.3. Controllo acceleratore e valvola a farfalla.

Così come il cambio e la frizione, anche la valvola a farfalla deve essere controllata elettronicamente, e ubbidire ai comandi della centralina (ECU), la quale deve ricevere in ingresso un segnale proporzionale alla posizione dall'acceleratore e decidere l'apertura della valvola a farfalla a seconda della politica di gestione dei motori endotermico ed elettrico.

Il compito di acquisizione del segnale proveniente dall'acceleratore e del controllo di posizione della valvola a farfalla vengono svolti da una scheda elettronica che comunica ancora una volta tramite bus di campo CAN.

L'attuatore che comanda la valvola a farfalla è un motore di tipo *torque*, si tratta di un motore la cui corsa è ridotta a meno di mezzo

giro dell'albero e che viene comandato con una corrente continua, la coppia erogata all'albero è proporzionale all'intensità della corrente di alimentazione.

Questo tipo di motori è utilizzato nel settore *automotive* per eseguire regolazioni come per esempio valvole a farfalla, valvole EGR o geometrie variabili delle turbine nei turbocompressori a gas di scarico. Il funzionamento privo di contatti e la presenza di sensori di posizione integrati offre la possibilità di realizzare attuatori semplici, e al massimo grado in termini di sicurezza ed affidabilità.

Antagonista al motore è montata una molla il cui scopo è quello di richiamare la farfalla nella posizione di riposo (flusso di carburante strozzato). La presenza di tale molla è giustificata da motivi di sicurezza: nel caso mancasse alimentazione o si danneggiasse l'azionamento o il motore, l'afflusso di carburante al motore endotermico verrebbe tempestivamente interrotto.



Fig. 5.12 - Motore di tipo torque. Sul lato opposto all'albero è alloggiato il sensore di posizione.

I motori *torque* sono dotati di un sensore di posizione integrato che è sostanzialmente un potenziometro il cui valore resistivo è proporzionale all'angolo percorso dall'albero. La presenza di questo trasduttore consente di chiudere un anello di posizione, che normalmente viene chiuso direttamente sul motore, evitando l'implementazione dell'anello interno di corrente. Viste le non elevate prestazioni dinamiche necessarie, questa scelta garantisce la migliore semplicità di controllo ed affidabilità.

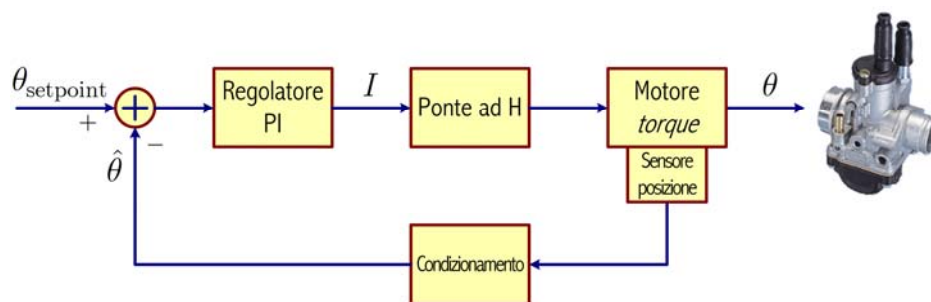


Fig. 5.13 – Schema a blocchi del controllo della valvola a farfalla. L'angolo θ è l'angolo di apertura della farfalla.

Per pilotare il motore, il convertitore ideale è un ponte ad H completo, in quanto permette le prestazioni migliori in termini di controllo della corrente nel motore.

Il sensore che rileva la posizione dell'acceleratore è un potenziometro per applicazioni *automotive*.

Capitolo 6.

Realizzazione.

L'aspetto del quale ci si è occupati direttamente è l'elettronica del veicolo, che comprende sia la parte di potenza, sia quella di controllo per implementare tutte le funzionalità della propulsione ibrida, e l'integrazione con la parte meccanica propria di un veicolo endotermico.

L'impianto elettrico tradizionale (luci, cruscotto, segnalazioni acustiche, ecc.), che pure è presente, in questa trattazione non verrà analizzato in quanto non è argomento interessante di ricerca.

Nel seguito verrà dettagliata l'implementazione delle singole schede elettroniche installate sul veicolo.

6.1. Azionamento (inverter trifase e controllo).

L'azionamento del motore è composto, a livello logico ma anche a livello realizzativo, da due componenti principali: un inverter trifase e un modulo di "logica" sul quale è implementato l'algoritmo di controllo del motore.

6.1.1. Inverter trifase.

L'inverter deve essere dimensionato a partire dalle caratteristiche del motore elettrico impiegato, che nel caso del veicolo realizzato è un *brushless* sinusoidale a magneti permanenti superficiali (SPMSM, *superficial permanent magnet synchronous motor*). I dati di targa sono:

Potenza nominale: $P_{nom} = 2,8kW$

Tensione nominale: $V_{nom} = 95V$

Velocità nominale: $\omega_{nom} = 230 \text{ rad/s}$

Tre paia poli

Coppia nominale: $C_{nom} = 12Nm @ 20A$

Coppia massima: $C_{max} = 36Nm @ 60A$

Peso: $W = 13,5kg$

Costante di tempo termica: $\tau = 35min$



Fig. 6.2 – Motore utilizzato.

L'inverter è basato su un modulo di potenza (IPM, *intelligent power module*) Mitsubishi electric 600V, 100A nominali, che integra un ponte trifase a IGBT (*insulated gate bipolar transistor*), più un settimo IGBT di frenatura, i *gate driver* per pilotare i dispositivi e tutte le protezioni necessarie a garantire elevata affidabilità.

Il modulo necessita di optoisolatori sui comandi e di quattro alimentazioni isolate (una per ciascun IGBT alto e una per i tre IGBT bassi). Queste alimentazioni sono ottenute mediante convertitori DC/DC *full-bridge* integrati (Maxim MAX256, *3W primary-side transformer H-bridge driver for isolated supplies*) e trasformatori ad alta frequenza, che insieme gli optoisolatori costituiscono la linea di isolamento galvanico.

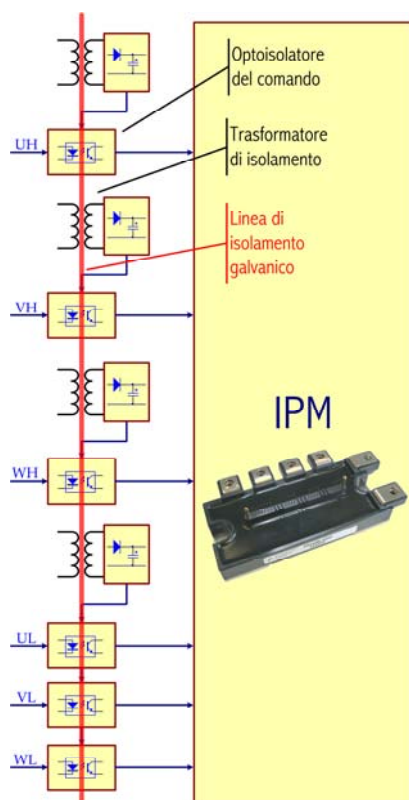


Fig. 6.3 – Schema di comando del modulo IPM utilizzato (Mitsubishi electric PM100RLA060).

L'adozione di alimentazioni isolate e optoaccoppiatori in luogo dei più classici circuiti integrati a pompa di carica (*high side gate driver*) è giustificata dal fatto che per elevate correnti i circuiti a pompa di carica possono presentare malfunzionamenti a causa degli effetti prodotti dalle componenti parassite (soprattutto di natura induttiva) dei collegamenti. La soluzione ad alimentazione isolate, sebbene paghi qualcosa in termini di complessità circuitale, assicura un funzionamento sicuro e affidabile per livelli di corrente (e quindi di potenza) molto elevati.

La Fig. 6.4 mostra il circuito che realizza una tensione isolata, da sinistra verso destra: il circuito di pilotaggio del trasformatore (MAX256) che lavora ad una frequenza di $400kHz$, il trasformatore, il duplicatore di tensione e il regolatore stabilizzato (+15V). Questa soluzione è stata adottata perché essendo particolarmente semplice e compatta permette un *layout* “pulito” che consente di minimizzare i disturbi.

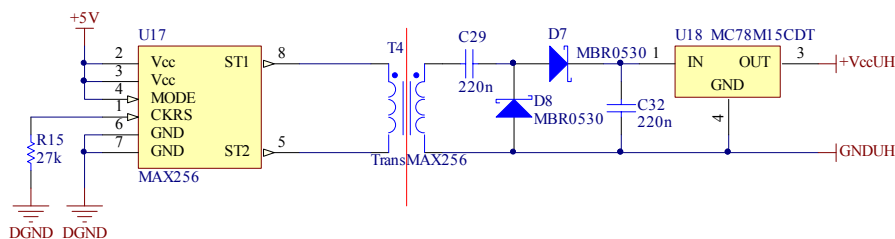


Fig. 6.4 – Circuito di generazione di una tensione isolata. Per alimentare il modulo IPM servono quattro sezioni identiche.

È stato inoltre predisposto un circuito per la misura delle correnti di fase del motore e del bus di alimentazione, che adotta dei sensori ad effetto hall (LEM). La scelta di questo tipo di sensori di corrente piuttosto delle comuni resistenze di *shunt* è obbligata dagli elevati valori di intensità di corrente da gestire.

Il convertitore di potenza così realizzato è in grado di lavorare con tensione di bus fino a 300-400V e con correnti dell'ordine di 100A (la protezione *hardware* interviene a 200A). Così com'è stato dimensionato l'inverter, per una quantità di tempo limitata (la costante di tempo

termica del motore vale $\tau = 35min$), è possibile sovraccaricare il motore di almeno un fattore due, e disporre di una potenza di 5,6kW.

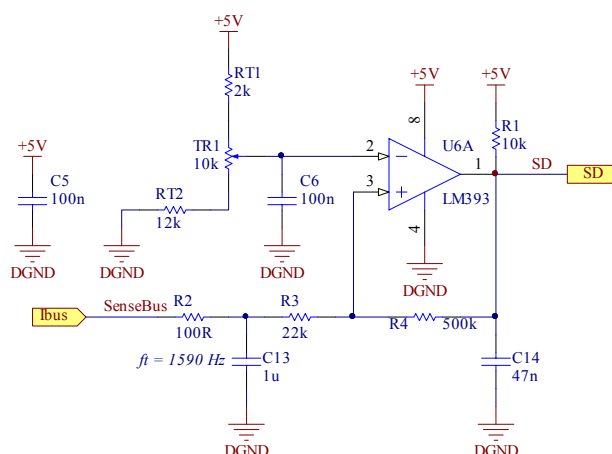


Fig. 6.5 – Circuito di protezione hardware da sovracorrente di bus. In ingresso una tensione proporzionale alla corrente, in uscita il segnale di fault.

L'inverter è completato da una ulteriore protezione *hardware* (v. Fig. 6.5), infatti la misura di corrente di bus viene filtrata (R2-C13) ed entra nell'ingresso non invertente di un comparatore a doppia soglia (*trigger di Schmitt*) che interviene, alzando il pin di *fault*, nel caso la corrente ecceda un limite massimo impostabile tramite un trimmer.

Questo circuito è utile per proteggere il motore, infatti il limite di 200A, oltre il quale interviene la protezione integrata nel modulo IPM, potrebbe essere un po' troppo elevato e determinare la smagnetizzazione dei magneti permanenti di cui è costituito il rotore.

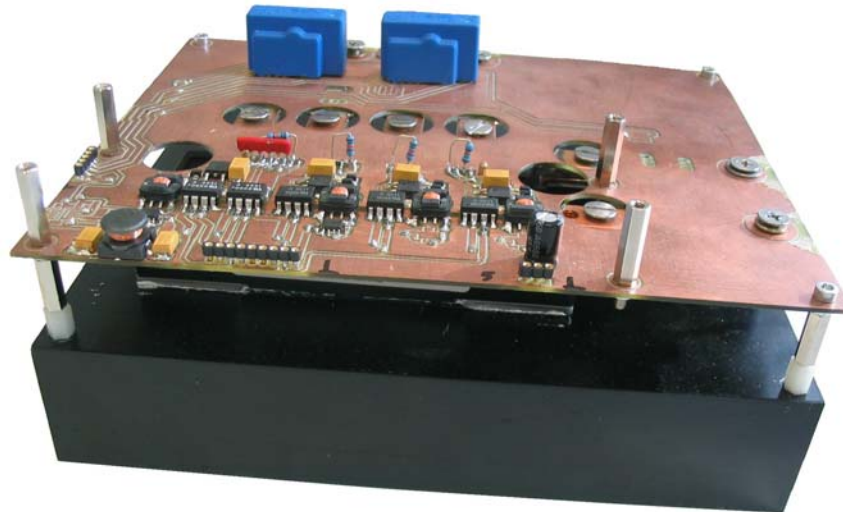


Fig. 6.6 – Inverter assemblato sul dissipatore di calore. In primo piano le circuiterie di pilotaggio (alimentazioni isolate e optoisolatori), sul fondo i sensori di corrente (LEM).

Le quattro colonnette metalliche mostrate in Fig. 6.6 servono per alloggiare la scheda di controllo, che è montata esattamente sopra l'inverter.

6.1.2. Scheda di controllo.

L'algoritmo di controllo vettoriale è implementato su un DSP (*digital signal processor*), che insieme ai condizionamenti delle letture di corrente, i circuiti di pilotaggio e demodulazione del resolver e l'interfaccia verso il CANBUS, trova posto sulla scheda di controllo.

Il DSP è un processore dedicato all'acquisizione, all'analisi e alla elaborazione digitale in tempo reale di segnali provenienti dal sistema che si intende controllare. È nato inizialmente per l'elaborazione digitale

di segnali analogici, e si distingue da altre tipologie di processori dedicati al controllo di processo per l'elevata capacità di calcolo numerico e l'elevato livello di integrazione [4], [7].

L'architettura base di un DSP è di tipo *harvard*, ovvero dati e istruzioni dispongono di banchi di memoria e bus separati, e consta di tre parti principali: l'unità di calcolo (ALU), l'unità di controllo del programma e l'unità di generazione indirizzi (AGU).

In un DSP moderno tuttavia sono presenti molte altre periferiche, che specializzano il dispositivo per l'utilizzo in un settore piuttosto che in un altro: applicazioni audio, telecomunicazioni, automazione, controllo motori [2], [37].

L'intera scheda di controllo è governata dal DSP a 16 bit di ultima generazione Freescale MC56F8323, che integra tutte le periferiche necessarie al controllo motori [10], [11], [12], [13], [64].

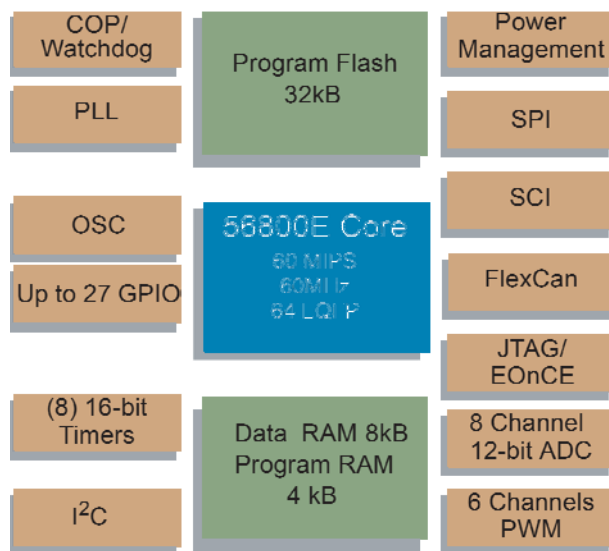


Fig. 6.7 - Schema a blocchi del DSP Freescale MC56F8323.

Le più importanti sono:

- ✓ una unità di generazione PWM trifase a 96 MHz per il comando di un inverter,
- ✓ un convertitore A/D SAR (*successive approximation register*) a 12 bit e 1,66 Msps per l'acquisizione di segnali,
- ✓ quattro moduli temporizzatori/contatori a 16 bit per la sincronizzazione e/o la cattura di eventi,
- ✓ un modulo FlexCAN, per l'implementazione di un protocollo di comunicazione CAN 2.0.

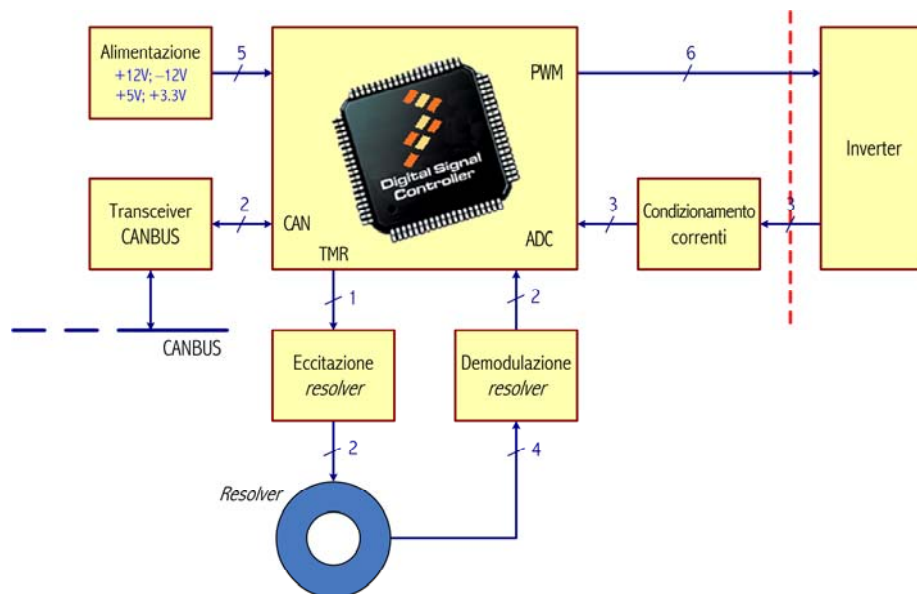


Fig. 6.8 – Schema a blocchi della scheda di controllo. Al centro il DSP Freescale MC56F8323. La scheda è completata da una sezione di alimentazione completamente switching, dai circuiti di interfaccia con il resolver, dal transceiver CAN e dal blocco di condizionamento delle correnti.

In ogni sistema controllato in retroazione, la possibilità di avere una precisa misura delle grandezze controllate è fondamentale, nel caso in esame è molto importante conoscere, oltre alle correnti di fase, anche (con precisione) la posizione del rotore, mediante un'accurata ed affidabile demodulazione del *resolver*.

Il condizionamento della lettura delle correnti (le tre di fase e quella di bus), deve traslare i livelli del segnale proveniente dai sensori LEM, ad un livello compatibile con il *range* di ingresso del convertitore A/D utilizzato per il campionamento (v. Tab. 8).

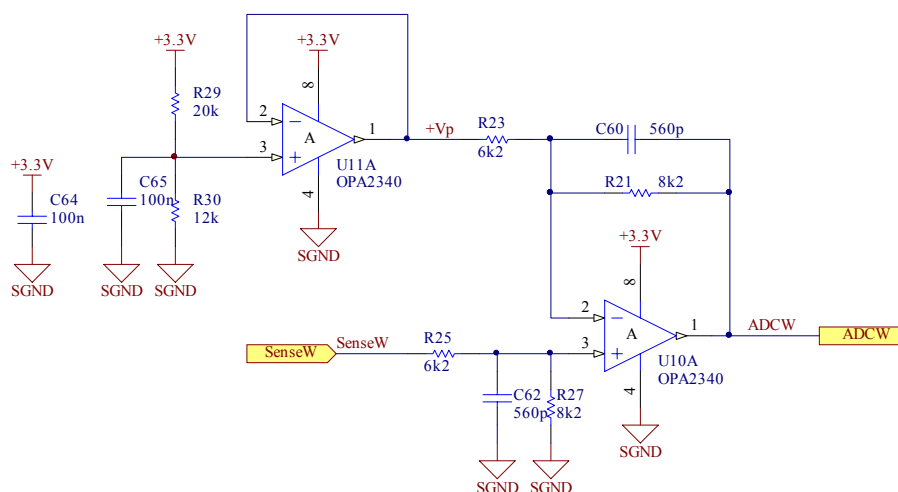


Fig. 6.9 – Circuito di condizionamento della lettura delle correnti. Il circuito è replicato quattro volte, una per ciascuna delle fasi e una per la corrente di bus.

Il circuito di Fig. 6.9 si occupa anche di effettuare un blando filtraggio (R25-C62 e R21-C60) circa una decade sopra alla frequenza di modulazione per eliminare i disturbi fuori della banda di interesse.

Intensità di corrente (A)	Livello di tensione LEM (V)	Livelli in ingresso ADC (V)
-100	+1,25	0
0	+2,5	+1,65
+100	+3,75	+3,3

Tab. 8 – Livelli del condizionamento della lettura delle correnti.

Per avere la posizione del rotore è necessario gestire il resolver, e il primo passo è l'alimentazione (eccitazione) del trasduttore; il DSP provvede, tramite un'uscita digitale, a generare un'onda quadra alla frequenza di 10kHz, la cui ampiezza è costante grazie all'ottima stabilità della tensione di alimentazione del dispositivo, mentre la precisione in frequenza è assicurata da un oscillatore al quarzo.

Il segnale così generato viene filtrato in due passi successivi e serve per eccitare il *resolver*.

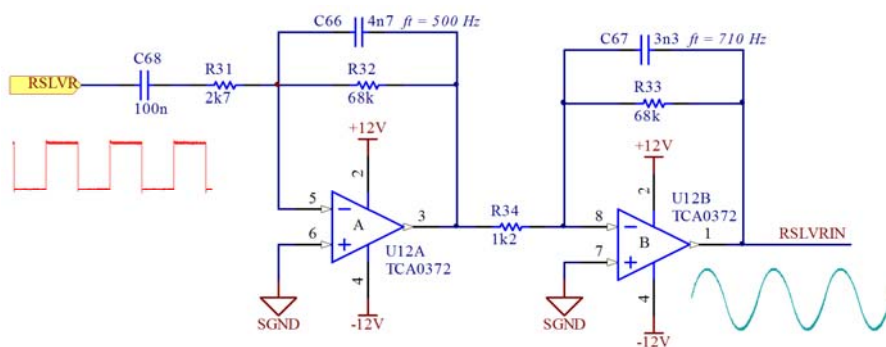


Fig. 6.10 – Circuito di filtraggio dell'eccitazione resolver. RSLVR è il segnale ad onda quadra prodotto dal DSP. RSLVRIN è il segnale utilizzato per l'eccitazione del resolver.

La coppia di segnali differenziali raccolti sui due circuiti secondari del trasduttore vengono convertiti in segnali riferiti a massa, e successivamente convertiti da bipolare ad unipolare per essere adattati al *range* di ingresso del convertitore A/D del DSP ($0 \div 3,3V$).

Per aumentare l'immunità ai disturbi la linea differenziale viene caricata da un resistenza (R37 in Fig. 6.11) in modo da fare circolare una corrente di qualche milliampère.

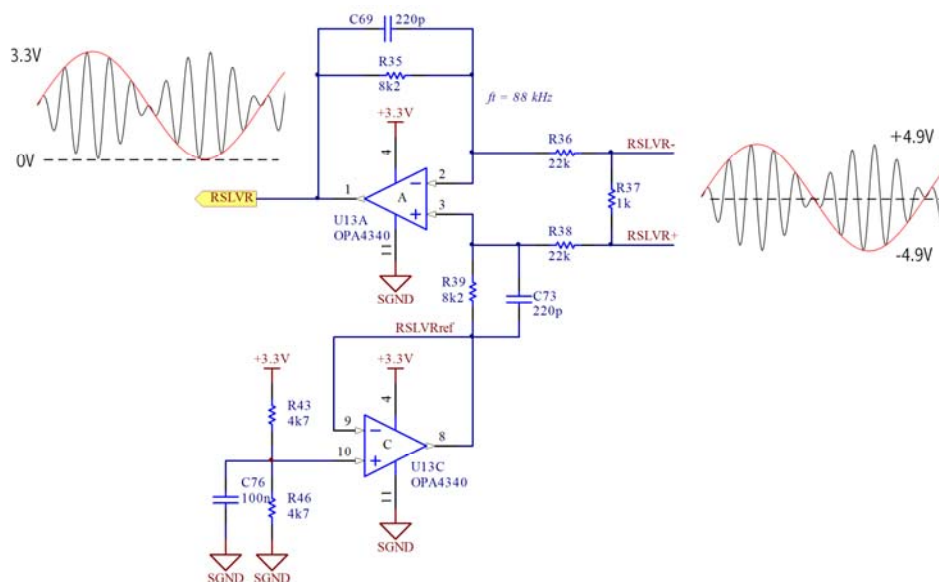


Fig. 6.11 – Circuito di demodulazione resolver, deve essere replicato due volte, una per ciascuno dei circuiti secondari.

Una volta che i segnali sono adattati ai livelli del convertitore A/D, è necessario campionarli allo scopo di estrarne l'involuppo

(demodulazione), come discusso nel paragrafo 4.2.2; questa operazione si realizza impiegando un campionamento sincrono.

Per effettuare la sincronizzazione è stata utilizzata come riferimento l'onda quadra generata dal DSP per la generazione dell'eccitazione del *resolver*, questo permette di poter disporre di un segnale di sincronismo perfetto (v. Fig. 6.12).

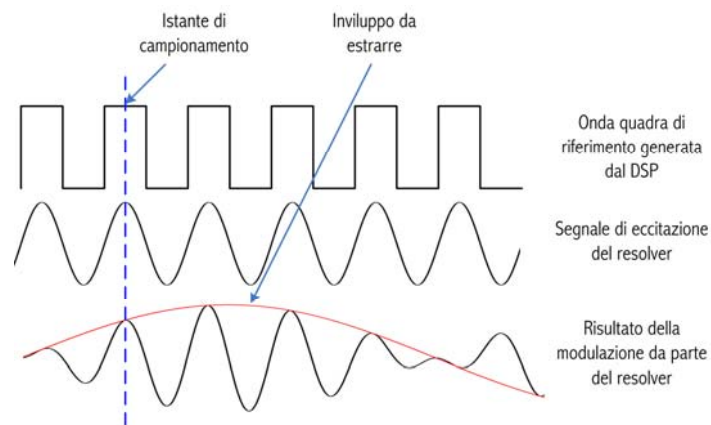


Fig. 6.12 – Campionamento sincrono del segnale modulato del resolver. L'onda quadra di riferimento indica gli istanti di campionamento.

La possibilità di avere un sincronismo preciso, sia sui massimi, sia sui minimi locali, consente di implementare l'innovativa idea della compensazione dinamica dell'*offset*.

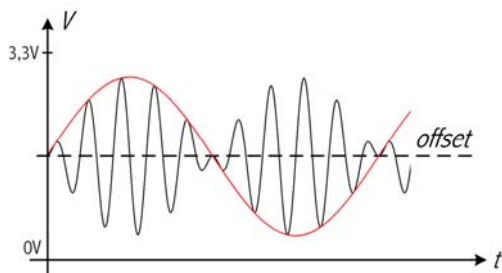


Fig. 6.13 - Segnale all'ingresso del convertitore A/D. La linea tratteggiata rappresenta l'offset.

Siccome a causa delle tolleranze costruttive dei componenti e delle derive termiche, l'offset può cambiare anche durante il funzionamento, poter compensare questi effetti assicura un miglioramento significativo della precisione di misura, per contro è necessaria una frequenza di campionamento doppia, $20kHz$ anziché $10kHz$.

La tecnica implementata si basa sull'ipotesi che l'ampiezza dell'involuppo $x_i(t)$ vari poco durante l'intervallo di tempo che intercorre tra due campionamenti successivi. Supponendo valida questa ipotesi, la media fra due campionamenti successivi (uno sul massimo locale della forma d'onda e uno sul minimo) rappresenta il valore medio (offset) dell'involuppo.

Nel caso dell'azionamento realizzato, il tempo di campionamento vale $t_s = 1/20kHz = 50\mu s$, mentre la variazione dell'involuppo $x_i(t)$ fra due campioni successivi è possibile stimarla nel caso peggiore come:

$$\Delta_{env} = \max \left[\frac{dx_i(t)}{dt} \right] \cdot t_s \quad (6.1)$$

ma siccome vale:

$$x_i(t) = \sin(\omega t) \quad (6.2)$$

dove ω è la velocità angolare di rotazione del resolver (e quindi del motore elettrico), allora sostituendo si ricava:

$$\Delta env = \max \left[\frac{d}{dt} \sin(\omega t) \right] \cdot t_s = \max [\omega \cos(\omega t)] \cdot t_s = \omega \cdot t_s \quad (6.3)$$

Fissata la velocità massima di rotazione del *resolver*, e quindi del motore a $\omega_{max} = 230 \text{ rad/s}$ (che corrispondono a circa 2200 rpm), si ottiene:

$$\Delta env_{max} = \omega \cdot t_s = 230 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 1,15\% \quad (6.4)$$

In sostanza la tecnica di correzione dinamica dell'*offset* compensa perfettamente le tolleranze costruttive dei componenti e delle derive termiche, e commette un errore massimo di poco più dell'uno per cento.

Oltre alla possibilità di compensare dinamicamente l'*offset*, il sovraccampionamento dei segnali del *resolver* permette anche, negando alternativamente i campioni raccolti, di poter ricostruire l'involuppo con una risoluzione temporale doppia (v. Fig. 6.14).

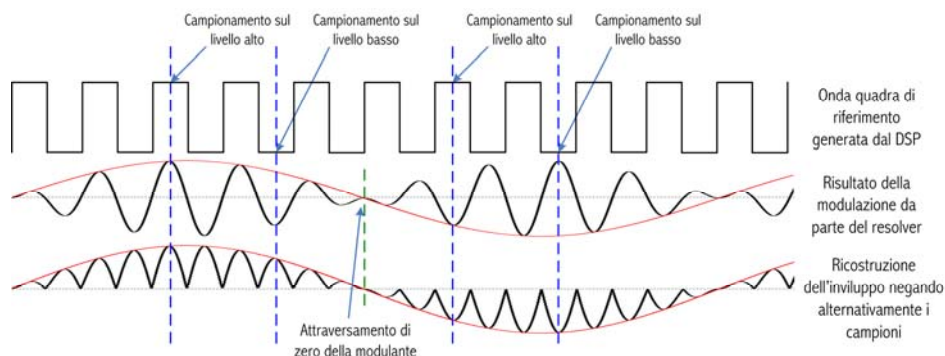


Fig. 6.14 – Tecnica di demodulazione del segnale resolver con sovraccampionamento. Alternativamente, a seconda della segno della modulante, i campioni vengono cambiati di segno.

Se il campione viene acquisito sul livello basso dell'onda quadra allora il suo valore deve essere specchiato rispetto al valore dell'*offset*. La tabella successiva illustra schematicamente l'operazione da compiere sui campioni acquisiti.

<i>Livello onda quadra</i>	<i>Ampiezza campione rispetto all'offset</i>	<i>Tipo di manipolazione</i>
Alto	Minore	Nessuna ($x'_i = x_i$)
	Maggiore	
Basso	Maggiore	$x'_i = 2 \cdot \text{offset} - x_i$
	Minore	

Tab. 9 – Operazione da compiere sui campioni acquisiti.

Dopo aver effettuato la demodulazione occorre implementare via *software* l'osservatore descritto nel paragrafo 4.2.2 (Fig. 4.13) in grado di ricavare, a partire dai valori di $\sin \theta$ e $\cos \theta$, il valore dell'angolo θ .

Per calcolare i valori di seno e coseno necessari all'osservatore è stato fatto uso degli sviluppi di Taylor di queste funzioni, ad esempio:

$$\sin x = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{x^{2n+1}}{(2n+1)!} \quad (6.5)$$

quindi arrestando lo sviluppo al termine x^{11} , che è possibile dimostrare garantisce una precisione di 16 bit, si ottiene:

$$\sin x \cong x - \frac{x^3}{6} + \frac{x^5}{120} - \frac{x^7}{5040} + \frac{x^9}{362880} - \frac{x^{11}}{39916800} + \dots \quad (6.6)$$

Raccogliendo e normalizzando i coefficienti nel range $+1 \div -1$, imposto dalla matematica a virgola fissa del DSP, si ricava:

$$\sin x \cong x(0.3926 + x^2(-0.6459 + x^2(0.3187 + x^2(-0.0749 + 0.0102x^2)))) \quad (6.7)$$

in cui compaiono solo operazione di moltiplicazione ed accumulo (MAC, *multiply and accumulate*) di termini in x^2 , che il DSP esegue in maniera estremamente efficiente.

6.2. Scheda di controllo batterie.

Il duplice scopo della scheda di controllo e gestione batterie è quello di stimare lo stato di carica (SoC) dell'intero pacco e di effettuare l'equalizzazione di carica fra le varie celle.

Il sistema è governato da un DSP a 16 bit Microchip dsPIC30F4013 ([16], [17], [65]), il cui compito è innanzitutto l'acquisizione delle grandezze elettriche: tensioni di ogni singola batteria e corrente; quest'ultima grandezza è misurata tramite un sensore ad effetto *hall* che viene percorso dalla corrente di bus.

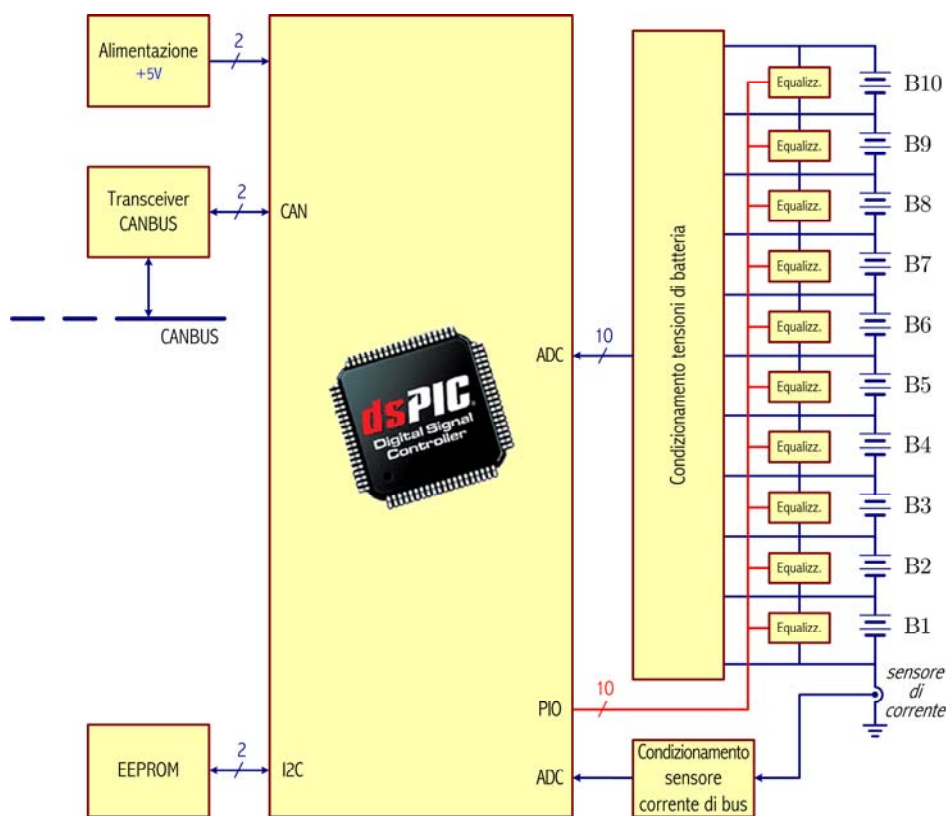


Fig. 6.15 – Schema a blocchi della scheda di controllo e gestione delle batterie.

Una memoria non volatile di tipo EEPROM permette di tenere traccia dello stato di carica del pacco batterie anche in mancanza di

alimentazione e quindi di effettuare stime di tipo “incrementale”, a partire cioè da un dato recuperato dalla memoria.

La comunicazione con la centralina del veicolo (ECU) avviene mediante CANBUS, e le informazioni trasferite sono relative allo stato di carica, oltre ad eventuali allarmi di *overvoltage* o *undervoltage*.

6.2.1. Stima dello stato di carica (SoC).

Scartata l'ipotesi dei metodi circuitali, che necessitano di una conoscenza approfondita del modello dell'accumulatore, la proposta innovativa è quella di utilizzare una strategia ottimale combinando il metodo coulometrico del calcolo dell'integrale di carica assieme alla stima mediante la misura della resistenza interna (v. par. 5.1.1). Quest'ultima tecnica permette ottime prestazioni nelle zone più significative dei processi di carica/scarica; infatti in fase di carica è possibile stimare con accuratezza lo stato di carica completa mentre, in fase di scarica, si ottengono buoni risultati per uno stato di carica inferiore al 30-40%, questo grazie alla grande variazione del parametro considerato nell'intorno di queste zone (v. Fig. 5.2).

Le soglie di attenzione in fase di carica e scarica si possono ottenere confrontato il valore di resistenza interna (R_i) con valori di riferimento, che separano l'intervallo in cui R_i si mantiene costante da quelli in cui subisce una rapida variazione; tali valori possono essere noti a priori o ricavati sperimentalmente con poche semplici misure.

Mentre la stima dello stato di carica mediante la misura della resistenza interna funziona particolarmente bene per identificare alcuni punti “fissi”, il metodo coulometrico è molto efficace per ricavare misure

“differenziali”, poiché l’eventuale rumore (a valor medio nullo) sovrapposto alla misura di corrente viene eliminato nel calcolo dell’integrale.

Quindi per ottenere complessivamente buoni risultati, è opportuno eseguire una media pesata fra il valore dello stato di carica calcolato in base al metodo coulometrico (integrale di carica, relazioni (5.1) e (5.3)) e quello ottenuto mediante la misura della resistenza interna.

È opportuno sottolineare che si può scegliere la resistenza interna media del pacco batterie in luogo di quella di una sola batteria, poiché si presuppone che l’equalizzazione sia uniforme.

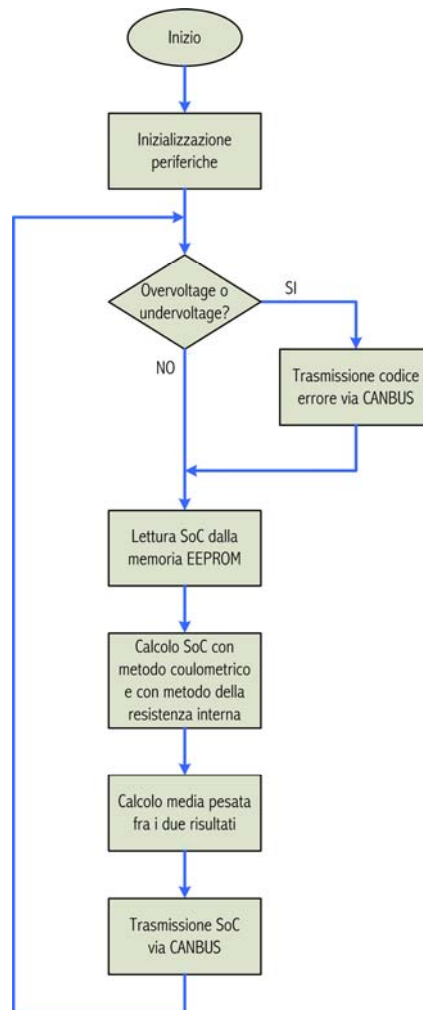


Fig. 6.16 – Diagramma di flusso del funzionamento dell’algoritmo di stima dello stato di carica (SoC) delle batterie.

Nel caso si verificano condizioni di *overvoltage* o *undervoltage*, la centralina del veicolo si occuperà di prendere i necessari provvedimenti.

6.2.2. Equalizzazione delle batterie.

Il metodo di equalizzazione utilizzato è stato quello dissipativo (v. par. 5.1.2), la scelta è ricaduta su questo metodo principalmente per l'esigenza di avere un circuito semplice e il più compatto possibile in quanto dovrà essere collocato vicino al pacco batterie.

Rispetto all'implementazione tradizionale (resistenze e MOSFET di potenza), però si è optato per l'utilizzo di dispositivi intelligenti di tipo ProFET (o HitFET).

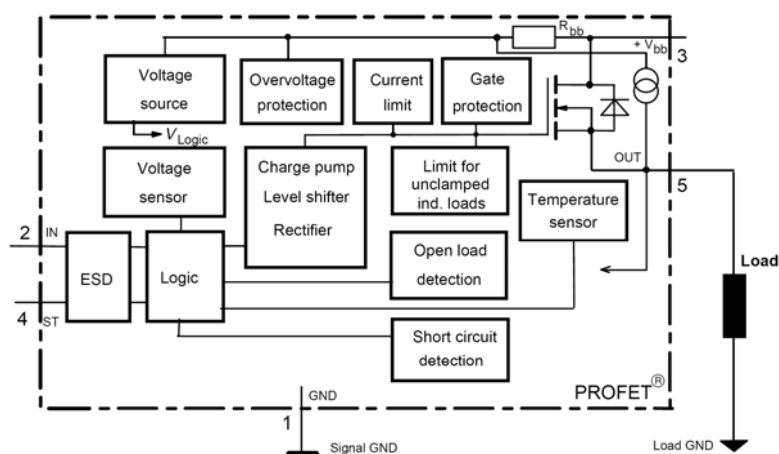


Fig. 6.17 - Architettura interna di un dispositivo ProFET. Al centro il circuito traslatore di livello a pompa di carica (charge pump).

Il ProFET è un transistor di potenza con limitazione e controllo di sovracorrente, sovratemperatura e sovratensione, interfacciabile direttamente con l'elettronica di controllo senza la necessità di ulteriori circuiti di pilotaggio. Questi dispositivi infatti sono studiati per

applicazioni di tipo *high-side*, e dispongono della circuiteria a pompa di carica indispensabile per fare in modo che possano essere pilotati da un segnale logico.

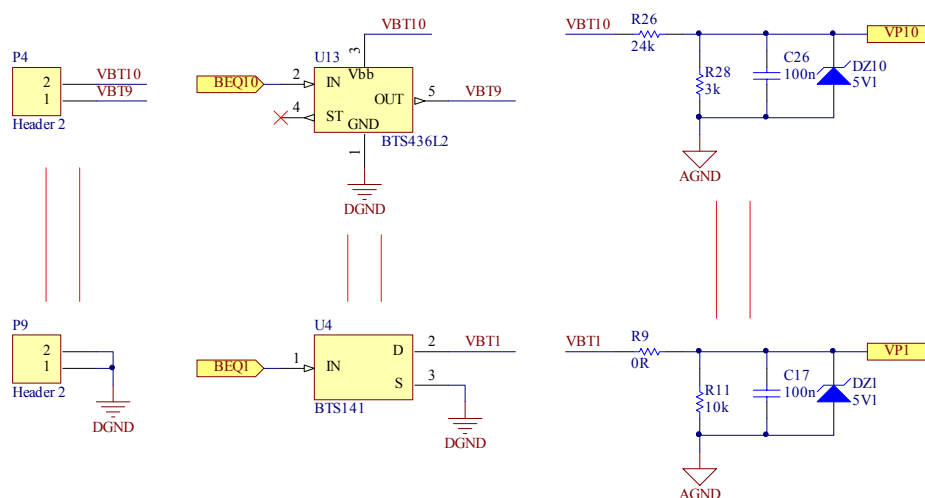


Fig. 6.18 – Circuito di misura delle tensioni di batteria e di equalizzazione (per semplicità in figura solo quelli relativi alla prima e all’ultima batteria).

Utilizzando dei partitori di tensione (R_{An} , R_{Bn}) opportunamente dimensionati, vengono acquisite da un convertitore A/D le tensioni dei nodi V_n ($n = 1 \dots x$) della serie di batterie che costituiscono l’intero pacco (v. Fig. 6.19).

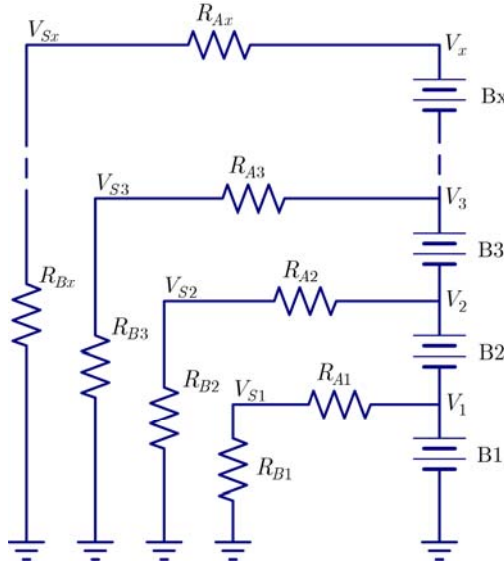


Fig. 6.19 - Circuito per il rilevamento delle tensioni di batteria.

Le resistenze dei partitori devono essere dimensionate in modo tale che le tensioni acquisite V_{S_n} non siano superiori al fondoscala del convertitore A/D.

Una volta note le tensioni V_{S_n} , la tensione della batteria n -esima (con n compreso fra 1 e x) è espressa dalla relazione:

$$V_{B_n} = V_n - V_{n-1} = \left(1 + \frac{R_{A_n}}{R_{B_n}}\right)V_{S_n} - \left(1 + \frac{R_{A_{n-1}}}{R_{B_{n-1}}}\right)V_{S_{n-1}} \quad (6.8)$$

in cui sono tutti i termini a secondo membro sono noti: le resistenze perché fissate in fase di progetto e le tensioni V_{S_n} e $V_{S_{n-1}}$ perché acquisite con il convertitore A/D.

Applicando la relazione (6.8) è dunque possibile ricavare, a partire dalle tensioni V_{S_n} , le tensioni di ogni singola batteria V_{B_n} e quando una

di queste tensioni supera un valore di attenzione, interviene il circuito di equalizzazione che si occupa di dissipare l'energia in eccesso.

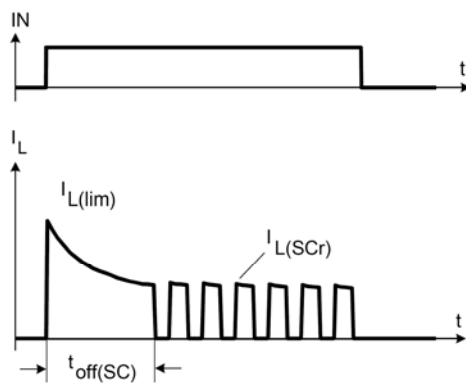


Fig. 6.20 – Caratteristica elettrica del ProFET. In alto il segnale di comando, in basso l'andamento della corrente.

In caso di sovraccarica di un elemento, viene comandata l'accensione del ProFET corrispondente (connesso in parallelo), l'andamento della corrente di maglia che scarica la batteria è mostrato nell'ultimo grafico di Fig. 6.20.

Dopo un transitorio termico iniziale $t_{off(SC)}$, la corrente viene limitata ad un valore di $I_{L(SCr)}$, una volta che la tensione della cella è tornata sotto il valore di soglia, il segnale che comanda l'accensione del ProFET (primo grafico di Fig. 6.20) viene riportato basso e il dispositivo si spegne.

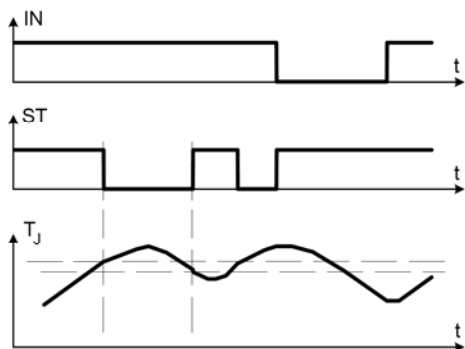


Fig. 6.21 - Protezione da sovratemperatura del ProFET. In alto il segnale di comando, al centro l'uscita di diagnostica, in basso l'andamento della temperatura.

I dispositivi sono protetti anche da sovratemperatura (v. Fig. 6.21), il componente viene spento se la sua temperatura supera i 150°C , indipendentemente se la causa è esterna o interna. Una volta raffreddato, se il pin di ingresso è ancora alto il dispositivo si riaccende. Le soglie di spegnimento e accensione sono differenti tali da garantire una certa isteresi.

Il dissipatore termico e le soglie di intervento dei dispositivi dissipativi comunque devono essere dimensionati in modo da evitare, in condizioni normali di funzionamento, la situazione di sovratemperatura.

6.3. Scheda di controllo cambio/frizione.

Il controllo della leva di comando del cambio sequenziale e della frizione è affidato ad un DSP uguale a quello che è utilizzato per l'azionamento del motore elettrico della propulsione (Freescale MC56F8323), la scheda ha il compito attuare i comandi di cambiata trasmessi via CANBUS dalla centralina del veicolo (ECU).

La leva di comando è accoppiata tramite un opportuno riduttore ad un motore a corrente continua, il meccanismo è completato da un sensore di posizione in grado di produrre un segnale in tensione proporzionale all'angolo θ di cui si è mossa la leva rispetto alla posizione di equilibrio (v. par. 5.2).

Il *firmware* implementa un anello di controllo della posizione θ della leva di comando del cambio, ed è in grado di trasmettere via CANBUS la condizione di impuntamento degli innesti, rilevata tramite un comparatore che segnala l'aumento della corrente al di sopra di una soglia di attenzione (*fault* in Fig. 6.22).

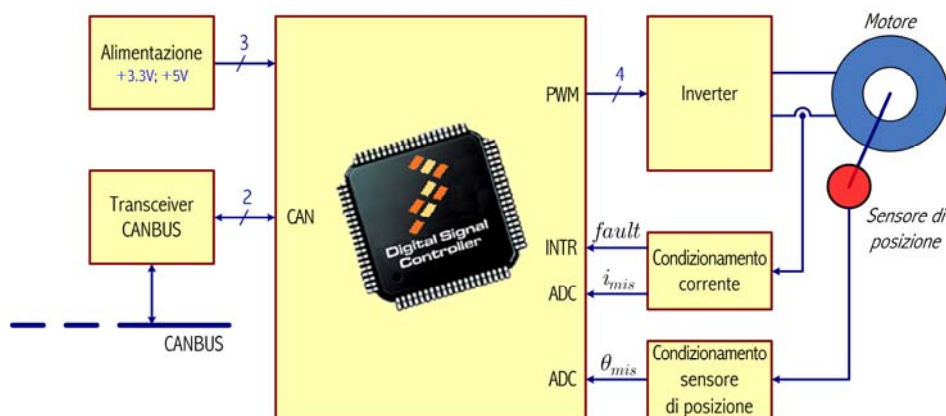


Fig. 6.22 – Schema a blocchi della scheda di controllo del cambio sequenziale e della frizione.

La scheda, oltre alla sezione di alimentazione *switching* e al *transceiver* CANBUS, è dotata dei circuiti di condizionamento necessari per la lettura della corrente nel motore e del segnale proveniente dal sensore di posizione.

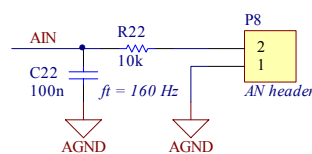
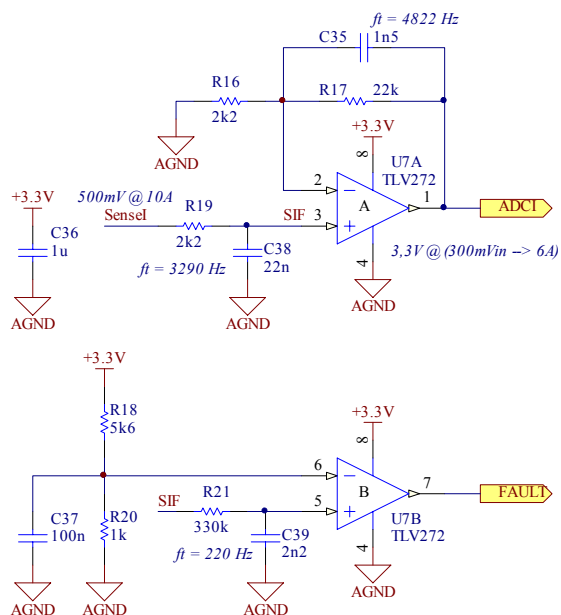


Fig. 6.23 - Circuito di condizionamento della corrente del motore, del sensore di posizione e di generazione del segnale di fault (innesti del cambio impuntati).

L'inverter, costituito da un ponte ad H, è realizzato tramite due dispositivi Infineon BTS7960 (*high current PN half bridge NovalithIC, 43A, 42V*) che integrano ciascuno una gamba del ponte ed i relativi circuiti di pilotaggio, tutto in un *package D²-PACK*.

I dispositivi Infineon utilizzati sono stati espressamente studiati per applicazioni *automotive*, e quindi assicurano una affidabilità molto elevata, anche in condizioni di lavoro particolarmente gravose (temperatura, vibrazioni).

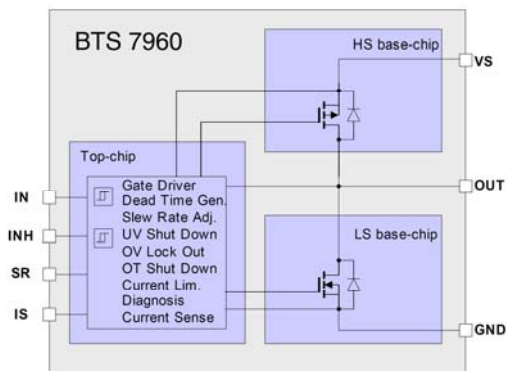


Fig. 6.24 - Schema interno del dispositivo Infineon BTS7960.

Sono inoltre dotati di protezione contro cortocircuito, *overvoltage*, *undervoltage*, e sovratemperatura, e rappresentano quindi una buona soluzione per l'installazione in un ambiente ostile come è vicino al motore endotermico.

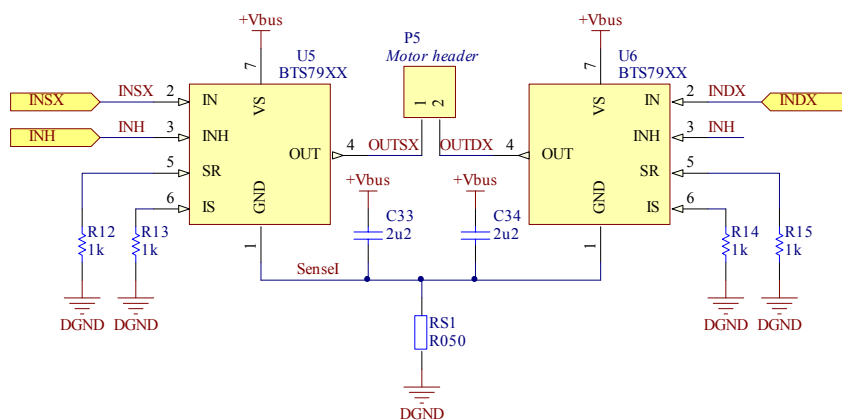


Fig. 6.25 - Ponte ad H per il pilotaggio del motore, i segnali di pilotaggio sono INSX e INDX, l'uscita è sul connettore P5.

I BTS7960 sono dispositivi a montaggio superficiale (SMD, *surface mount devices*) e vengono dissipati direttamente attraverso il circuito stampato (PCB, *printed circuit board*), conferendo quindi alla scheda nel suo insieme una notevole robustezza meccanica alle vibrazioni; tutto ciò è reso possibile grazie alle elevate prestazioni in termini di efficienza energetica dei dispositivi di commutazione (percorso di conduzione con resistenza complessiva di soli 16 $m\Omega$).

6.4. Scheda di controllo acceleratore e valvola a farfalla.

Questa scheda ha il compito di leggere la posizione del pedale dell'acceleratore e trasmetterlo via CANBUS, quindi la centralina (ECU) elaborerà il dato ricevuto e, in ottemperanza alla politica di gestione dei due propulsori, risponderà sfruttando lo stesso canale, con un *setpoint* di posizione per la valvola a farfalla.

L'azionamento a questo punto si occuperà di attuare il comando ricevuto tramite un anello di retroazione, chiuso sulla posizione della farfalla tramite un trasduttore integrato nell'attuatore (motore *torque*, v. par. 5.3).

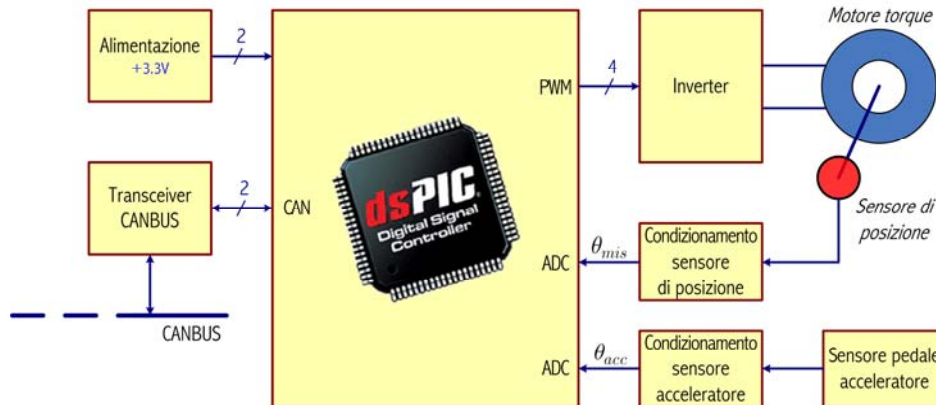


Fig. 6.26 – Schema a blocchi della scheda di controllo dell’acceleratore e della valvola a farfalla.

Il cuore del sistema è un DSP a 16 bit Microchip dsPIC30F4012, sul quale è implementato l’algoritmo di controllo.

Per pilotare il motore è stato utilizzato un ponte ad H integrato (TLE5205, 5A H-bridge for DC-motor applications) che è possibile comandare direttamente con segnali di livello logico.

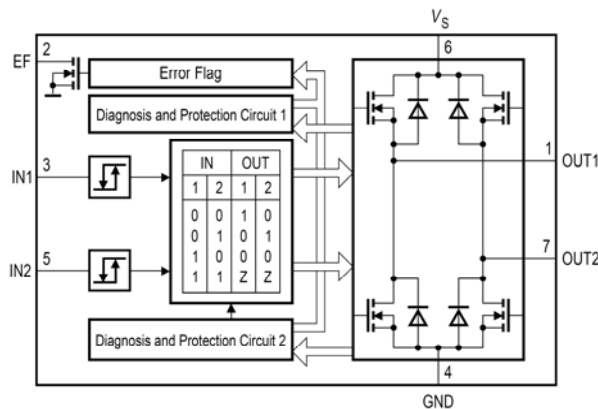


Fig. 6.27 – Schema a blocchi interno del circuito integrato Infineon TLE5205.

Questo *chip* è protetto da cortocircuito, sovratemperatura (con isteresi) e *undervoltage*. È inoltre disponibile un pin che segnala l'intervento delle protezioni. La scheda è completata con un *transceiver* CAN che si interfaccia con la rete di bordo del veicolo tramite un connettore *automotive*.

Capitolo 7.

Test e risultati sperimentali.

In questo capitolo verranno descritte le fasi di test e collaudo che hanno preceduto la messa su strada del veicolo. Principalmente sono state verificate le prestazioni dell'azionamento, quindi la stabilità del sistema una volta accoppiato il motore elettrico a quello endotermico ed infine l'assenza di fenomeni di risonanza torsionale.

7.1. Verifiche sull'azionamento.

I primi test sono volti a verificare il corretto funzionamento dell'algoritmo di controllo vettoriale, quindi il primo passo è valutare la qualità della stima di posizione ottenuta mediante l'osservatore.

7.1.1. *Gestione resolver, stima della posizione.*

Per ricavare la posizione del rotore è necessario eccitare il sensore di posizione, un *resolver*, con un segnale ad onda sinusoidale (par. 4.2.1). Successivamente è necessario campionare i segnali forniti in uscita, opportunamente condizionati (par. 6.1.2).

In questa fase è stato verificato il buon funzionamento della ricostruzione dell'angolo meccanico (v. Fig. 7.4).

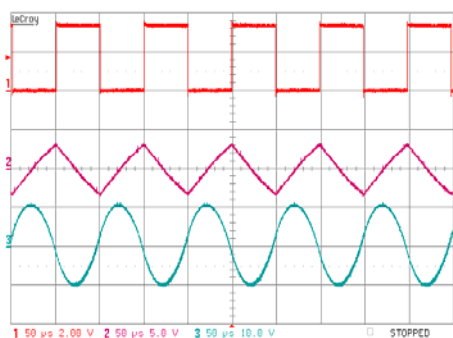


Fig. 7.1 - Risultato del filtraggio dell'onda quadra a 10kHz (canale 1, rosso), dopo il primo stadio (canale 2, viola) e dopo il secondo stadio (canale 3, blu).

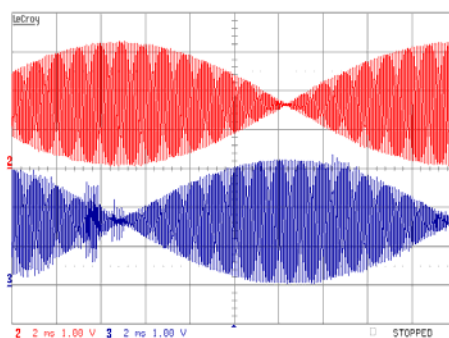


Fig. 7.2 - Modulazione a velocità costante; modulazione con involuppo sinusoidale (canale 2, rosso), modulazione con involuppo cosinusoidale (canale 3, blu).

Una volta ottenuti, dalla demodulazione resolver, il seno e il coseno dell'angolo meccanico di rotore per poter controllare il motore a tre paia poli è stato necessario ricavare le grandezze elettriche. Purtroppo l'utilizzo di formule trigonometriche introduce disturbi non trascurabili (v. Fig. 7.5). Si è quindi preferito ricavare l'angolo meccanico con un osservatore, per poi triplicarlo e ricalcolarne seno e coseno (v. Fig. 7.6)

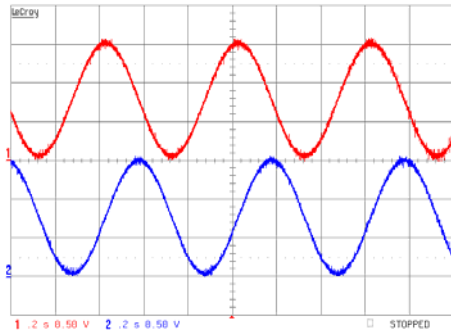


Fig. 7.3 – Ricostruzione delle modulanti; seno (canale 1, rosso) e coseno (canale 2, blu). Il motore è trascinato a velocità costante.

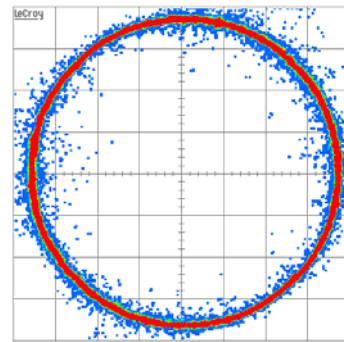


Fig. 7.4 – Ricostruzione delle modulanti, rappresentazione in modalità XY. Trascinando il motore a velocità costante, si ottiene una circonferenza quasi perfetta.

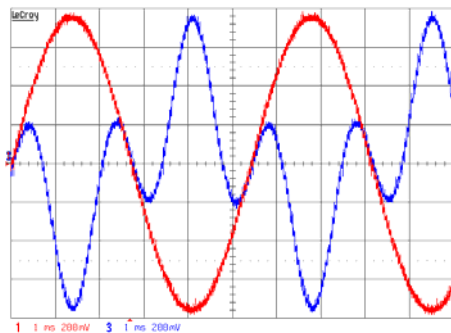


Fig. 7.5 – Coseno meccanico (canale 1, rosso) e coseno elettrico triplicato trigonometricamente (canale 3, blu).

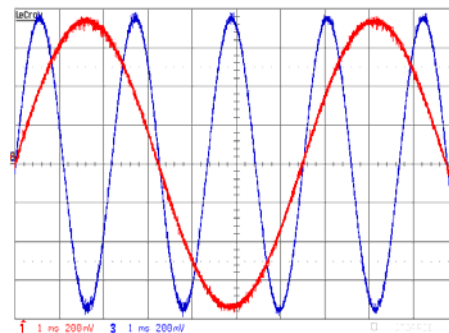


Fig. 7.6 – Coseno meccanico (canale A, rosso), coseno elettrico triplicato con la tecnica dell'osservatore (canale B, blu).

L'osservatore è stato testato simulando la rotazione del motore; si sono forniti segnali fittizi (generati internamente al DSP) al posto di quelli ricostruiti dal resolver. È stato quindi generato un angolo fittizio,

da questo si sono calcolati seno e coseno che alimentano l'osservatore e che a sua volta produce una stima dell'angolo (v. Fig. 7.7).

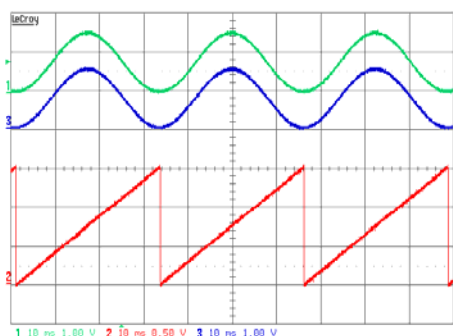


Fig. 7.7 - Risultato della stima dell'osservatore, coseno meccanico fittizio (canale 1, verde), coseno stimato (canale 3, blu) e angolo meccanico stimato (canale 2, rosso).

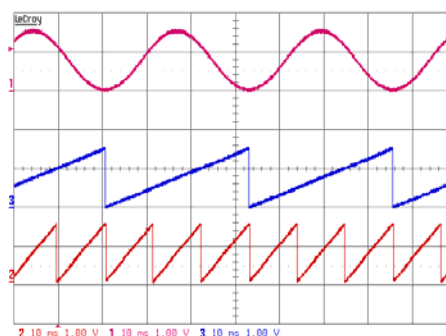


Fig. 7.8 - Risultato della triplicazione, coseno meccanico (canale 1, viola), angolo meccanico stimato (canale 3, blu), angolo elettrico (canale 2, rosso).

In questo modo è stato possibile studiare e verificare la correttezza della ricostruzione dell'angolo e il limite di velocità inseguibile. I parametri ottimi per i regolatori che costituiscono l'osservatore sono stati trovati studiando la risposta ad un gradino di posizione fornita coi segnali fittizi (v. Fig. 7.9).

In Fig. 7.10, Fig. 7.11, Fig. 7.12 sono mostrate le capacità di inseguimento dell'osservatore (lo scostamento tra angolo stimato e angolo reale) in condizioni limite, ovvero fornendo un angolo che bruscamente inverte il proprio incremento, difficilmente ottenibili in condizioni reali (il campo di velocità del motore *brushless* arriva solo fino a 2200 rpm).

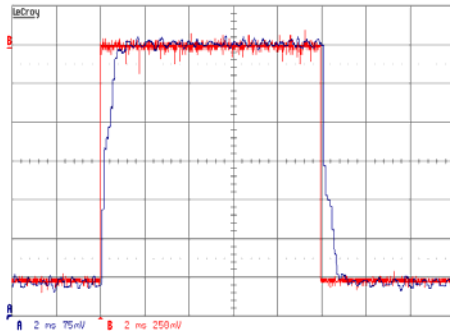


Fig. 7.9 – Risposta al gradino di angolo dell'osservatore (canale A, blu).

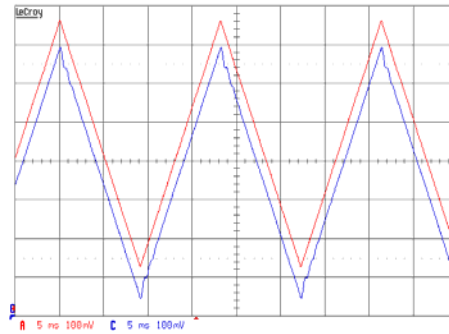


Fig. 7.10 – Angolo di riferimento (canale A, rosso), angolo stimato (canale B, blu) a 2200 rpm.

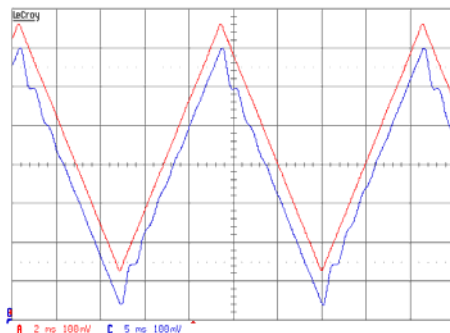


Fig. 7.11 – Angolo di riferimento (canale A, rosso), angolo stimato (canale B, blu) a 6200 rpm.

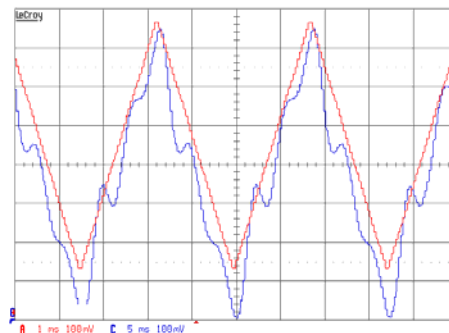


Fig. 7.12 – Angolo di riferimento (canale A, rosso), angolo stimato (canale B, blu) a 18.800 rpm.

La banda stimata per l'osservatore di angolo, ricavata dalla risposta al gradino del sistema, è di circa $3kHz$. (v. Fig. 7.9).

Una volta verificata l'affidabilità della stima della posizione rotorica sono state indagate le prestazioni dell'anello di corrente di coppia i_q . La risposta al gradino si presenta pulita e priva di oscillazioni persistenti,

mostra un fronte di salita netto, e piccole oscillazioni appena accennate che si smorzano rapidamente (v. Fig. 7.13)

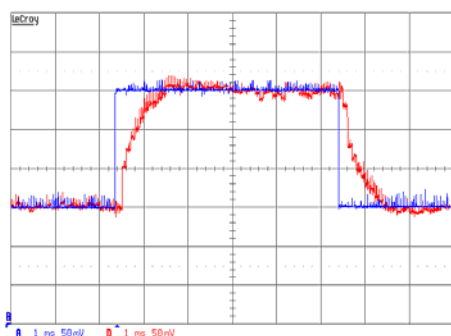


Fig. 7.13 – Risposta al gradino di corrente, setpoint di i_q (canale A, blu) e i_q misurata (canale D, rosso).

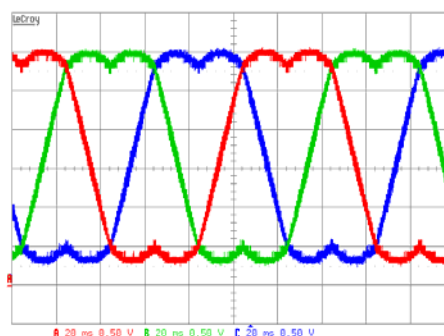


Fig. 7.14 – Segnali PWM generati con la modulazione BEM (balanced envelope modulation).

Dal grafico in Fig. 7.13 si può stimare una banda dell'anello di corrente di circa 700 Hz.

7.1.2. Controllo anti wind-up.

Con la chiusura dell'anello di velocità, è insorto il deleterio fenomeno del *wind-up*, a causa del quale la risposta al gradino oscilla in modo persistente intorno al valore di regime (v. Fig. 7.16).

La soluzione classica consiste nell'aggiungere una ulteriore saturazione a carico del solo blocco integratore (per evitare che l'uscita del blocco raggiunga valori troppo alti, v. Fig. 7.15).

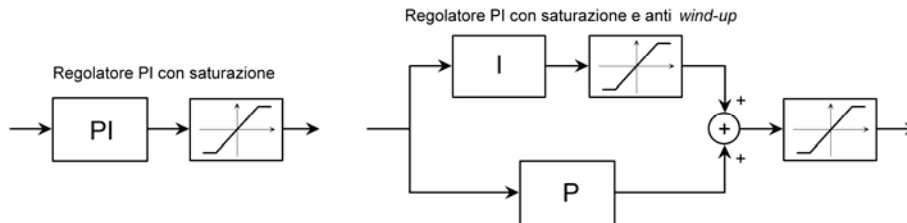


Fig. 7.15 – Regolatore PI tradizionale con saturazione e regolatore PI con saturazione e anti wind-up.

Così facendo è possibile mantenere alto il valore della costante di integrazione e, nel contempo, di tenere sotto controllo il peso relativo del contributo integrale nei confronti di quello proporzionale. I risultati ottenuti sono mostrati in Fig. 7.17.

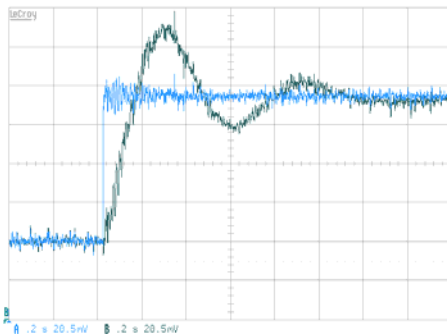


Fig. 7.16 – Risposta al gradino di velocità. Setpoint (canale A, azzurro) e risposta del sistema (canale B, blu) con controllore PI semplice.

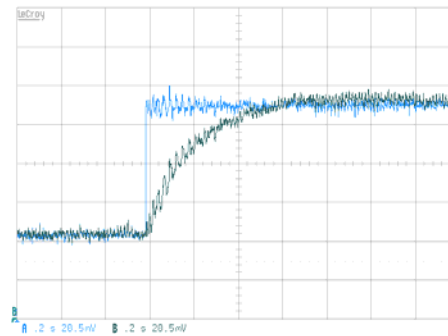


Fig. 7.17 – Risposta al gradino di velocità. Setpoint (canale A, azzurro) e risposta del sistema (canale B, blu) con controllore PI con ulteriore saturazione a carico dell'integratore.

La soluzione adottata, più innovativa, consiste nel controllare il contributo integrale in maniera differente nel caso l'uscita sia o meno

saturata. Nel caso l'uscita del regolatore saturi, la parte integrale è riportata a zero con costante di tempo τ_i mediante una retroazione. Nel caso di zona di funzionamento lineare il regolatore funziona normalmente.

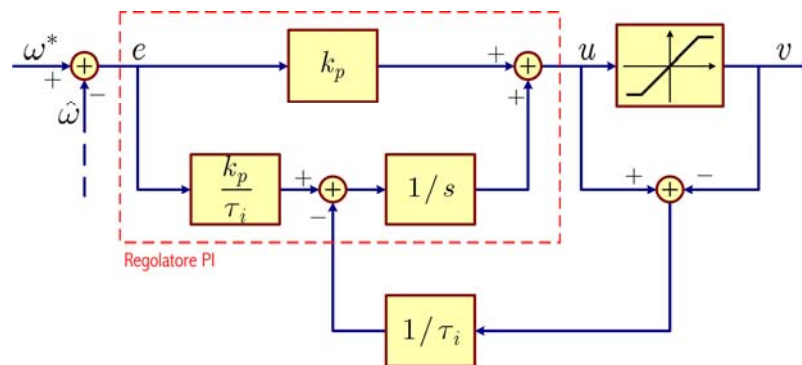


Fig. 7.18 – Schema a blocchi del controllore PI con la tecnica anti wind-up implementata.

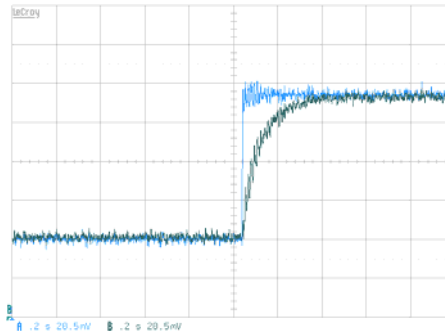


Fig. 7.19 – Risposta al gradino di velocità. Setpoint (canale A, azzurro) e risposta del sistema (canale B, blu) con la tecnica adottata.

I risultati ottenuti con questa tecnica sono molto migliori di quelli ottenuti con la semplice saturazione dell'integratore (v. Fig. 7.19).

7.2. Accoppiamento meccanico e risonanza.

Il motore elettrico verrà collegato alle ruote motrici ed accoppiato al motore attraverso un sistema di trasmissione (v. par. 3.3), che non sarà perfettamente rigido, ma possiederà una certa elasticità, possibile fonte di fenomeni di risonanza meccanica.

7.2.1. Effetti dell'elasticità nell'accoppiamento meccanico.

Per studiare l'effetto sul controllo del motore elettrico delle non idealità della trasmissione, è utile analizzare la situazione con un modello semplificato costituito dal motore elettrico e dal carico inerziale rappresentato dal motore endotermico e dal veicolo, accoppiati attraverso un giunto elastico per modellare la non perfetta rigidità della trasmissione. Lo schema a blocchi del sistema è mostrato in Fig. 7.20.

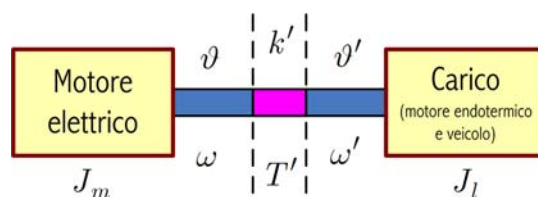


Fig. 7.20 – Schema a blocchi del modello per studiare gli effetti della trasmissione sulla stabilità del sistema.

Definendo J_m , ϑ e ω , rispettivamente l'inerzia, la posizione e la velocità angolare del motore elettrico, J_l , ϑ' e ω' le stesse grandezze ma riferite al carico meccanico, k' la costante elastica della trasmissione e T' la coppia resistente fornita dal carico meccanico a causa dell'elasticità della trasmissione, è possibile esprimere analiticamente le equazioni che descrivono il sistema. Ricordando le equazioni del motore e l'equazione della molla, si ha

$$\begin{cases} T' = J' \cdot \ddot{\vartheta}' \\ T' = k' \cdot (\vartheta - \vartheta') \end{cases} \quad (7.1)$$

uguagliando le due espressioni e applicando la trasformata di Laplace, si ottiene

$$J' \cdot s^2 \cdot \vartheta' + k' \cdot \vartheta' = k' \cdot \vartheta \quad (7.2)$$

da cui si racava la seguente funzione di trasferimento

$$\frac{\vartheta'}{\vartheta} = \frac{k'}{k' + J's^2} = \frac{\omega'}{\omega} \quad (7.3)$$

A questo punto si può pensare di esprimere la velocità angolare del carico ω' in funzione della coppia fornita dal motore elettrico T (v. Fig. 7.21).

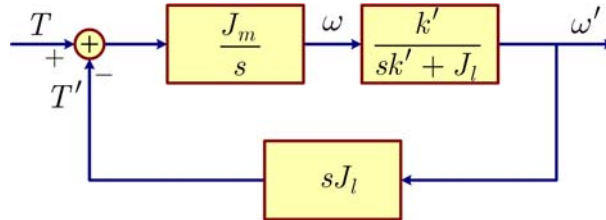


Fig. 7.21 – Schema a blocchi della funzione di trasferimento fra la velocità angolare del carico e la coppia fornita dal motore elettrico.

La corrispondente funzione di trasferimento vale

$$\frac{\omega'}{T} = \frac{\frac{1}{sJ_m} \frac{1}{1 + s^2 \frac{J_l}{k'}}}{1 + \frac{J_l}{J_m} \frac{1}{1 + s^2 \frac{J_l}{k'}}} = \frac{\frac{1}{sJ_l}}{1 + s^2 \frac{J_l}{k'} + \frac{J_l}{J_m}} \quad (7.4)$$

che, semplificata trascurando il termine J_l / J_m , risulta

$$\frac{\omega'}{T} = \frac{\frac{1}{sJ_l}}{1 + s^2 \frac{J_l}{k'}} \quad (7.5)$$

La presenza di due poli complessi coniugati nella funzione di trasferimento (7.5) avrà effetto sulla stabilità del sistema, dando luogo a possibili fenomeni di risonanza alla pulsazione:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k'}{J_l}} \quad (7.6)$$

Vista la difficoltà a misurare i parametri che intervengono nella formula della pulsazione di risonanza (perlopiù dipendono anche dal rapporto del cambio innestato), l'unica alternativa percorribile risulta provare il propulsore ibrido montato su banco freno alle varie velocità di funzionamento (v. par. 7.3).

Una volta individuate le frequenze di risonanza, è sufficiente inserire un filtro elimina banda (*notch filter*) all'ingresso dell'anello di corrente per reiettare le componenti frequenziali del *setpoint* di corrente in corrispondenza alle quali si presenta il fenomeno.

7.2.2. Reiezione delle risonanze: i filtri notch.

L'implementazione dei filtri *notch* deve essere fatta in modo da essere parametrizzabile, perché nella fase di messa a punto del veicolo servirà tararli sulle frequenze da tagliare per eliminare le risonanze dovute alla non idealità degli accoppiamenti meccanici.

La generica funzione di trasferimento di un filtro *notch* è

$$T_n(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (7.7)$$

dove ω_0 è la frequenza da reiettare e ζ è il coefficiente di smorzamento.

Siccome il filtro deve essere implementato su DSP, deve essere digitalizzato, e di conseguenza è necessario calcolarne la Z-trasformata partendo dalla sua trasformata di Laplace. Esistono diversi metodi per compiere questa operazione, una di queste è la trasformazione bilineare, che consiste nell'effettuare la sostituzione:

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} \quad (7.8)$$

dove T è il periodo col quale vengono acquisiti i campioni di ingresso. Applicando la trasformazione (7.8) alla funzione di trasferimento del filtro (7.7), si ottiene un'espressione in z del tipo:

$$T_n(z) = \frac{A + Bz^{-1} + Cz^{-2}}{A' + B'z^{-1} + C'z^{-2}} \quad (7.9)$$

con A, B, C, A', B' e C' funzioni di T, ζ e ω_0 .

Considerando il termine z^{-1} come un ritardo unitario e $T_n(z) = X(s)/Y(s)$, con $X(s)$ e $Y(s)$ rispettivamente ingresso e uscita del filtro, antitrasformando si ottiene l'espressione temporale del filtro, che risulta

$$y[n] = \frac{1}{A'}(A \cdot x[n] + B \cdot x[n-1] + C \cdot x[n-2] + B' \cdot y[n-1] + C' \cdot y[n-2]) \quad (7.10)$$

che rappresenta l'espressione di un filtro di tipo IIR (*infinite impulse response*).

La procedura di calcolo dei coefficienti può essere semplicemente automatizzata scrivendo uno *script* in ambiente MATLAB® (v. Appendice B).

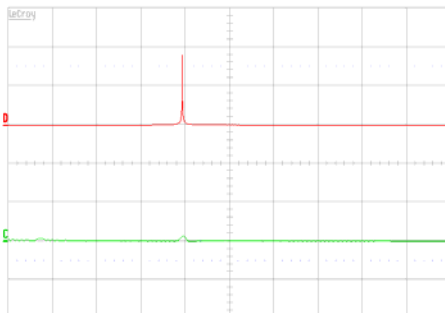


Fig. 7.22 – Test del filtro notch. In ingresso (canale D, rosso) una sinusoide pura alla frequenza di taglio. In uscita il segnale filtrato via (canale C, verde).

Secondo quanto dimostrato precedentemente (v. par. 7.2.1), dovrebbe presentarsi al più una frequenza di risonanza. In realtà, le non-idealità del sistema reale possono portare ad avere più di una frequenza naturale. Potrebbe essere quindi necessario utilizzare più filtri in cascata per stabilizzare il sistema.

7.3. Caratterizzazione e test propulsore ibrido.

Per condurre le prove il propulsore ibrido è stato montato su un banco freno, con interposto un torsionmetro per misurare la coppia erogata. La funzione di frenatura è realizzata da un motore elettrico chiuso in anello di coppia.

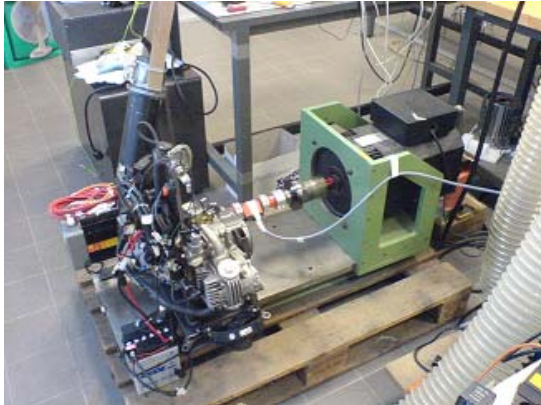


Fig. 7.23 - Banco prova. A sinistra il propulsore ibrido, a destra il motore elettrico utilizzato come freno.

Sono state condotte prove per individuare le possibili frequenze di risonanza meccanica del sistema, prima a vuoto, poi a carico.

7.3.1. Prove di accoppiamento a vuoto.

Il propulsore ibrido è stato testato a vuoto, senza alcun tipo di carico meccanico; questa è infatti condizione più critica, in quanto trascinando un qualsiasi carico inerziale, si assiste ad uno smorzamento degli effetti dovuti alle risonanze. I test sono stati condotti in tutte le marce, posizione di folle compresa.

Le prove sono state effettuate ad anello di velocità chiuso, utilizzando un *setpoint* di velocità ad onda triangolare fra 0 e 2200 *rpm* di periodo 10 secondi. L'onda triangolare permette infatti di saggiare tutte le velocità e quindi tutte le possibili frequenze.

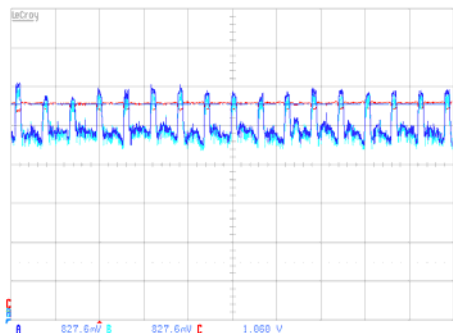


Fig. 7.24 - Velocità misurata (canale C, rosso), setpoint (canale A, blu) e misura (canale B, azzurro) della corrente di coppia (cambio in folle).

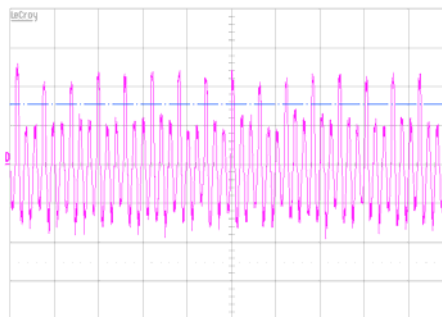


Fig. 7.25 - Andamento della corrente di fase (canale D, viola), cambio in folle.

Vista l'assenza di disturbi sulla misura di velocità (Fig. 7.24, canale C) è evidente che l'anomalia nel *setpoint* di corrente (Fig. 7.25) non è da imputare a fenomeni di risonanza, bensì alla discontinuità del carico meccanico presente sull'albero motore, dovuta alle inevitabili imperfezioni della trasmissione; questi disturbi, a frequenze piuttosto alte, possono essere eliminati inserendo un filtro passa basso all'ingresso dell'anello di corrente. I risultati sono visibili in Fig. 7.26 e Fig. 7.27.

Il filtro passa basso si progetta (v. Appendice C) e si sintetizza analogamente a come è stato fatto per il filtro *notch* (v. par. 7.2.2).

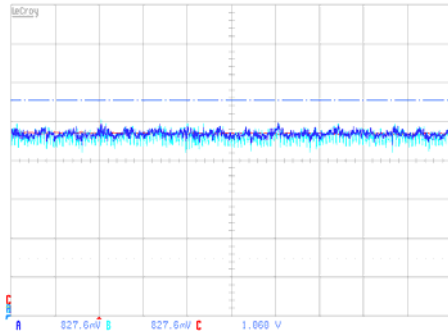


Fig. 7.26 - Velocità misurata (canale C, rosso), setpoint (canale A, blu) e misura (canale B, azzurro) della corrente di coppia (cambio in folle).

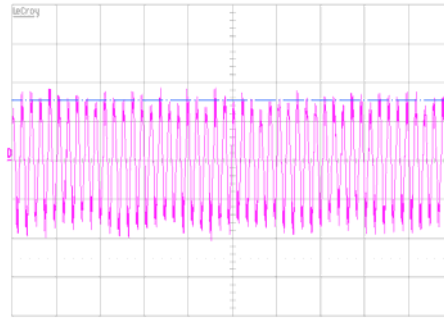


Fig. 7.27 - Andamento della corrente di fase (canale D, viola), cambio in folle.

Le prove sono poi state ripetute con tutte le marce, conducendo a risultati analoghi a quelli illustrati sopra, l'unica annotazione riguarda la corrente di coppia, che con marcia innestata appare affetta da un leggero *ripple*, che compare anche sul *setpoint*. Quest'effetto è imputabile a disturbi di natura elettrica nella misura causati dall'elevata corrente richiesta all'azionamento.

7.3.2. Prove di accoppiamento a carico.

Per le prove a carico il motore elettrico è tornato a funzionare come attuatore di coppia, come poi sarà nell'applicazione sul veicolo. La coppia erogata dal motore *brushless* è stata fissata ad un valore costante, in modo da osservare quanto accade variando la coppia erogata dal motore endotermico agendo sull'apertura della farfalla del carburatore.

Le prove sono poi state ripetute per diversi *setpoint* di coppia del motore elettrico, in modo da poter ragionare su uno spettro di funzionamento il più ampio possibile.

Per la rilevazione delle risonanze, sono stati utilizzati come parametri la misura di velocità e la sua trasformata di Fourier discreta (FFT, *fast Fourier transform*), in modo da poter individuare facilmente componenti armoniche indesiderate.

Dalle rilevazioni si nota subito che, a prescindere da fenomeni di risonanza, le vibrazioni meccaniche prodotte dal funzionamento del motore endotermico provocano sensibili vibrazioni nella misura di velocità, che nel dominio delle frequenze si traducono in disturbi armonici rispetto alla frequenza di rotazione. Questo rumore non disturba però il controllo del motore, che rimane comunque stabile.

Parziale eccezione a quanto detto, si rileva in particolari condizioni alla frequenza di 29 Hz; qui, infatti, sono particolarmente evidenti i disturbi di seconda e soprattutto di terza armonica (v. Fig. 7.30). Questo si traduce meccanicamente in vibrazioni leggermente più avvertibili della norma ed in una rumorosità del motore lievemente accentuata, ma al di là di questo nessuna altra anomalia si riscontra nel controllo del motore elettrico.

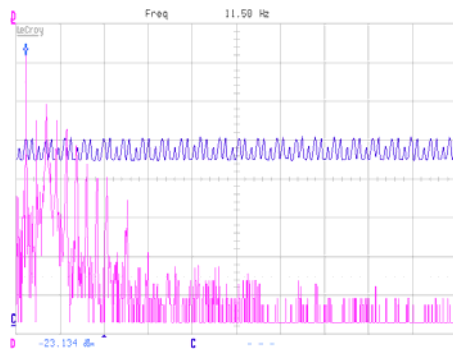


Fig. 7.28 – Misura di velocità (canale C, blu) e sua FFT (canale D, viola) a frequenza 11,50Hz.



Fig. 7.29 – Misura di velocità (canale C, blu) e sua FFT (canale D, viola) a frequenza 38,50Hz.



Fig. 7.30 – Misura di velocità (canale C, blu) e sua FFT (canale D, viola) a frequenza 38,50Hz.

Per completare l'analisi sono state effettuate prove con il motore endotermico al minimo (farfalla chiusa), e il motore elettrico a fornire coppia. In questo caso la quantità di armoniche spurie è molto elevata e particolarmente evidente è il disturbo in terza armonica, che appare più ampia della fondamentale in tutte le misurazioni fatte (v. Fig. 7.31 e Fig. 7.32).

Semberebbe quindi di trovarsi di fronte a fenomeni risonanti; considerando però che la frequenza dell'armonica più grande del disturbo varia al variare della velocità, si può escludere questa ipotesi. Anche in questo caso si avverte un leggero aumento di rumorosità da parte del sistema.

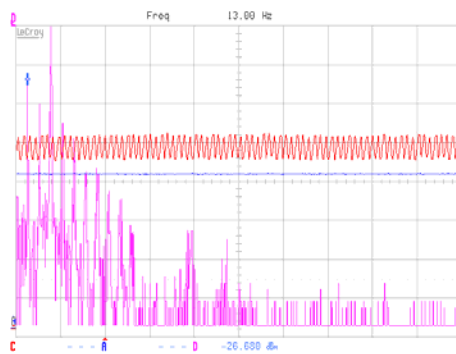


Fig. 7.31 – Misura di velocità (canale C, rosso) e sua FFT (canale D, viola) e corrente di coppia (canale A, blu) a frequenza 13Hz.

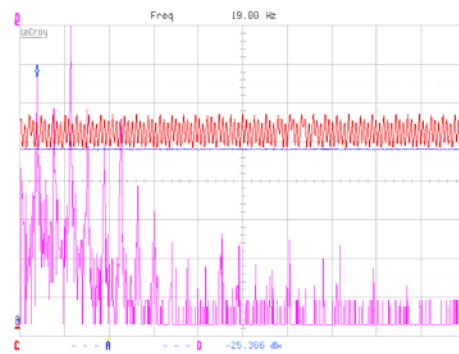


Fig. 7.32 – Misura di velocità (canale C, rosso) e sua FFT (canale D, viola) e corrente di coppia (canale A, blu) a frequenza 19Hz.

Visti gli effetti trascurabili dei fenomeni parassiti riscontrati, e la difficoltà di implementazione di filtri digitali a basse frequenze, alla luce di quanto emerso dai test si è ritenuto di non inserire filtri *notch* nell'anello di controllo.

7.4. Messa a punto su strada.

Una volta installato il propulsore ibrido sul veicolo, è necessario effettuare alcune messe a punto, prima fra tutte la taratura dei punti di cambiata.

In particolare, il cambio di marcia deve avvenire nel momento in cui le forze controelettromotrici del motore diventano così elevate da non permettere più al controllo di forzare corrente di coppia nel motore.

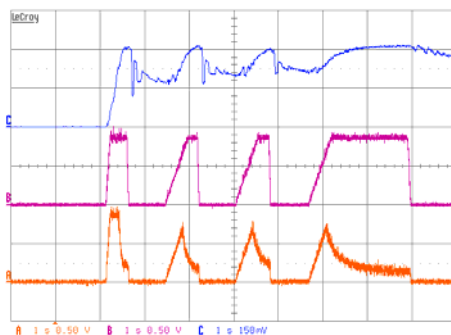


Fig. 7.33 – Grafico per la valutazione dei punti di cambiata. Velocità del motore elettrico (canale C, blu), setpoint di coppia (canale B, viola) e corrente di coppia (canale A, arancio).

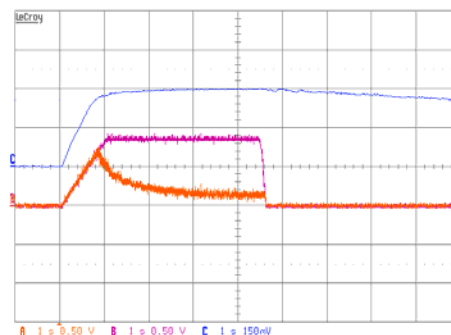


Fig. 7.34 – Particolare del grafico per la valutazione del punto di cambiata. Velocità del motore elettrico (canale C, blu), setpoint di coppia (canale B, viola) e corrente di coppia (canale A, arancio).

Per verificare le condizioni precedenti è necessario tenere sotto controllo la velocità delle ruote, il *setpoint* di coppia e l'effettiva corrente di coppia i_q (v. Fig. 7.33 e Fig. 7.34).

Come si vede nel dettaglio di Fig. 7.34, ad un certo punto la velocità delle ruote (quindi del motore elettrico) aumenta ad un valore tale che

la tensione di bus, causa l'aumento delle forze controelettromotrici, non è più sufficiente per consentire di soddisfare il *setpoint* di coppia, quindi mano a mano che la velocità aumenta, la corrente di coppia i_q cala.

In questa condizione la sensazione che si avverte guidando il veicolo è che l'accelerazione si arresta o rallenta, e la velocità di crociera non aumenta più, o lo fa molto lentamente.



Fig. 7.35 – Veicolo assemblato. Sotto il sedile del guidatore è alloggiato il propulsore ibrido. Il pacco batterie trova posto all'avantreno.

Il punto di cambiata deve essere spostato in modo tale da innestare il rapporto successivo appena la corrente di coppia tende a calare, così facendo, la spinta che si avverte è continua, e non si verificano i “buchi di coppia” che si vedono invece in Fig. 7.33.

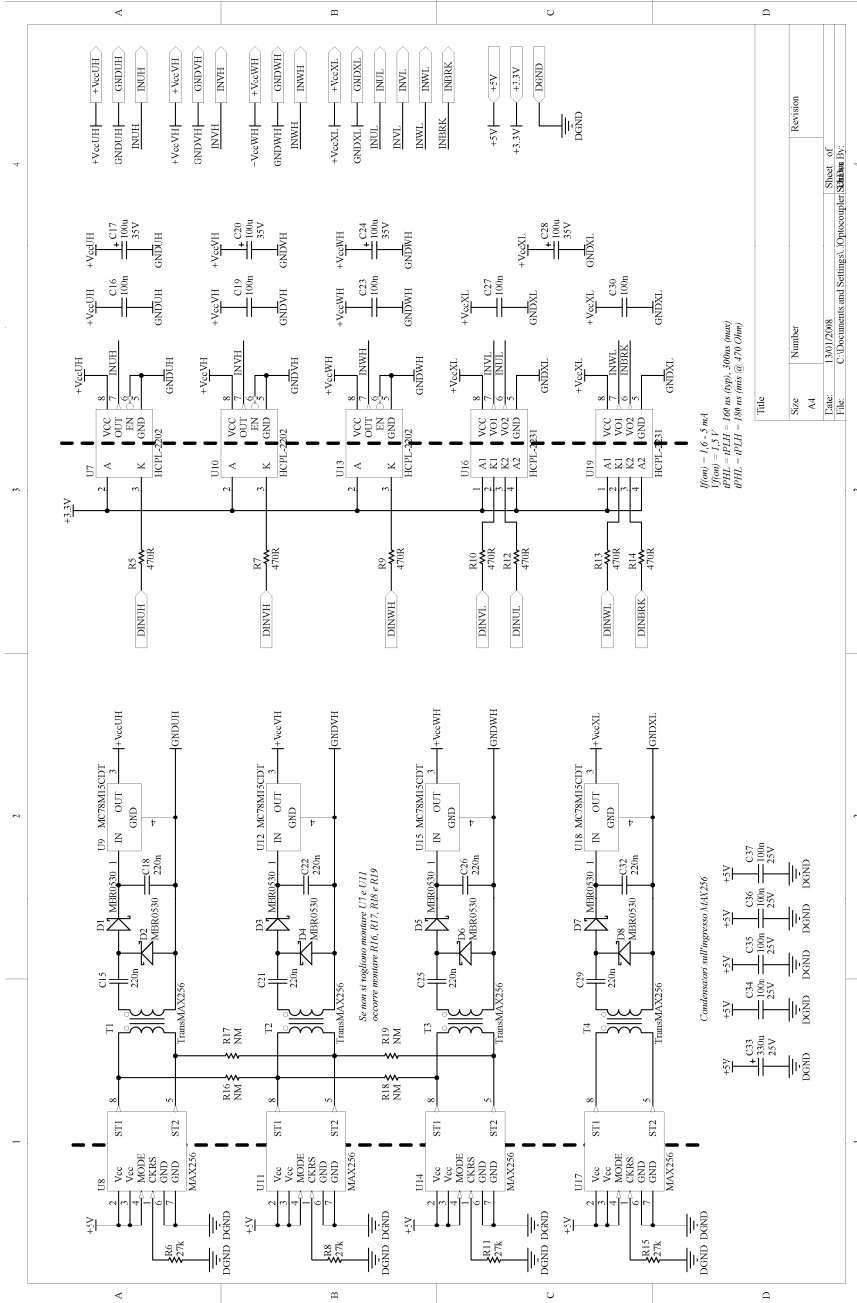
La fase finale della messa a punto prevede l'individuazione per via sperimentale della politica ottima di gestione dell'energia di bordo, che consente di minimizzare i consumi su un ciclo di test il più possibile simile ad un tipico ciclo di urbano.

Appendice.

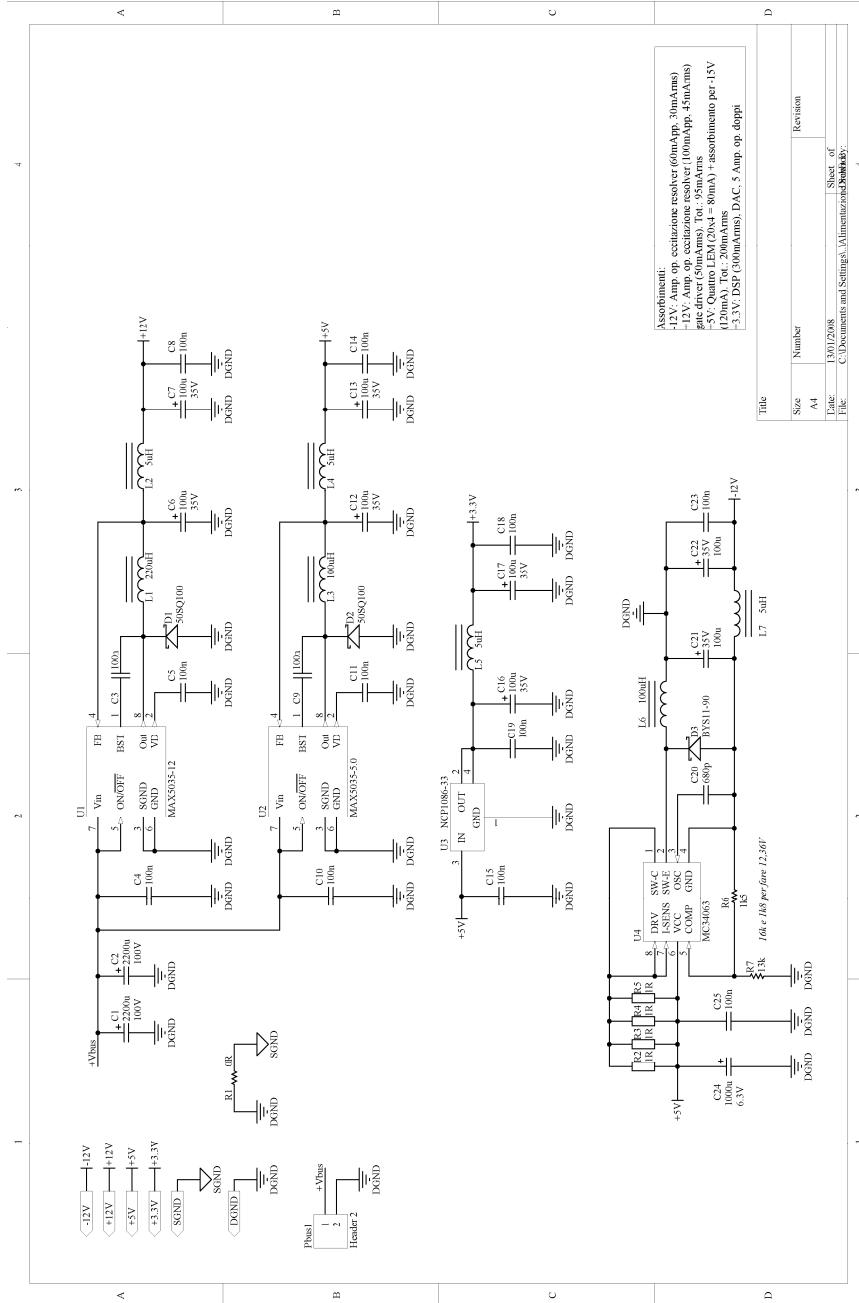
A. Schemi elettrici.

Di seguito sono riportati gli schemi elettrici di tutte le schede elettroniche che compongono il progetto.

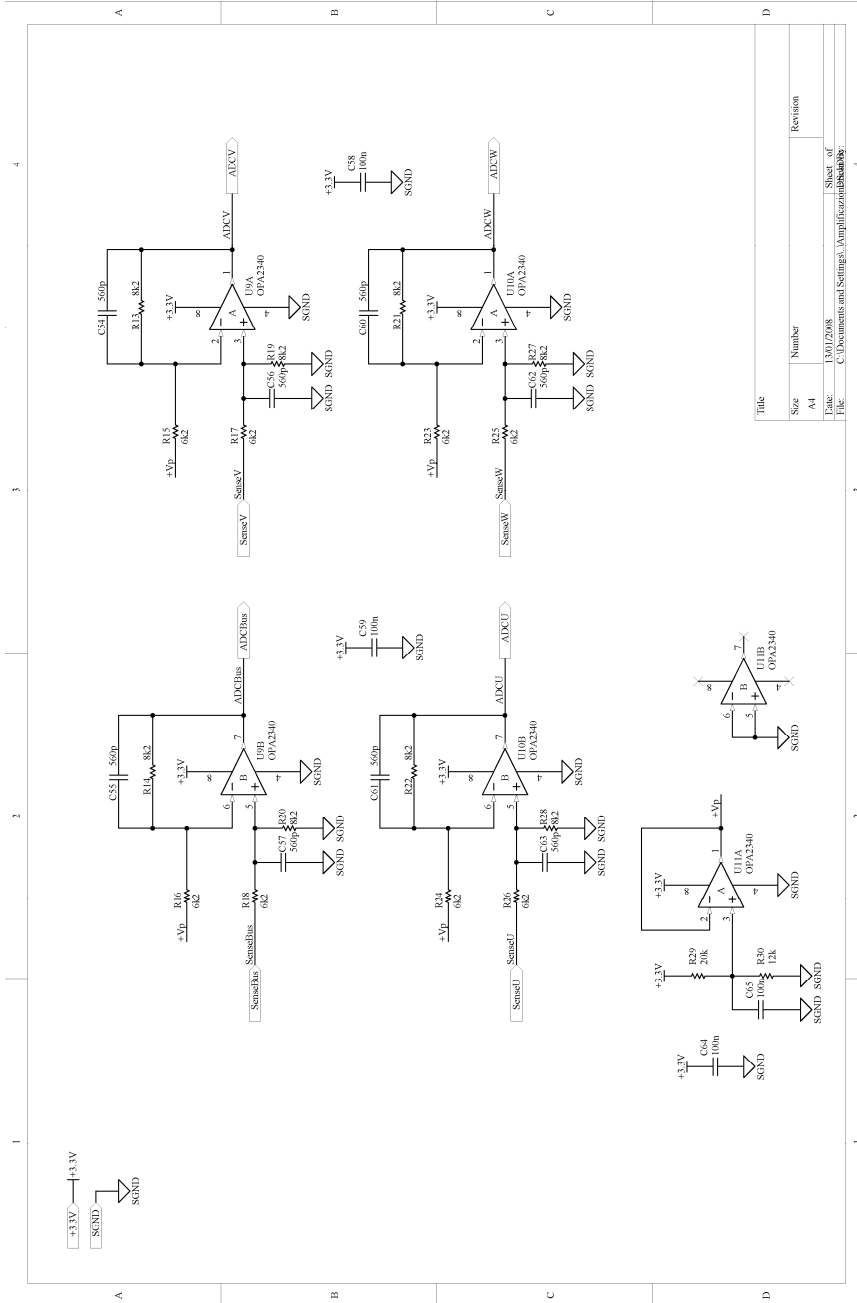
<i>Azionamento.</i>	Pag. 206
Optoisolatori e alimentazioni isolate.	Pag. 207
Modulo di potenza.	Pag. 208
Sezione di alimentazione.	Pag. 209
CPU di controllo.	Pag. 210
Amplificazione correnti.	Pag. 211
Eccitazione/condizionamento <i>resolver</i> .	Pag. 212
<i>Scheda di controllo batterie.</i>	Pag. 213
CPU di controllo.	Pag. 214
Sezione di potenza.	Pag. 215
<i>Scheda di controllo cambio/frizione.</i>	Pag. 216
Sezione di alimentazione.	Pag. 217
CPU di controllo.	Pag. 218
Sezione di potenza.	Pag. 219
<i>Scheda di controllo acceleratore/valvola a farfalla.</i>	Pag. 220

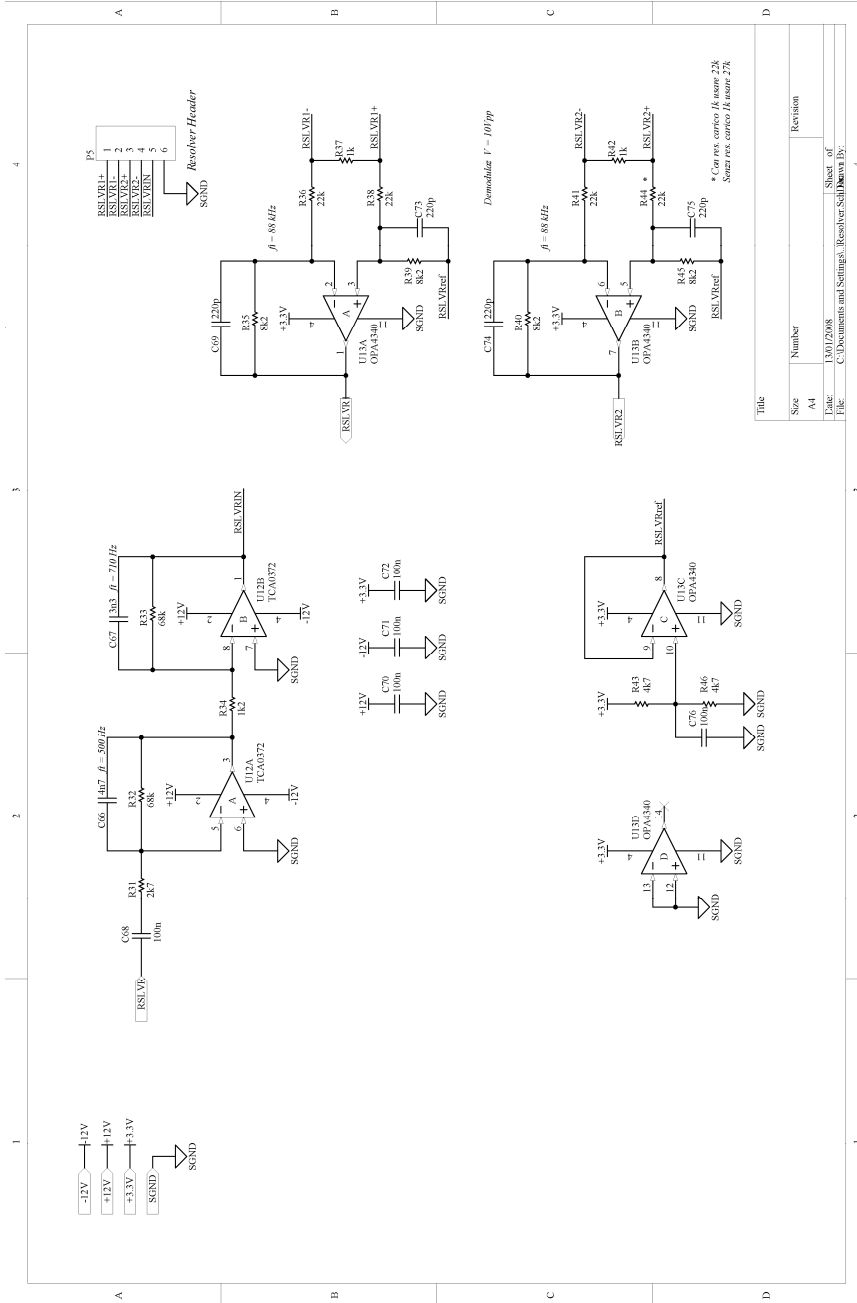


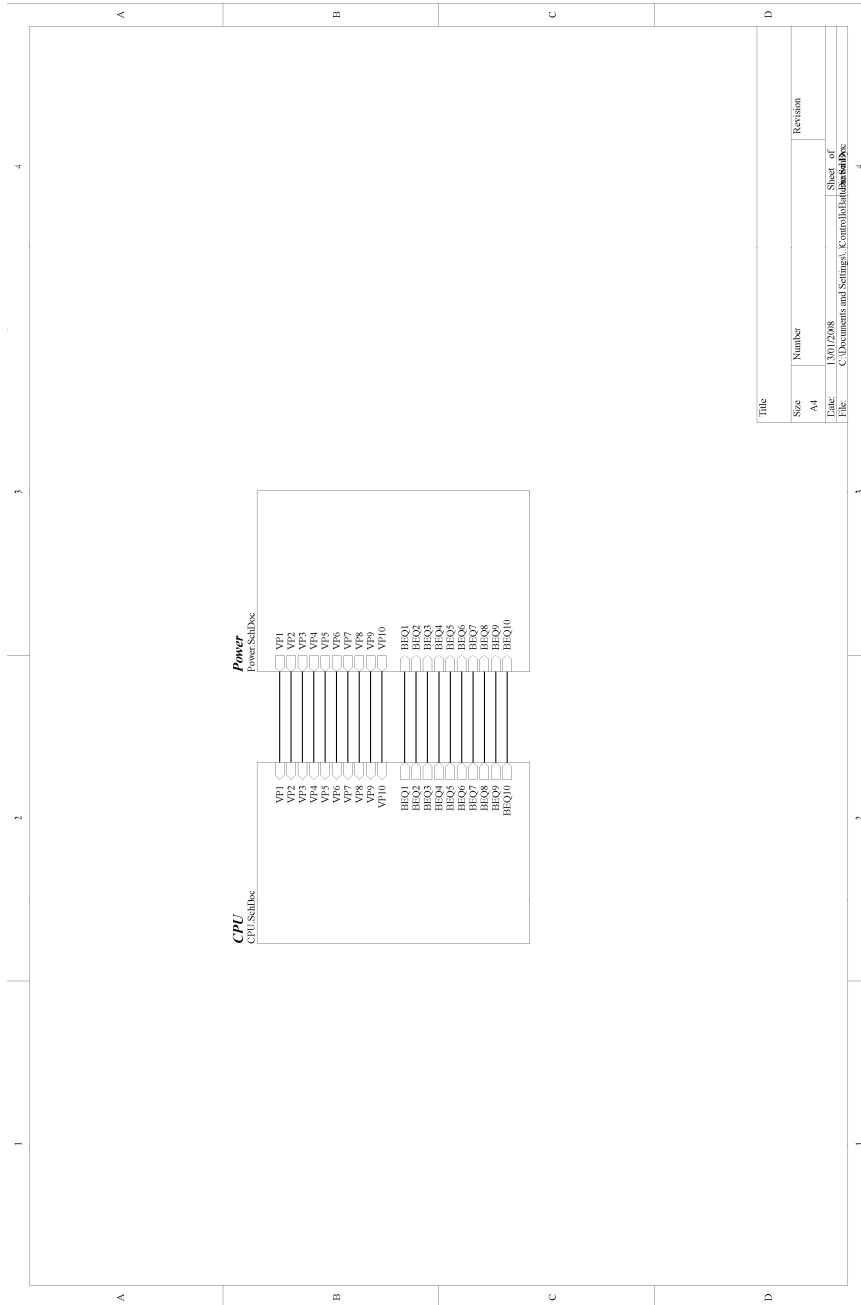
Title	
Size	Number
A4	
Label	Revision
Etc.	1301/2008
	Sheet of
	4
	File: C:\Documents and Settings\..._Opticomputer\...

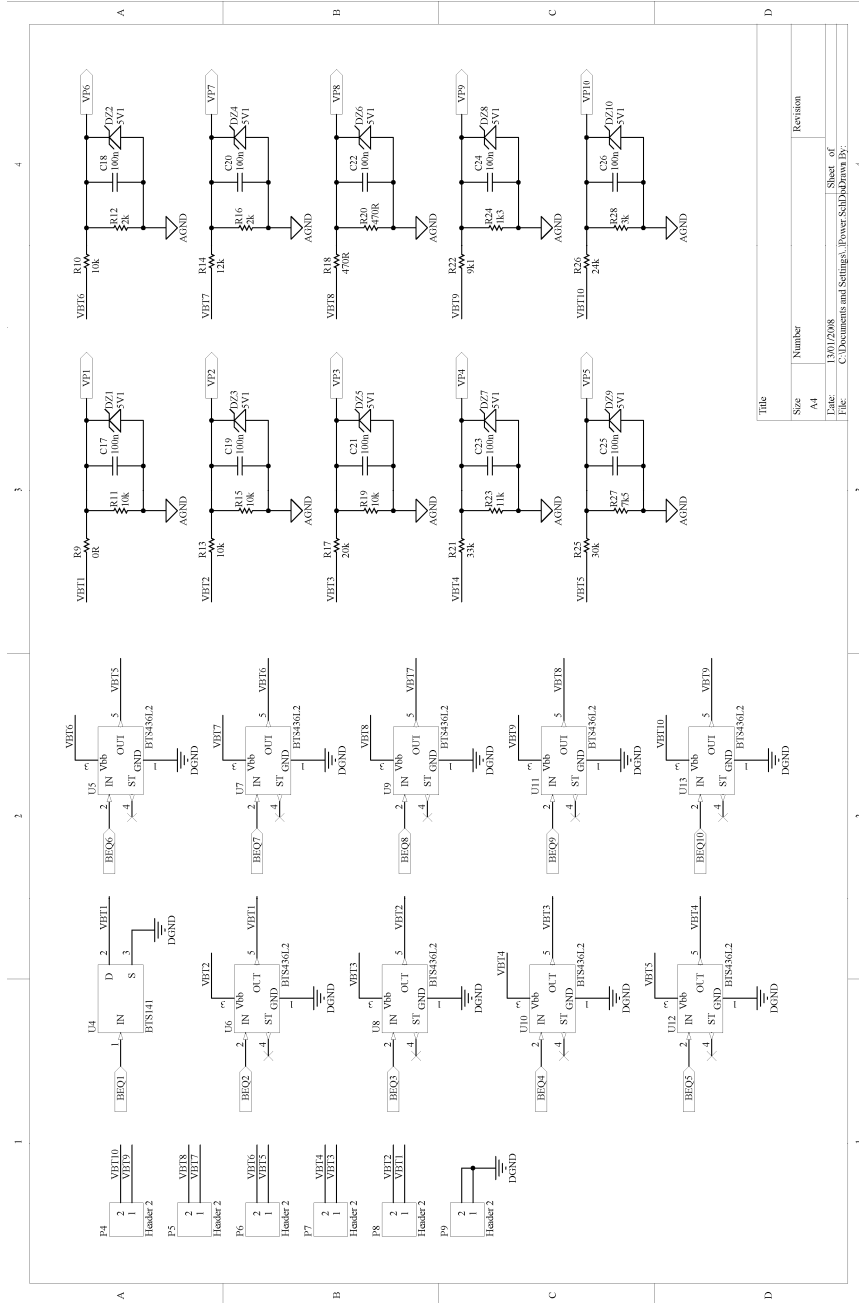


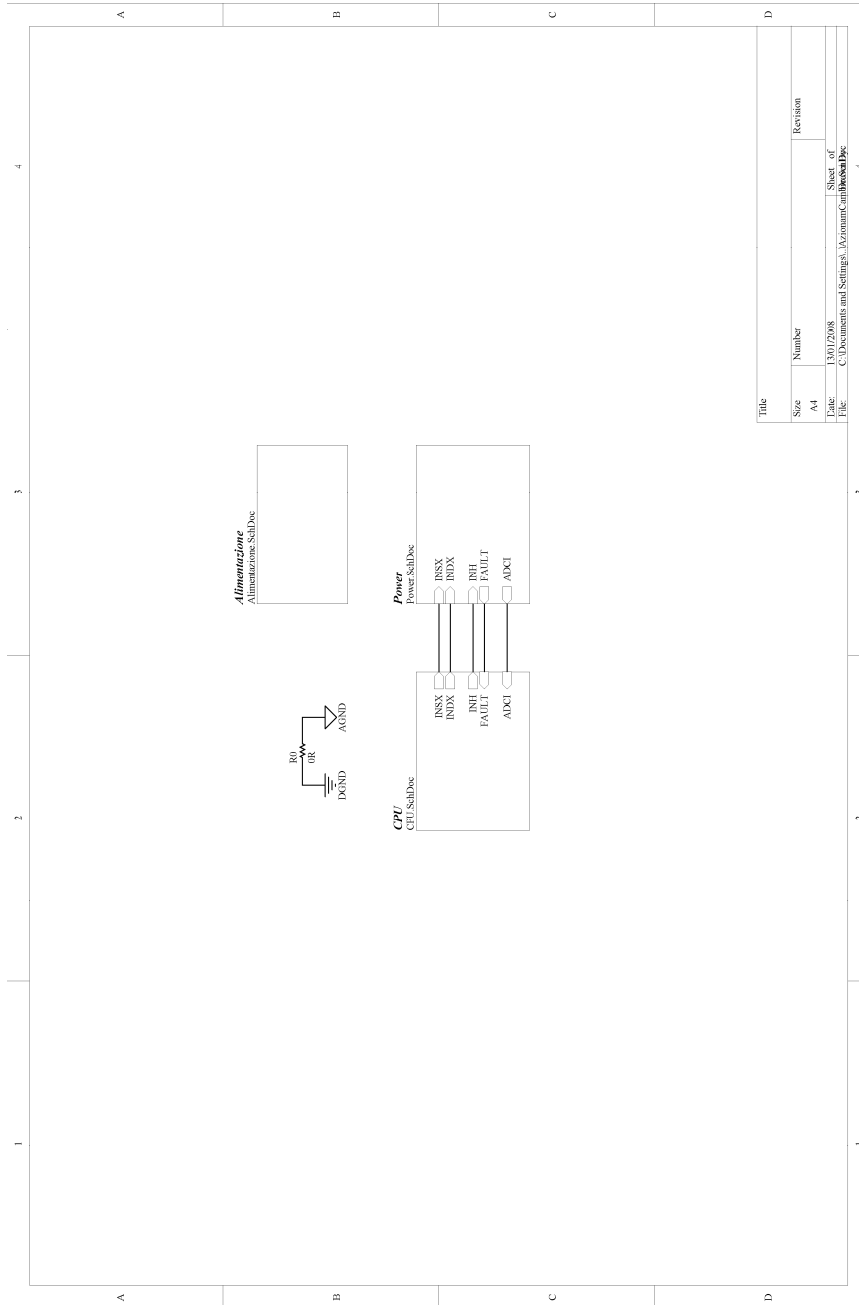
Assorbimenti:
 -12V: Amp. op. eccitazione resolver (60mA/Op, 30mA/Am)
 -12V: Amp. op. eccitazione resolver (100mA/Op, 45mA/Am)
 gate driver (50mA/Am) Tot.: 95mA/Am
 Quantico LEM 2304 = 80mA) + assorbimento per -15V
 (12mA) DAC (100mA/Am) DAC: 5 Amp. op. doppi
 -3.3V: DSP (100mA/Am)

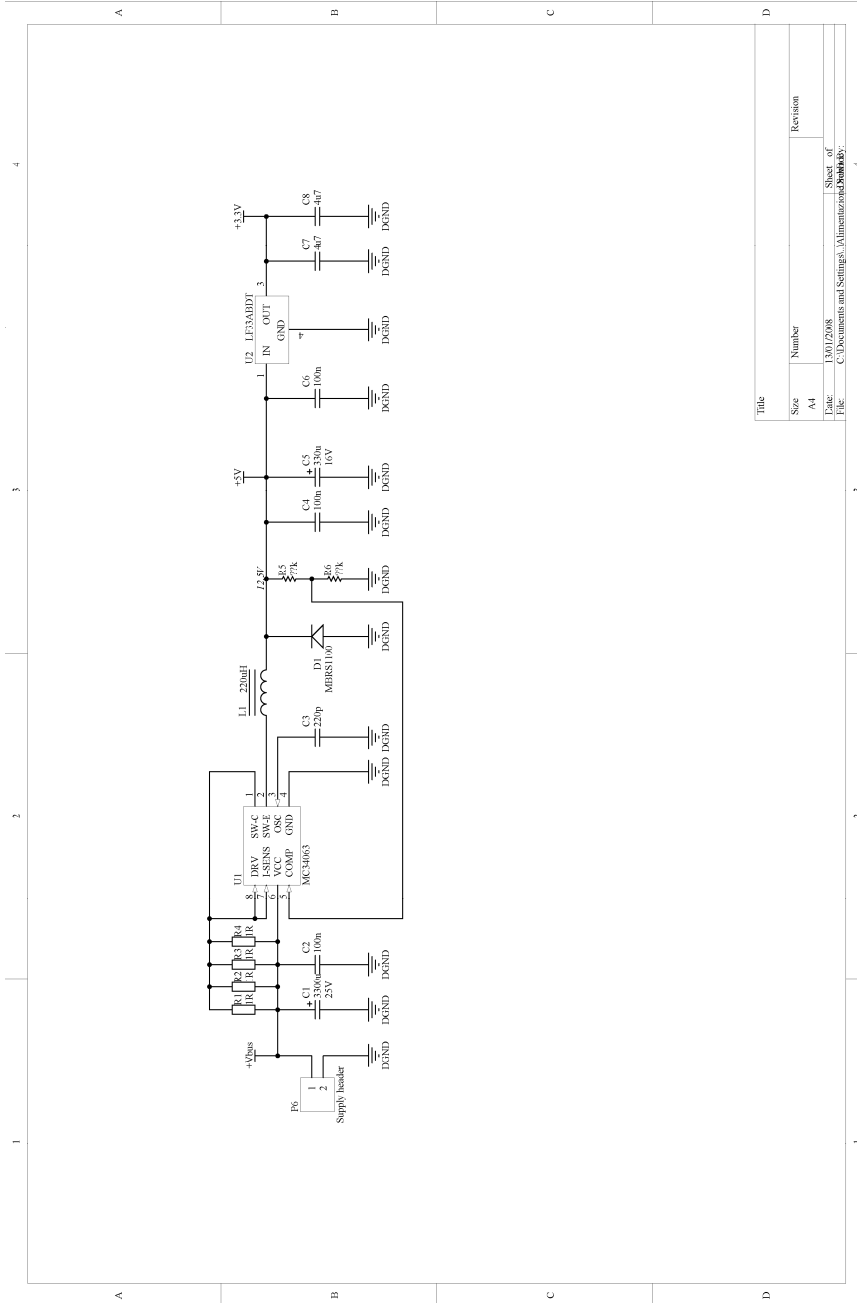


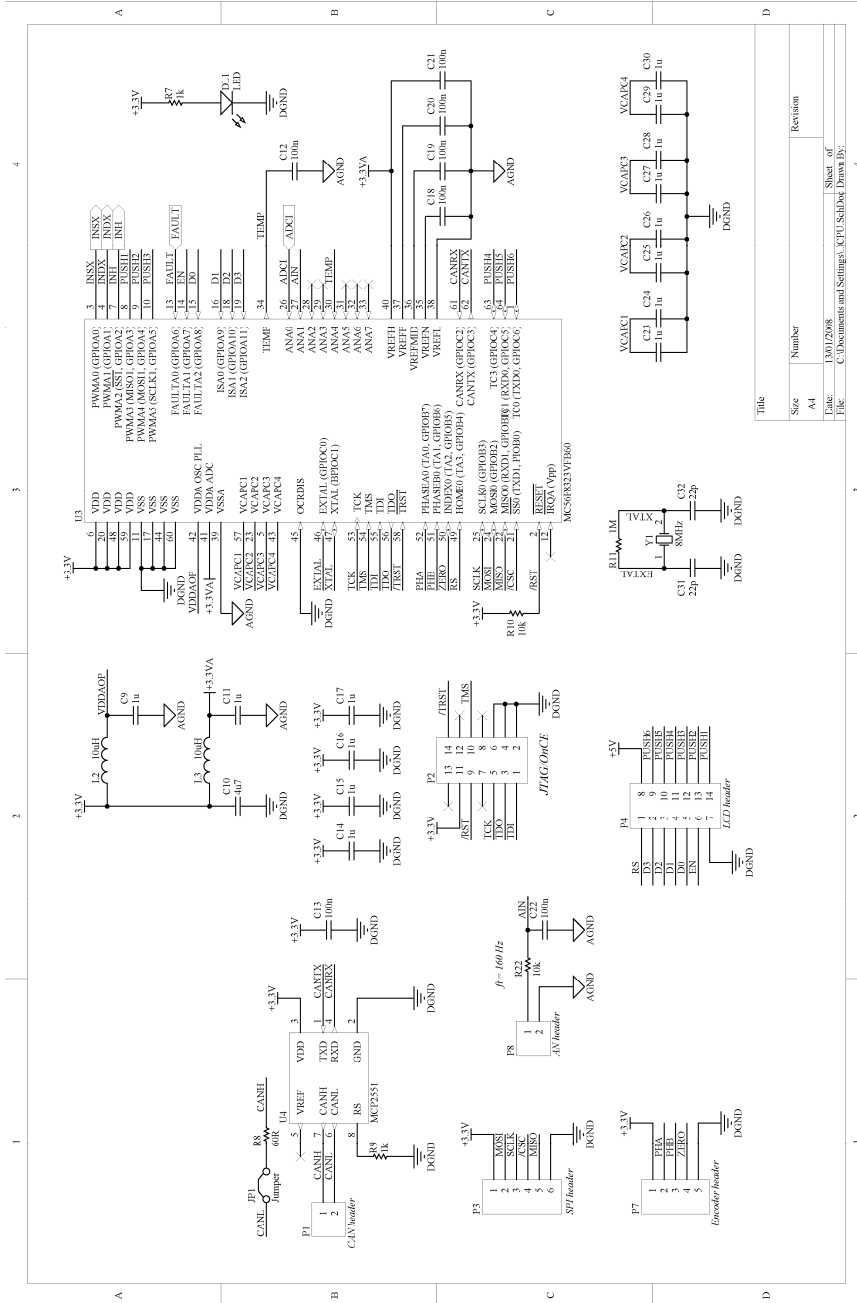




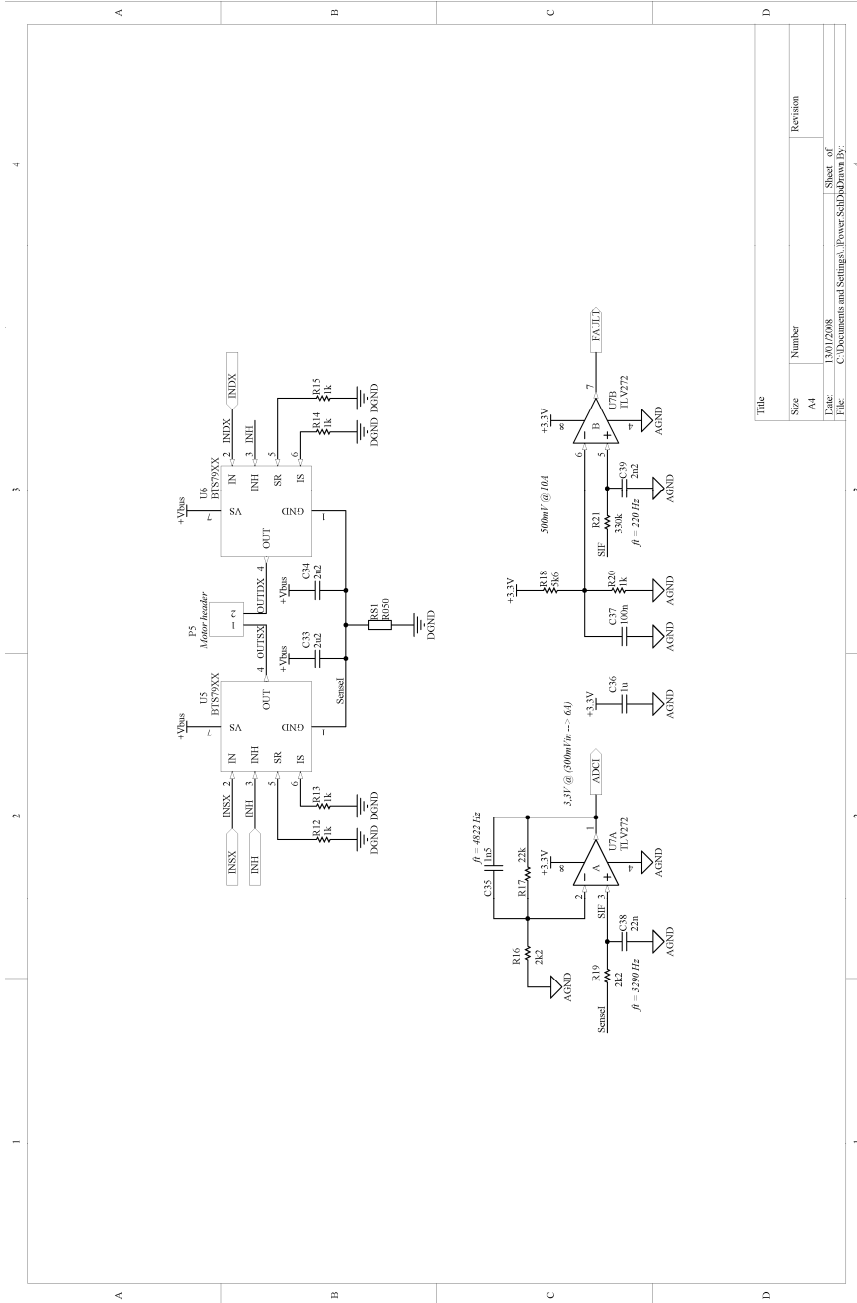


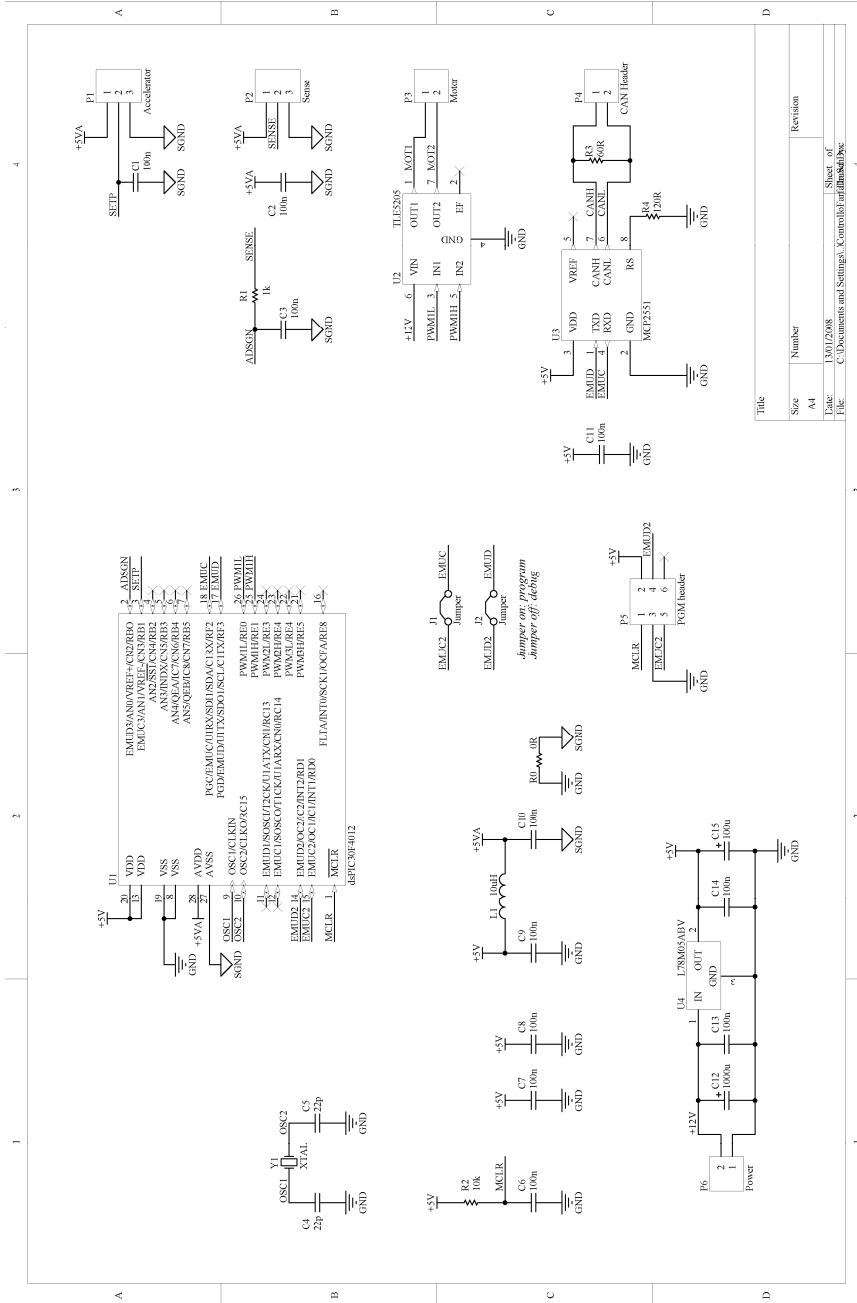






Size	Number	Revision
A4		
Title: C:\Documents and Settings\..._CPU\SchDoc\DrawBy...		
Date: 13/01/2008		
Sheet of 4		





B. Script MATLAB calcolo coefficienti filtro *notch* IIR.

```

%-----
w0=pi*200           %frequenza da tagliare
damp_coeff=0.5      %coefficiente di smorzamento
fs=10000           %frequenza di sampling
num_len=3          %lunghezza numeratore fdt
den_len=3          %lunghezza denominatore fdt
satur=32768        %valore di saturazione

numd=[1 0 w0*w0]    %numeratore notch analogico
dend=[1 2*damp_coeff*w0 w0*w0] %denominatore notch analogico
coeff_num=[0 0 0]
coeff_den=[0 0 0]

[num den]=bilinear(numd,dend,fs) %calcolo coeff con trasf bilineare

%[num den]=impinvar(numd,dend,fs) %calcolo coefficienti con
%trasformazione ad impulso invariato

%calcolo coefficienti numeratore ; sono divisi per 2!
for i=1:num_len
    num(i)=(num(i)*satur)/2
    num(i)=round(num(i))
    if (num(i)<0)
        num(i)=(satur*2)+num(i)
    end
end
coeff_num=dec2hex(num)

%calcolo coefficienti denominatore ; sono divisi per 2!
for i=1:den_len
    den(i)=-den(i)
    den(i)=(den(i)*satur)/2
    den(i)=round(den(i))
    if (den(i)<0)
        den(i)=(satur*2)+den(i)
    end
end
coeff_den=dec2hex(den)

```

C. Script MATLAB calcolo coefficienti filtro *passa-basso IIR.*

```

%-----
w0=2*pi*200           %frequenza da tagliare
polo=1/w0             %coefficiente denominatore
fs=10000              %frequenza di sampling
num_len=2             %lunghezza numeratore fdt
den_len=2             %lunghezza denominatore fdt
satur=32768           %valore di saturazione
numd=[0 1]           %numeratore low-pass analogico
dend=[polo 1]        %denominatore low-pass analogico
coeff_num=[0 0]
coeff_den=[0 0]

[num den]=bilinear(numd,dend,fs)   %calcolo coeffi con trasf bilineare
%[num den]=impinvar(numd,dend,fs) %calcolo coefficienti con
                                     %trasformazione ad impulso invariato
%calcolo coefficienti numeratore ; sono divisi per 2!
for i=1:num_len
    num(i)=(num(i)*satur)/2
    num(i)=round(num(i))
    if (num(i)<0)
        num(i)=(satur*2)+num(i)
    end
end
coeff_num=dec2hex(num)
%calcolo coefficienti denominatore ; sono divisi per 2!
for i=1:den_len
    den(i)=-den(i)
    den(i)=(den(i)*satur)/2
    den(i)=round(den(i))
    if (den(i)<0)
        den(i)=(satur*2)+den(i)
    end
end
coeff_den=dec2hex(den)

```

Bibliografia.

Testi

- [1] L. Bonometti, “*Convertitori di potenza e servomotori brushless*”, Editoriale Delfino, Milano, 1996.
- [2] Y. Dote, “*Servo motor and motion control using digital signal processors*”, Prentice Hall, 1990.
- [3] K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse, “*Sensorless control of AC motor drives*”, IEEE Press, 1996.
- [4] S. K. Mitra, “*Digital signal processing – a computer-based approach*”, 3rd Ed., McGraw-Hill, 2006.
- [5] D. G. Holmes, T.A. Lipo, “*Pulse width modulation for power converters: principles and practice*”, Wiley-IEEE Press, 2003.
- [6] M. H. Rashid, “*Power electronics, circuit, devices and application*”, Prectice-Hall International, 1988.
- [7] G. F. Franklin, J. D. Powell, M. Workman, “*Digital control of dynamic systems*”, 3rd Ed., Addison-Wesley, 1998.
- [8] N. Mohan, W.P. Robbins, T.M. Undeland, “*Power electronics: converters, applications and design*”, Media Enhanced 3rd Ed., Wiley, 2003.
- [9] D. Linden, T. B. Reddy, “*Handbook of Batteries*”, 3rd Ed., McGraw-Hill, 2002.

Documentazione tecnica

- [10] Freescale, “*56F8000 peripheral reference manual*”, Freescale semiconductor Inc., 2005.
- [11] Freescale, “*DSP56F800E 16-bit DSP core reference manual*”, Freescale semiconductor Inc., 2005.
- [12] Freescale, “*56F8323 data sheet*”, Freescale semiconductor Inc., 2005.
- [13] Freescale, “*Motorola DSP assembler reference manual*”, Freescale semiconductor Inc., 1996.
- [14] Freescale, “*56F80x resolver driver and hardware interface*”, Freescale semiconductor Inc., 2005.
- [15] Metrowerks, “*CodeWarrior™ development studio for Freescale DSP56800x embedded systems assembler manual*”, Metrowerks, 2004.
- [16] Microchip, “*dsPIC30F family reference manual*”, Microchip technology Inc. 2006.
- [17] Microchip, “*dsPIC30F3014-4013 data sheet , high performance 16 bit signal controllers*”, Microchip technology Inc. 2006.
- [18] Microchip, “*MPLAB C30 C compilers user’s guide*”, Microchip technology Inc. 2006.
- [19] Freescale, “*BOSCH Controller Area Network (CAN) version 2.0 protocol standard*”, Freescale semiconductor Inc., 2003.
- [20] International Rectifier, “*Motor drive control IC, designer’s manual*”, International Rectifier, 2004.

- [21] R. Agosti, D. Dayton, A. Freilich, W. Grandner, F. Haber, J. Petry, *“Synchro and resolver conversion”*, editorial group of North Atlantic Industries Inc., 1980.
- [22] G. Ellis, J. O. Krah, *“Observer-based resolver conversion in industrial servo systems”*, Kollmorgen Seidel, Germany.

Pubblicazioni scientifiche

- [23] C. C. Chan, *“The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles”*, Proceedings of the IEEE, vol. 95, issue 4, april 2007.
- [24] C. Holder, J. Gover, *“Optimizing the hybridization factor for a parallel hybrid electric small car”*, IEEE Vehicle Power and Propulsion (VPPC) Conference, Windsor, UK, sept 2006.
- [25] G. Maggetto, J. Van Mierlo, *“Electric and electric hybrid vehicle technology: a survey”*, IEE Seminar, 11 april 2000.
- [26] A. Emadi, K. Rajashekara, S. S. Williamson, S. M. Lukic, *“Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations”*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, issue 3, May 2005.
- [27] J. Voelcker, *“Top 10 tech cars (hybrid electric vehicles)”*, IEEE Spectrum, vol. 42, issue 3, march 2005.
- [28] J. Voelcker, *“Top 10 tech cars”*, IEEE Spectrum, vol. 44, issue 4, april 2007.
- [29] A. E. Corbett, C. Mellors, *“Hybrid electric machines”*, IEE Colloquium on Machines and Drives for Electric and Hybrid Vehicles, 28 jun 1996.

-
- [30] S. S. Williamson, S. G. Wirasingha, A. Emadi, “*Comparative investigation of series and parallel hybrid electric drive trains for heavy-duty transit bus applications*”, IEEE Vehicle Power and Propulsion (VPPC) Conference, Windsor, UK, sept 2006.
- [31] M. Ehsani, K. M. Rahman, H. A. Toliyat, “*Propulsion system design of electric and hybrid vehicles*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, issue 1, feb 1997.
- [32] F. A. Wyczalek, “*Hybrid electric vehicles in Europe and Japan*”, IECEC ‘96, 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1996.
- [33] J. M. Miller, “*Power electronics in hybrid electric vehicle applications*”, APEC 2003, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003.
- [34] Li Weimin, Xu Guoqing, Tong Hang, Xu Yangsheng: “*Design of vehicle control unit based on DSP for a parallel HEV*”, IEEE International Conference on Automation and Logistics, Jinan, China, aug 2007.
- [35] Jianmin Duan, Jinjun Xiao, Mingjie Zhang, “*Framework of CANopen protocol for a hybrid electric vehicle*”, IEEE Intelligent Vehicles Symposium, jun 2007.
- [36] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, “*Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: a comparative study*”, IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol. 55, issue 6, nov 2006.
- [37] A. Murray, P. Kettle, F. Moynihan, “*Advances in brushless motor control*”, American Control Conference, 1997.

-
- [38] A. Balkovoy, E. Kallenbach, “*A low cost resolver-to-digital converter*”, Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Technische Universität Ilmenau, 2004.
- [39] R. Hoseinnezhad, P. Harding, “*A novel hybrid angle tracking observer for resolver to digital conversion*”, IEEE Conference on Decision and Control and the European Control Conference, Seville, Spain, 2005.
- [40] A. F. Burke, “*Batteries and ultracapacitors for electric hybrid and fuel cell vehicles*”, IEEE proceedings, vol. 95, issue 4, april 2007.
- [41] S. S. Williamson, A. Khaligh, Sung Chul Oh, A. Emadi, “*Impact of energy storage device selection on the overall drive train efficiency and performance of heavy-duty hybrid vehicles*”, IEEE Vehicle Power and Propulsion (VPPC) Conference, Chicago, Illinois, USA, 2005.
- [42] Yonghua Cheng, J. Van Mierlo, P. Van den Bossche, P. Lataire, “*Energy Sources Control and Management in Hybrid Electric Vehicles*”, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, Slovenia, 2006.
- [43] R. N. Bull, A.R. Tilley, “*Development of new types of zebra batteries for various vehicle applications*”, EVS , Berlin, 2001.
- [44] R. Rao, S. Vrudhula, D. N. Rakhmatov, “*Battery modeling for energy aware system design*”, Computer magazine, vol. 36, issue 12, dec 2003.
- [45] H.L. Chan, D. Sutanto, “*A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems*”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 1, jan 2000.

-
- [46] Lijun Gao, Shengyi Liu, R. A. Dougal, “*Dynamic lithium-ion battery model for system simulation*”, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 25, issue 3, sept 2002.
- [47] S. Barsali, M. Ceraolo, “*Dynamical models of lead-acid batteries: implementation issues*”, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 17, issue 1, march 2002.
- [48] O. Caumont, P. Le Moigne, C. Rombaut, X. Muneret, P. Lenain, “*Energy gauge for lead-acid batteries in electric vehicles*”, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 15, issue 3, sept 2002.
- [49] Y. Morita, S. Yamamoto, Sun Hee Lee, N. Mizuno, “*On-line detection of state-of-charge in lead acid battery using both neural network and on-line identification*”, IECON 2006, the 32nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Paris, France, Nov 2006.
- [50] S. W. Moore, P. J. Schneider, “*A review of cell equalization methods for lithium ion and lithium polymer battery systems*”, Society of Automotive Engineers Inc., 2001.
- [51] N. H. Kutkut, H. L. N. Wiegman, D. M. Divan, D. W. Novotny, “*Charge equalization for an electric vehicle battery system*”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 34, issue 1, jan 1998.
- [52] A. Affanni, A. Bellini, G. Franceschini, P. Guglielmi, C. Tassoni, “*Battery choice and management for new-generation electric vehicles*”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 52, issue 5, oct 2005.

- [53] B. T. Kuhn, G. E. Pitel, P. T. Krein, “*Electrical properties and equalization of lithium-ion cells in automotive applications*”, IEEE Vehicle Power and Propulsion (VPP) Conference, Chicago, Illinois, USA, 2005.
- [54] C. Pascual P. T. Kreins, “*Switched capacitor system for automatic series battery equalization*”, APEC 1997, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997.
- [55] G.A. Kobzev, “*Switched-capacitor systems for battery equalization*”, MTT 2000, Modern Techniques and Technology, VI International Scientific and Practical Conference of Students, Post-graduates and Young Scientists, feb 2000.
- [56] N.H. Kutkut, “*A modular nondissipative current diverter for EV battery charge equalization*”, APEC 1998, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, feb 1998.
- [57] Yuang-Shung Lee, Chun-Yi Duh, Guo-Tian Chen, Shen-Ching Yang, “*Battery equalization using bi-directional Cuk converter in DCVM operation*”, PESC 2005, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Recife, Brazil, jun 2005.
- [58] Yuang-Shung Lee, Ming-Wang Cheng, “*Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings*”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 52, issue 5, oct 2005.
- [59] Yuang-Shung Lee, Szu Chen Han, Yi Pin Ko, “*Micro-controller unit application in fuzzy battery equalization control for battery string*”, ICSMC 2006, IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Taipei, Taiwan, oct 2006.

Internet

- [60] Wikipedia. L'enciclopedia libera, <http://it.wikipedia.org/>
- [61] Battery university, <http://www.batteryuniversity.com/>
- [62] CAN in automation (CIA), <http://www.can-cia.org/>
- [63] CIVES. Commissione Italiana Veicoli Elettrici Stradali,
<http://www.ceiuni.it/CIVES/home.htm>
- [64] Freescale semiconductor Inc., <http://www.freescale.com/>
- [65] Microchip semiconductor Inc., <http://www.microchip.com/>