

LEONARDO

Periodico dell'Ordine degli Ingegneri
della Provincia dell'Aquila

Autorizzazione Tribunale di L'Aquila n. 337 del 1 agosto 1997

N. 28 - SETTEMBRE 2002

DIRETTORE RESPONSABILE

Dott. ing. Giustino Dino IOVANNITI

COMITATO DI REDAZIONE

Dott. ingg. Carlo Alessandro CAROLI,
Ezio DANTE
Pierluigi DE AMICIS
Paolo DE SANTIS
Pasquale DI GIACOMO
Amedeo FIGLIOLINI
Giustino Dino IOVANNITI
Elio MASCIOVECCHIO
Antonio Cesare PATAMIA
Francesco TIRONI
Nicola VELLA
Vincenzo VERROCCHIA
Giuseppe ZIA

EDITORE

Ordine degli Ingegneri della Provincia dell'Aquila

SEDE

L'Aquila - Via S. Bernardino n. 28
Tel. 0862 65959 - Fax 0862 411826 - ordingaq@tin.it

CONSIGLIO DELL'ORDINE DELLA PROVINCIA DELL'AQUILA

Dott. ingg. Giuseppe ZIA (Presidente)
Paolo DE SANTIS (Segretario)
Pasquale DI GIACOMO (Tesoriere)
Ezio DANTE (Consigliere)
Pierluigi DE AMICIS (Consigliere)
Amedeo FIGLIOLINI (Consigliere)
Elio MASCIOVECCHIO (Consigliere)
Nicola VELLA (Consigliere)
Vincenzo VERROCCHIA (Consigliere)

1° DI COPERTINA: Sulmona

("Reintegra dei Regi Tratturi" di Alfonso Crivelli, 1712)

COMPUTER GRAFICA

Gruppo Tipografico Editoriale srl - L'Aquila

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE

Giustino Dino Iovanniti

STAMPA

Gruppo Tipografico Editoriale srl - L'Aquila

In questo numero

Leonardo e I International Symposium
on Industrial Electronics

GIUSTINO IOVANNITI

ISIE 2002:

alcune considerazioni sull'impatto
della conferenza sulla realtà locale

GIUSEPPE ZIA

2002 International Symposium
on Industrial Electronics

CARLO CECATI

Lo Student Forum dell'ISIE 2002

MARCO LISERRE

Realizzazione di una unità
di potenza PWM per macchine elettriche

ENRICO MARIA ROSSI, SALVATORE NICOSIA,
LUCA ZACCARIAN

Determinazione della posa di un
robot mobile usando uno schema attivo
di calibratura

TAE S. JIN, JANG M. LEE

Transistori bipolari a gate isolato (IGBT)
sottoposti a transitori di corto circuito

SALVATORE MUSUMECI, ROSARIO PAGANO,
ANGELO RACITI

Analisi del convertitore risonante
buck-boost a due canali

ISTVÁN NAGY, ISTVÁN DENES, BALÁZS BUTI

Convertitori multilivello
per la trazione elettrica

A. DELL'AQUILA, V. G. MONOPOLI, M. LISERRE



Questo periodico è associato alla
Unione Stampa Periodica Italiana

Il periodico è in distribuzione gratuita e come tale non è in vendita. Viene distribuito a tutti gli Ingegneri iscritti all'Ordine della Provincia dell'Aquila e inviato a tutti gli altri Ordini nonché ad Enti Locali ed esponenti degli ambienti economici, politici, sindacali e professionali e a tutti coloro che ne faranno richiesta.

Gli articoli firmati esprimono il pensiero degli autori e non impegnano né l'editore né la Redazione che non si assumono alcuna responsabilità per eventuali danni causati da informazioni errate.

Le pagine della rivista sono aperte a tutti coloro, ingegneri e non, che vorranno collaborare con articoli, progetti, relazioni, commenti, lettere e critiche su argomenti riguardanti, direttamente o indirettamente, la nostra professione. Chi desidera può inviare, in duplice copia, il proprio contributo alla redazione presso la sede dell'Ordine; l'eventuale pubblicazione è subordinata all'insindacabile giudizio del Comitato di Redazione.

Testi, fotografie e disegni, anche se non pubblicati, non verranno restituiti.

Leonardo e l'International Symposium on Industrial Electronics

Ing. GIUSTINO IOVANNITI

Direttore della Rivista

L'Ordine degli Ingegneri della Provincia dell'Aquila, nel quadro delle attività di sostegno e di sviluppo della professione dell'ingegnere, ha dato il proprio contributo al Forum sull'elettronica industriale International Symposium on Industrial Electronics, tenutosi all'Aquila nei mesi scorsi.

Nel contesto del Convegno sono stati presentati oltre 250 lavori su un campo di applicazione che va dai sistemi eolici e fotovoltaici alla riduzione dell'inquinamento elettromagnetico, dal controllo dei processi e dei robot alla ricostruzione d'immagini, dalla produzione, utilizzazione e controllo dell'energia elettrica ai veicoli intelligenti.

In tale contesto il nostro Ordine Provinciale ha dato il proprio contributo oltre che di organizzazione e partecipazione, anche attraverso un premio nello Student Forum.

Il premio è stato vinto da uno dei lavori presentati che viene pubblicato in questo numero di *Leonardo*, insieme agli altri lavori vincitori ed insieme agli interventi degli organizzatori dell'importante conferenza scientifica.

Apri questo numero speciale della Rivista, l'intervista del Presidente Provinciale ing. Giuseppe Zia, al curatore dell'International Symposium on Industrial Electronics, prof. ing. Carlo Cecati, nella quale vengono evidenziate le ricadute che tale Conferenza Internazionale può generare nella realtà locale e nella professione di ingegnere.



ISIE 2002: alcune considerazioni sull'impatto della conferenza sulla realtà locale

Ing. GIUSEPPE ZIA

Presidente dell'Ordine degli Ingegneri della Provincia dell'Aquila

Ing. Zia: Prof. Cecati, può illustrarci brevemente l'importanza di conferenze quali l'ISIE ed in particolare i risvolti dell'edizione svoltasi a L'Aquila, anche con riferimento alla professione di ingegnere?

Prof. Cecati: Certamente: l'International Symposium on Industrial Electronics è senza dubbio uno dei più importanti Forum sull'elettronica industriale. Esso ha cadenza annuale e nell'edizione "aquilana" ha coinvolto circa mille ricercatori di tutto il mondo fra autori, revisori e membri dei comitati scientifico ed organizzatore. I lavori presentati hanno riguardato numerosi problemi dell'automazione industriale ma gli studi e le soluzioni proposte sono di ben più ampio interesse ingegneristico, industriale e sociale. Alla conferenza hanno partecipato i più prestigiosi esperti mondiali del settore, sono stati tenuti alcuni tutorial e sono stati presentati 251 lavori. Fra questi, oltre cento avevano come argomento l'elettronica di potenza cioè i convertitori statici, gli azionamenti elettrici, i sistemi eolici e fotovoltaici, le celle a combustibile ed altri temi riconducibili alla produzione, all'utilizzazione e soprattutto al controllo dell'energia elettrica. Una cinquantina hanno riguardato vari aspetti delle misure industriali, della ricostruzione di immagini, del controllo di processi e dei robot, della riduzione dell'inquinamento elettromagnetico ecc. Altri venticinque hanno riguardato la mecatronica, quindi (ma non solo) i robot, la loro realizzazione ed il loro controllo. I rimanenti hanno affrontato lo studio delle problematiche di comunicazione in ambito industriale, dei sistemi intelligenti (reti neurali e sistemi fuzzy), i veicoli intelligenti ed altre te-

matiche molto avanzate. I contenuti tecnici e scientifici della conferenza sono di grande interesse oltre che per gli studiosi anche per tante industrie grandi e piccole, locali e non. Partecipo ogni anno a varie conferenze internazionali: è abbastanza frequente incontrare un buon numero di persone provenienti dal mondo industriale, soprattutto giapponesi, coreani ed americani. Molte ditte e molti consulenti (soprattutto americani) partecipano attivamente alle attività dell'IEEE ricoprendo incarichi organizzativi di rilievo. Ciò sta ad indicare che tali conferenze, oltre che essere dei convegni scientifici, sono occasioni per avviare nuove collaborazioni ed iniziative a carattere industriale e commerciale. Le idee presentate sono spesso trasformate in nuovi prodotti o quantomeno nel miglioramento dei prodotti esistenti.

Pertanto l'ISIE 2002 dell'Aquila ed ancor più l'impatto dei temi trattati, possono essere estremamente importanti per tutti noi, ben più di quanto non lo siano altre iniziative a cui viene data grande enfasi sui media ed a livello politico. Il miglioramento e la razionalizzazione dei processi produttivi e dei prodotti industriali, dell'utilizzazione dell'energia e quant'altro discusso nell'ISIE sono gli elementi fondamentali per una crescita "sostenibile". Potremmo eliminare automobili, riscaldamento ecc. ma non le fabbriche. Più realisticamente possiamo migliorare entrambi e l'ISIE 2002 ha fornito sicuramente un significativo contributo in tale direzione. Un numero considerevole di proposte presentate nel corso della conferenza possono realmente portare ad una riduzione dei consumi energetici ed ad un miglioramento dei prodotti,

quindi ad un miglioramento dell'Ambiente e/o degli ambienti e delle condizioni di lavoro. Tutti gli apparecchi di consumo (dai computer ai telefoni cellulari alle più sofisticate automobili e quant'altro disponibile oggi, esistono e sono diffusi a larga scala, solo perché esiste l'elettronica industriale. In tale contesto, il ruolo dell'ingegnere è chiaramente centrale.

Ing. Zia: Può la conferenza rispondere alle problematiche di occupazione e sviluppo territoriale locale, in un periodo in cui la globalizzazione deindustrializza e finanziarizza, lasciando spazio nei paesi tecnologicamente avanzati solo ad iniziative produttive ad alto valore aggiunto?

Prof. Cecati: Come già detto, durante la conferenza sono state proposte alcune idee estremamente interessanti ed innovative: alcune potrebbero essere fatte proprie dalle industrie locali e trasformate, a seconda dei casi, in prodotti od in un miglioramento della capacità produttiva. Per esempio, alcuni dei futuri scenari prospettati dal Dott. La Porta dei laboratori Bell in USA e riguardanti le comunicazioni wireless in ambito industriale, potrebbero essere fatti propri dalle aziende locali, aprendo nuovi mercati e quindi consentendone il rilancio. Analogamente, molte proposte fatte nel campo dell'elettronica industriale e della mecatronica potrebbero essere facilmente adottate da numerose aziende (anche medio-piccole) della regione. Tali proposte, infatti, richiedono per la loro attuazione mezzi finanziari abbastanza limitati. I fondi possono essere reperiti totalmente o quasi usufruendo dei sostegni di avvio attività e/o di finanziamento erogati dalla regione; il supporto tecnico può essere facilmente trovato

presso l'università. Purtroppo devo dire che la sensibilità mostrata dai vari enti locali nei confronti della conferenza è stata alquanto limitata e conseguentemente la pubblicità a livello locale è stata oggettivamente carente e la partecipazione delle ditte locali scarsa. Per poter fare una massiccia opera di promozione locale sarebbe stato necessario avere congrui finanziamenti, per mezzo dei quali divulgare l'iniziativa in ambito locale ed incentivare la partecipazione delle aziende locali. Devo dare atto all'Ordine degli Ingegneri di aver subito compreso l'importanza della manifestazione e delle ricadute che essa potrebbe dare. Questo numero di *Leonardo* e la sponsorizzazione dello Student Forum ne sono chiara testimonianza. Sono convinto che questo numero speciale di *Leonardo* sia un eccellente veicolo di una diffusione dei risultati della conferenza sul territorio. In tal senso offro la mia piena disponibilità a favorire al massimo questo processo. Il sito della conferenza è ancora attivo all'indirizzo <http://isie2002.univaq.it>; qui è possibile trovare il programma della manifestazione e quindi i titoli e gli autori delle memorie presentate. Le ditte od i colleghi interessati possono rivolgersi a me per avere la documentazione di loro interesse o per avviare collaborazioni. Ritengo inoltre che la conferenza sia stata utile, purtroppo a posteriori, anche per far comprendere ad alcuni politici l'importanza di tale tipo di manifestazioni: quindi essa può essere il punto di partenza per nuovi incontri. A tal proposito stiamo già progettando alcuni seminari specialistici a cui invitare in qualità di relatori alcuni fra gli esperti che già hanno partecipato all'ISIE; non escludiamo inoltre di organizzare nel futuro workshops altamente specialistici nei settori dell'automazione industriale.





2002 International Symposium on Industrial Electronics

CARLO CECATI

Università degli Studi dell'Aquila

Dall'8 all'11 Luglio 2002, si è svolta, presso il Convento di Collemaggio dell'Aquila, la conferenza internazionale denominata "2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics", organizzata dall'Industrial Electronics Society con la technical co-sponsorship" della SICE (Society of Instruments and Control Engineers), giapponese e dell'Università degli Studi dell'Aquila nonché il patrocinio, fra gli altri, dell'Ordine degli Ingegneri della Provincia dell'Aquila.

I general chairmen della conferenza sono stati lo scrivente, Carlo Cecati, docente della Facoltà di Ingegneria dell'Università degli Studi dell'Aquila nonché membro del Consiglio Direttivo dell'IEEE Industrial Electronics Society, e James C. Hung, Professore Emerito della University of Tennessee, USA, ex presidente della Società.

L'ISIE è una delle due più importanti conferenze che si organizzano ogni anno nel mondo nel settore dell'elettronica industriale. Nelle passate edizioni si è svolta in Corea, Messico, Slovenia, Sud Africa, Portogallo, Polonia, sino ad arrivare alla Cina, sede della prima edizione tenutasi nel 1992.

L'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), principale organizzatore, è per quanti non la conoscono, un'associazione senza fini di lucro che conta 377.000 soci nel mondo ed ha, come fini istituzionali, la divulgazione, nelle varie forme (principalmente pubblicazione di libri e riviste scientifici, organizzazione di convegni e conferenze, definizione e pubblicazione di standard), delle conoscenze nel campo dell'ingegneria elettrica ed elettronica.

Dopo una rigorosa selezione, che ha coinvolto circa duecento revisori scelti fra gli esperti di elettronica industriale di tutto il mondo, il programma scientifico della Conferenza comprendeva 251 lavori provenienti da oltre 40 distinte nazioni e inviati da circa 700 autori.

Unitamente alla conferenza si è tenuto anche uno Student Forum, una sorta di conferenza/competizione, rivolta agli studenti ed ai neolaureati. I cinque migliori lavori presentati nel corso dello Student Forum sono stati premiati con un diploma ed premio in denaro, inteso quale contributo alle spese di partecipazione alla conferenza. Il primo premio è stato generosamente e, a mio giudizio molto opportunamente, offerto dall'Ordine degli Ingegneri della Provincia dell'Aquila, che qui ringrazio pubblicamente a titolo personale ed a nome dell'IEEE Industrial Electronics Society.

Gli argomenti oggetto della Conferenza e dello Student Forum possono essere riassunti nei seguenti punti:

TECNOLOGIE EMERGENTI: Veicoli elettrici e trasporto intelligente, applicazioni industriali delle tecnologie di internet, multimediali e wireless, ASICS (circuiti integrati dedicati) per l'elettronica industriale

AUTOMAZIONE DI FABBRICA: Processi continui e discreti, comunicazioni, sistemi informativi, software per l'automazione
CONTROLLO, STRUMENTAZIONE E TRATTAMENTO DEI SEGNALE IN AMBITO INDUSTRIALE: Tecnologie di controllo, modellistica e simulazione, algoritmi, elaborazione di segnali e immagini, controllo di autoveicoli

SISTEMI INTELLIGENTI: Applicazioni industriali di reti neurali, fuzzy logic, algoritmi genetici ecc.

MECCATRONICA Sensori ed attuatori, robotica, sistemi di visione, MEMS

ELETTRONICA DI POTENZA: Convertitori, macchine e azionamenti elettrici.

Circa la metà dei lavori riguardavano l'elettronica di potenza, una cinquantina il controllo e della strumentazione industriale, gli altri erano equamente distribuiti fra le rimanenti track.

Oltre ai lavori selezionati dal Comitato

Scientifico, presieduto dai Professori Enrico Pagano dell'Università di Napoli e Ren C. Luo, Rettore della National Chung Chang University, Taiwan, sono stati presentati tre invited papers, tre tutorials e due workshops. Questi ultimi, hanno riguardato alcuni software per la simulazione degli apparati elettrici/elettronici.

La cerimonia di apertura si è tenuta presso il Teatro Comunale dell'Aquila. Dopo i saluti del Rettore dell'Università degli Studi dell'Aquila, Prof. Luigi Bignardi, del Sindaco Avv. Biagio Tempesta e dell'Assessore Dott. Francesco Pistoia per l'Amministrazione Comunale e dell'Assessore Ermanno Lisi per l'Amministrazione Provinciale, il Prof. Okyay Kaynak, presidente dell'IEEE Industrial Electronics Society e il Prof. Fumio Harashima della SICE (Society of Instrumentation and Control of Japan) hanno ringraziato per l'ospitalità ed hanno aperto i lavori dando avvio alla sessione plenary, comprendente tre memorie.

Il primo speaker, il Prof. Francesco Profumo, del Politecnico di Torino, ha presentato la nuova frontiera nella progettazione degli attuatori elettrici: i motori con nucleo in materiale plastico. Il secondo speaker, Prof. Hidechi Hashimoto, dell'Institute of Industrial Science della University of Tokyo ha presentato i più recenti risultati e le idee più eccitanti sullo "spazio intelligente", cioè un ambiente dove si hanno una ideale coesistenza fra computer, robot e l'uomo, al fine di rendere più semplice e soddisfacente la vita di quest'ultimo. Per finire, il Dott. Thomas La Porta, dei Bell Labs, USA, ha prospettato i futuri sviluppi delle tecnologie wireless, con particolare riferimento alle applicazioni in ambito industriale.

Particolarmente significativi ed affollati sono stati i tre tutorial. Il primo è stato tenuto dal Dr. Santanu Dutta, della Philips USA, che ha presentato con ampi dettagli progettuali i "System on Chip", cioè i componenti singoli che integrano in un unico contenitore (chip) i

microprocessori e tutti gli altri componenti necessari per una specifica applicazione. Il secondo giorno è stata la volta del Prof. Bimal K. Bose, considerato il massimo esperto mondiale nel settore della Power Electronics. Bose ha riassunto le principali tematiche nel campo dell'elettronica di potenza e degli azionamenti elettrici delineando anche i futuri scenari.

L'ultimo tutorial è stato presentato dal Prof. Alfredo Testa, della Seconda Università di Napoli, che ha presentato un'eccellente rassegna delle problematiche di qualità dell'alimentazione elettrica in presenza di carichi non lineari. Tale argomento è di grande attualità in campo industriale e per tutte le numerose implicazioni dell'inquinamento armonico nella rete elettrica.

È praticamente impossibile riassumere e/o commentare il contenuto dei 250 lavori presentati durante la conferenza; si può comunque affermare che le varie sessioni (ogni giorno c'erano tre o quattro sessioni in parallelo, sulle varie tematiche) erano tutte affollatissime e sono state sede di dibattiti talvolta anche molto vivaci.

Gli atti della conferenza (pubblicati sia in formato cartaceo che su CDROM) possono essere acquistati all'IEEE ed, eccezionalmente, consultati presso la sede dell'Ordine. L'elenco dei lavori è consultabile sul sito dell'Ordine e quello della conferenza (<http://www.ordinaq.it>; <http://isie2002.univaq.it>).

Mentre i migliori dieci lavori della conferenza saranno pubblicati dalla rivista IEEE Transactions on Industrial Electronics, il presente numero di Leonardo pubblica i sunti dei cinque migliori lavori dello Student Forum. Ritengo che tale iniziativa, voluta dal Presidente Ing. Giuseppe Zia, sia particolarmente significativa, in quanto testimonia l'interesse e l'impegno dell'Ordine verso le giovani leve, senza il cui entusiasmo la ricerca scientifica e tecnologica (ma non solo) avrebbe sicuramente uno sviluppo molto più lento.





Lo STUDENT FORUM dell'ISIE 2002

MARCO LISERRE

Politecnico di Bari

L'IEEE International Symposium on Industrial Electronics, è spesso caratterizzato, rispetto ad altre conferenze, dalla presenza di uno Student Forum, cioè di uno "spazio" dedicato esclusivamente agli studenti. L'edizione del 2002 ha dato ampio risalto a tale lodevole iniziativa, prevedendo la presentazione e la discussione di 16 lavori proposti da studenti e/o dottorandi provenienti da 8 nazioni: Corea del Sud, Danimarca, Germania, India, Italia, Svezia, Ungheria e Tunisia. L'obiettivo dello Student Forum nell'ISIE è principalmente quello di far incontrare gli studenti dei corsi di diploma universitario, di laurea e di dottorato con esperti internazionali nel campo della elettronica industriale sia dell'università che dell'industria, ciò al fine di favorire lo scambio di competenze e la creazione di collaborazioni.

Questa edizione dello Student Forum ha cercato di dare, con indubbio successo, la massima visibilità al contributo studentesco alla ricerca scientifica. Tutti i sedici articoli accettati per lo Student Forum sono stati presentati direttamente dagli studenti e pubblicati negli atti della conferenza: i cinque migliori lavori sono stati presentati durante le sessioni orali della conferenza, i restanti undici sono stati invece presentati durante una sessione poster.

Otto dei partecipanti allo Student Forum hanno beneficiato di un premio/borsa di studio di 500 dollari USA offerto dalla IES.

L'Ordine degli Ingegneri della Provincia di L'Aquila ha partecipato attivamente allo Student Forum, finanziando i premi per "il miglior articolo" e per il "miglior poster".

Come evidenziato dal Prof. Okyay Kaynak

(Presidente dell'IEEE-IES e Chairman, insieme allo scrivente, dello Student Forum), la sponsorizzazione dell'Ordine degli Ingegneri della Provincia di L'Aquila è stata particolarmente significativa ed apprezzata ed ha sicuramente aumentato la visibilità del Forum all'interno della conferenza.

All'interno di questo successo scientifico c'è anche un piccolo successo nazionale, dovuto agli studenti italiani che risultano autori di tre dei cinque migliori articoli.

Ringrazio, anche a nome del Prof. Kaynak (nella duplice veste di Student Forum Co-Chair e di Presidente della Industrial Electronics Society), l'Ordine degli Ingegneri della Provincia di L'Aquila per aver ulteriormente accresciuto la visibilità del contributo studentesco alla ricerca, pubblicando su "Leonardo" i sunti (in italiano) dei cinque articoli di eccellenza:

- "Determinazione della posa di un robot mobile usando uno schema attivo di calibratura" di Tae S. JIN e Jang M. LEE (COREA DEL SUD) - Selezionato per la presentazione orale - Premio dell'Ordine degli Ingegneri per il miglior articolo;
- "Analisi del convertitore Buckboost risonante a due canali" di István Nagy, István Dènes e Balázs Buti (UNGHERIA) - Selezionato per la presentazione poster - Premio dell'Ordine degli Ingegneri per il miglior poster - Premio/borsa di studio dell'IES;
- "Realizzazione di una unità di potenza PWM per macchine elettriche" di Enrico Maria Rossi, Salvatore Nicosia e Luca Zaccarian (ITALIA) - Selezionato per la presentazione orale;
- "Transistori bipolari a gate isolato (IGBT)

sottoposti a transitori di corto circuito" di Salvatore Musumeci, Rosario Pagano e Angelo Raciti (ITALIA) - Selezionato per la presentazione orale - Premio/borsa di studio dell'IES;

- "Convertitori Multilivello per la Trazione Elettrica" di Antonio Dell'Aquila, Vito Giuseppe Monopoli e Marco Liserre - Selezionato per la presentazione orale - Premio/borsa di studio dell'IES.

Come il lettore potrà constatare, tali lavori sono spesso corredati di risultati sperimentali e comunque fortemente orientati ad applicazioni industriali: questo testimonia l'elevato livello di preparazione dei giovani autori-ingegneri.

Concludo con un'altra testimonianza del par-

ticolare successo di questa edizione dello Student Forum che è anche un invito e fa nascere una speranza. L'apprezzamento tributato a questa iniziativa ha spinto gli organizzatori della conferenza ISIE 2003 che si terrà in Brasile dal 9 al 12 Giugno del 2003, a chiedere alla Prof. M. I. Valla, al Prof. F. Lizarralde ed al sottoscritto di organizzare nuovamente uno Student Forum nell'ambito dell'ISIE 2003 con caratteristiche simili a quelle dell'edizione aquilana.

Un invito è quindi rivolto a tutti gli studenti che leggeranno queste righe a proporre il loro contributo. La speranza è che la prossima edizione contribuisca ulteriormente ad ampliare la visibilità dell'impegno e dell'apporto studentesco nella ricerca scientifica.





Realizzazione di una unità di potenza PWM per macchine elettriche

ENRICO MARIA ROSSI, SALVATORE NICOSIA, LUCA ZACCARIAN

Laboratorio di Robotica e Automazione, Università di Roma, Tor Vergata, Via del Politecnico 1, 00133 Roma, Italia
E-mail: nicosia,zack@disp.uniroma2.it

Questo lavoro è stato parzialmente supportato da MIUR, progetto MISTRAL e ASI, fondo I/R/152/00.

(Sunto dell'articolo originale in inglese)

Introduzione

I convertitori di potenza per macchine elettriche basati su tecniche PWM rappresentano oggi la più comune architettura impiegata nella progettazione di azionamenti per motori elettrici. L'utilizzo di questa tecnica comporta una riduzione della potenza dissipata, intesa come frazione della potenza d'uscita (vedere *e.g.*, [4 ch. 8], [1]). Sebbene questa tecnica sia basata su idee piuttosto semplici, molti problemi di implementazione associati alla realizzazione di driver PWM possono essere affrontati in modi differenti, che corrispondono a soluzioni più o meno versatili e/o costose.

L'obiettivo principale di questo lavoro, inizialmente, era la realizzazione di un'unità di potenza ad elevate prestazioni per il controllo di motori SR (*switched reluctance*). È ben noto (vedere, *e.g.*, [3], [5], [6], [2]) che uno dei fattori importanti nel controllo di tali motori è rappresentato dalla coda di corrente residua che permane nella fase statorica anche quando questa non è più alimentata. Infatti, in alcuni casi in particolare, risulta fondamentale far decadere quanto più rapidamente possibile la corrente residua al fine di evitare indesiderate coppie resistive che ridurrebbero l'efficienza del dispositivo comportando, inoltre, un incremento del *ripple* di coppia.

Il prototipo realizzato (mostrato in Figura 1) è caratterizzato dalle seguenti peculiarità:

- 1 La risposta in corrente del convertitore risulta essere molto veloce in virtù dell'impiego della strategia di controllo denominata *hard-chopping*;
- 2 l'unità di potenza può essere utilizzata sia

come convertitore monofase bipolare sia come convertitore trifase unipolare;

- 3 il convertitore di potenza può essere configurato come un regolatore di corrente mediante l'uso di sensori di corrente ad alta precisione e di un controllore hardware PID regolabile;
- 4 l'amplificatore di potenza realizzato risulta essere una soluzione piuttosto economica grazie alla disponibilità di moderni dispositivi a semiconduttore a basso costo.

Descrizione del prototipo

Nella Figura 1 è riportata una fotografia del prototipo realizzato nel laboratorio di Robotica dell'Università di Roma, Tor Vergata. Lo schema funzionale del dispositivo è riportato nella Figura 3, dove sono visibili tre stadi principali per ciascuna delle tre fasi: lo *stadio di controllo*, lo *stadio PWM* e lo *stadio di potenza*. Gli ingressi al dispositivo consistono in tre segnali di riferimento relativi alle correnti desiderate per ciascuna fase; mentre, in uscita, si prelevano le tensioni di alimentazione delle fasi statoriche ed i segnali relativi alle correnti di ciascuna fase.



Fig. 1 - Il prototipo dell'unità di potenza.

Il prototipo è stato realizzato su due schede separate: una scheda di potenza ed una di controllo. La prima scheda (che corrisponde alla scheda in basso non visibile nella Figura 1 ed alla fotografia a destra nella Figura 2) è la *scheda di potenza*, che contiene gli stadi di potenza delle tre fasi, i relay necessari per configurare il convertitore nelle modalità unipolare o bipolare ed i circuiti di protezione. La seconda scheda (che corrisponde alla scheda in alto visibile nella Figura 1 ed alla fotografia a sinistra nella Figura 2) è la *scheda di controllo*. Questa scheda contiene tutte le parti del circuito a bassa potenza, in particolare lo stadio PWM e lo stadio di controllo della Figura 3.

Nella Figura 3 si mostra anche che l'architettura del convertitore di potenza permette una riconfigurazione dei tre semi-ponte (unipolari) in modo tale che il terzo semi-ponte (denominato "Fase C") sia disconnesso dal motore ed i primi due semi-ponte siano connessi a formare un ponte completo (bipolare). La configurazione prescelta può essere imposta semplicemente modificando la posizione di un apposito *jumper*.

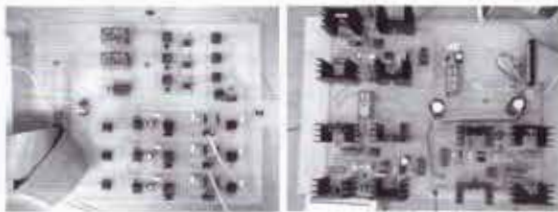


Fig. 2 - Visione dall'alto delle due schede del prototipo

Oltre ai tre stadi principali, descritti qui di seguito, il dispositivo è dotato di alcuni circuiti secondari (qui non riportati per brevità) perlopiù relativi alla massa e ai sistemi di protezione che ne garantiscono il corretto funzionamento.

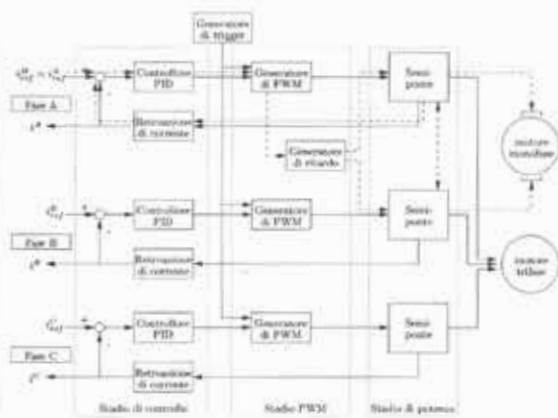


Fig. 3 - Schema funzionale dell'unità di potenza mostrata in fig. 1 (connessioni continue: modalità trifase unipolare; connessioni tratteggiate: modalità monofase bipolare).

A. Stadio di potenza

In Figura 4 è rappresentato lo schema di un convertitore trifase con topologia a semi-ponte (solo due fasi sono rappresentate, per

semplicità). Questa configurazione comporta elevata efficienza, affidabilità e flessibilità di controllo. Inoltre, la topologia a semi-ponte previene il dispositivo dagli *shoot-through*, cosicché non sono necessari circuiti di protezione aggiuntivi.

La strategia di controllo da noi utilizzata con la quale vengono gestite le commutazioni ad alta frequenza dei MOSFET è chiamata *voltage chopping* (vedere, e.g., [7]). Ci sono due tipologie di *voltage chopping*: il *soft-chopping* è la tecnica in cui la tensione applicata al carico induttivo L commuta tra i valori V e zero; mentre, l'*hard-chopping* è la tecnica con cui la tensione applicata ad L commuta tra i valori V e $-V$. Controllando il *duty-cycle* di queste commutazioni ad alta frequenza, è possibile imporre la corrente che scorre nel carico induttivo L . In questo lavoro abbiamo adottato la tecnica *hard-chopping*; è stata preferita in quanto con essa la scarica della corrente residua nell'avvolgimento è più rapida e si riducono gli indesiderati effetti "coda".

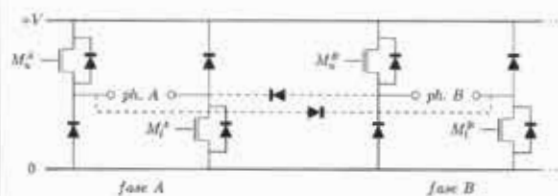


Fig. 4 - Convertitore a semi-ponte asimmetrico.

Come detto sopra, modificando la posizione di un apposito *jumper*, l'unità di potenza in Figura 1 può operare come un convertitore monofase bipolare. L'inserzione del *jumper*, infatti, oltre a disabilitare la fase C, attiva le connessioni tratteggiate della Figura 4 che trasformano i due semi-ponte delle fasi A e B in un unico ponte completo (bipolare).

In questa configurazione il ponte è guidato da due segnali PWM ottenuti entrambi dal segnale PWM della fase A mediante il blocco denominato "generatore di ritardo" nella Figura 3. L'intervento di questo dispositivo coordina le commutazioni dei MOSFET evitando di incorrere in pericolosi *shoot-through* (verificabili con una topologia a ponte completo) che danneggerebbero seriamente lo stadio di potenza.

B. Stadio di controllo

Lo stadio di controllo dello schema riportato in Figura 3 consiste in un controllore con retroazione hardware in corrente. Per ciascuna fase, il segnale in uscita dal sensore di corrente, opportunamente bufferizzato mediante un circuito intermedio, è continuamente confrontato con il segnale di riferimento esterno che rappresenta il valore desiderato della corrente (questo corrisponde ai segnali $i_{ref}^A, i_{ref}^B, i_{ref}^C$ nello schema di Figura 3). Il segnale risultante



da questo confronto costituisce l'ingresso al controllore PID.

Le tre azioni di controllo (proporzionale, integrale e derivativa) sono realizzate da tre circuiti dedicati che possono essere abilitati o disabilitati in modo indipendente modificando la posizione di appositi *jumper*; anche i guadagni relativi alle azioni di controllo possono essere variati in modo indipendente regolando nel modo desiderato appositi *trimmer* presenti sulla scheda di controllo.

Infine, il segnale in uscita dallo stadio di controllo è saturato da un circuito intermedio che mantiene il segnale entro i limiti in cui la modulazione del *duty-cycle* (realizzata dal successivo stadio di controllo) risulta lineare.

C. Stadio PWM

I segnali PWM sono generati in questo stadio. Ciascuna fase è dotata di un generatore PWM, realizzato utilizzando il circuito integrato NE555 nella configurazione "monostabile". In questa configurazione il NE555 genera il segnale PWM sulla base di due ingressi: il primo, proveniente dallo Stadio di controllo, modula il *duty-cycle* del PWM; il secondo (segnale di *trigger*) impone la frequenza del PWM, cioè la frequenza di commutazione del convertitore. Al fine di garantire una modulazione lineare, il condensatore di soglia dell'NE555 è caricato tramite un generatore di corrente costante realizzato tramite un semplice transistor.

Poiché il segnale di *trigger* è indipendente dal segnale modulante fornito dal controllore, nel prototipo si è scelto di utilizzare un unico generatore di *trigger*, comune alle tre fasi (vedere Figura 3). Tale generatore è stato realizzato tramite il NE555 nella configurazione "astabile". La frequenza del segnale di *trigger* può essere regolata agendo su un apposito *trimmer*, la frequenza di esercizio su cui è stato tarato il prototipo è di 25 kHz.

Risultati Sperimentali

Per collaudare il comportamento dell'unità realizzata, il prototipo è stato sperimentato su due tipi di macchine elettriche: il motore a riluttanza variabile YS3040GN501 prodotto dalla NSK, ed il motore in corrente continua ESA 3S prodotto dalla Motor Power Company. Entrambi i motori sono stati pilotati con diverse tipologie di segnali di riferimento periodici; in questa sezione riportiamo due prove significative: un segnale di riferimento ad onda quadra per il motore a riluttanza variabile (Figura 5), ed un segnale di riferimento sinusoidale per il motore a corrente continua (Figura 6). Nelle prove sperimentali gli andamenti dei segnali (di riferimento e di

controllo) sono stati acquisiti tramite un oscilloscopio digitale con l'ausilio (per l'andamento della corrente) di un amperometro esterno al circuito a scopo di verifica; l'oscilloscopio è stato interfacciato ad un personal computer attraverso la porta seriale tramite l'utilizzo del software Matlab 6.1.

In Figura 5 sono riportati alcuni segnali dell'esperimento sul motore SR: in particolare

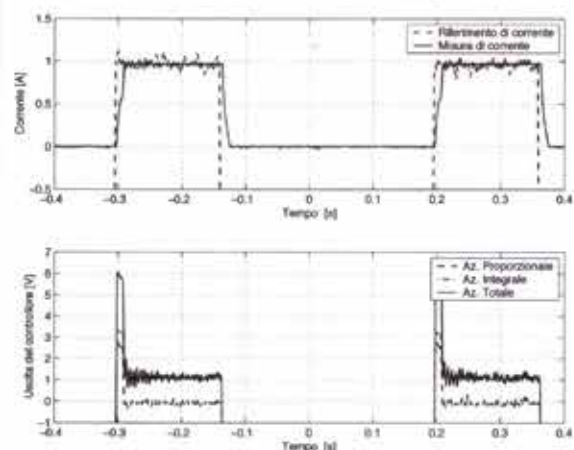


Fig. 5 Esperimento sul motore a riluttanza variabile. Risposta ad un segnale di riferimento ad onda quadra: fase A.

l'andamento della corrente in una sola delle tre fasi statoriche (fase A); nelle altre due fasi il comportamento è identico ma sfasato di 120 gradi. Nel grafico in alto sono messi a confronto il segnale di riferimento e la risposta in corrente. Si osservi che, data la topologia del convertitore a semi-ponte, la corrente può scorrere solo in verso positivo (mai negativa nel grafico). La scelta di un riferimento negativo è tuttavia utile per far decadere in modo rapido la corrente residua nell'avvolgimento. Nel grafico in basso sono riportati i contributi delle azioni di controllo proporzionale ed integrale. L'andamento dell'azione proporzionale è evidentemente proporzionale all'errore di corrente; dunque da questo è chiaramente visibile come l'azione di controllo riduca a zero l'errore a regime (astatismo a regime).

Nella Figura 6 sono mostrati alcuni segnali

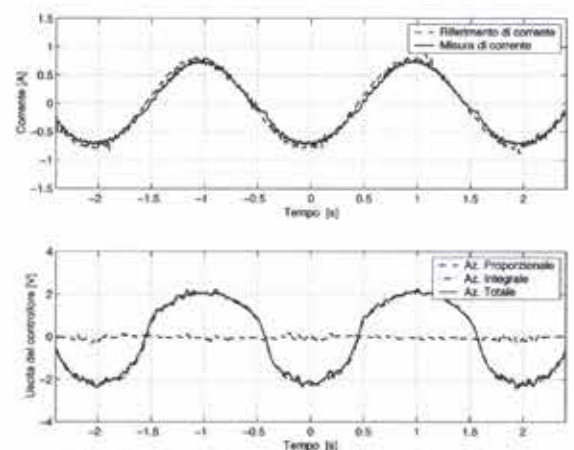


Fig. 6 - Esperimento sul motore in corrente continua. Risposta ad un segnale di riferimento sinusoidale.

dell'esperimento sul motore in corrente continua: in questo caso il convertitore è configu-



rato a ponte completo ed è visibile come la corrente possa scorrere in ambo i versi (valori positivi e negativi nel grafico in alto). L'inseguimento risultante è quasi perfetto, come si può osservare nel grafico in basso dove l'azione proporzionale è quasi nulla.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Ashoka K. S. Bhat and F. Dong Tan. *A unified approach to characterization of pwm and quasi-pwm switching converters: topological constraints, classification, and synthesis*. IEEE Transactions on Power Electronics, 6(4):719-726, October 1991.
- [2] C. Guarino Lo Bianco and A. Tonielli. *Optimization and control problems in the design of a variable reluctance motor drive*. In Proceedings of the 1994 IECON conference, volume 3, pages 2063-2068, 1994.
- [3] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton. *Variable speed switched reluctance motors*. IEE Proc. pt. B, 127(4):253-265, 1991.
- [4] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer, Berlin, Germany, 1996.
- [5] Charles Pollock and Barry W. Williams. *A unipolar converter for a switched reluctance motor*. IEEE transactions on Industrial Applications, 26(2):222-228, March/April 1990.
- [6] Slobodan Vukosavic and Victor R. Stefanovic. *SRM inverter topologies: a comparative evaluation*. IEEE Transactions on Industrial Applications, 27(6):1034-1047, Nov/Dec 1991.
- [7] Naveen Yadlapalli. *Implementation of a novel soft-switching inverter for switched reluctance motor drives*. Master thesis Virginia Polytechnic Institute and State University (USA), 1999.



Determinazione della posa di un robot mobile usando uno schema attivo di calibratura

Tae S. JIN¹ Student Member, IEEE, Jang M. LEE², Member, IEEE

¹ Dept. of El. Eng., Pusan Nat'l Univ., Jang-Jeon Dong, Keum-Jeung Ku, Pusan, korea, email: jints@pusan.ac.kr
² Dept. of El. Eng., Pusan Nat'l Univ., Jang-Jeon Dong, Keum-Jeung Ku, Pusan, korea, email: jmlee@pusan.ac.kr

(Sunto dell'articolo originale in inglese)

Introduzione

Un nuovo metodo di valutazione della posa di un robot è stato messo a punto sulla base di uno schema attivo di calibratura. Per essere un robot efficiente e preciso le incertezze di controllo dovrebbero essere minimizzate. A meno che il robot mobile fornisca una base esatta e stabile, il robot di operazione non può effettuare le varie mansioni. Per il controllo del robot mobile, un sensore di posizione assoluto è necessario. Tuttavia, a causa del rolling e dello slittamento delle rotelle sulla terra, non esiste alcun sensore di posizione affidabile per il robot mobile. Questo articolo propone uno schema attivo di calibratura per valutare la posa di un robot mobile che trasporta un robot di operazione sulla parte superiore. Lo schema attivo di calibratura deve valutare una posa del robot mobile usando l'orientamento relativo ad un oggetto conosciuto di cui posizione, formato e la figura è conosciuta a priori. Per questa calibratura, una macchina fotografica è fissata sulla parte superiore del robot di operazione per bloccare le immagini degli oggetti. Queste immagini sono usate per valutare la posa della macchina fotografica in se riguardo agli oggetti conosciuti. Due tipi di oggetti sono usati come campioni dei pezzi in lavorazione. Con questi due campioni, lo schema attivo proposto di calibratura è verificato sperimentalmente.

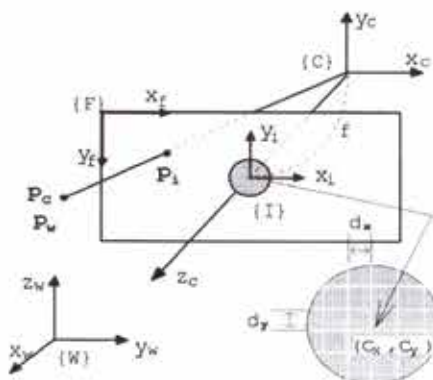


Fig. 1 - Perspective model of camera

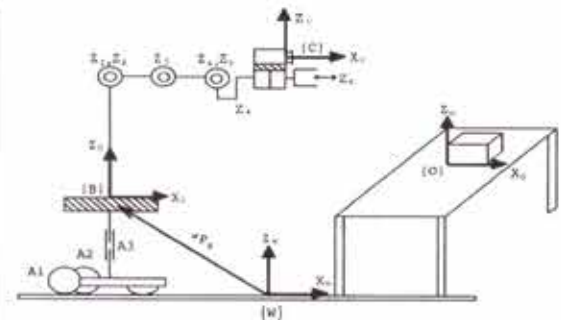


Fig. 2 - Link Coordinates of Mobile Robot Supporting a Task Robot

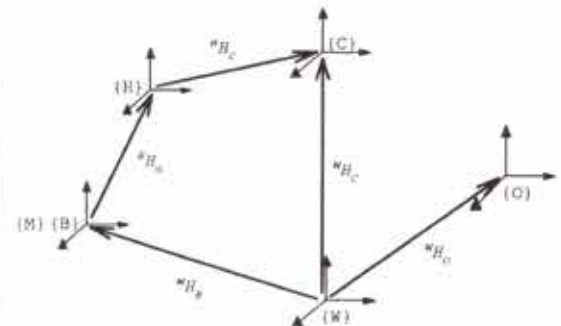


Fig. 3 - Coordinates Transformation of Robot/Vision System

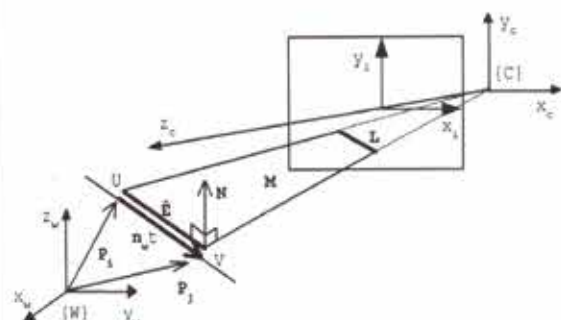


Fig. 4 - Projecting plane of a 3-D line and a 2-D line

Sviluppo matematico

$$p_w = R p_c + T \quad (1)$$

$$x_i = f \frac{x_c}{z_c} \quad (2)$$

$$y_i = f \frac{y_c}{z_c} \quad (3)$$

$$x_i = S_x^{-1} \bar{x}_i \quad (4)$$

$$x_i = S_x^{-1} \bar{x}_i \quad (5)$$

$${}^w H_B = {}^w H_C \cdot {}^s H_C^T \quad (6)$$

$${}^s H_C = {}^s H_H \cdot {}^H H_C \quad (7)$$

$${}^w H_C = {}^c H_O \cdot {}^w H_O^T \quad (8)$$

$$J: P_j = n_w t + P_i \quad (9)$$

$$L: Ax_i + By_i + C = 0 \quad (10)$$

$$M: Ax_c + By_c + f^{-1} C z_c = 0 \quad (11)$$

$$N = [A \ B \ f^{-1} C]^T \quad (12)$$

$$n_c = R^T n_w \quad (13)$$

$$n_c \cdot N = 0 \quad (14)$$

$$n_w^T R N = 0 \quad (15)$$

$$A = (Y_j - Y_i) \quad B = (X_j - X_i) \quad C = (X_j Y_i - X_i Y_j) \quad (16)$$

$$n_w = (P_i - P_j) / \|P_i - P_j\| \quad (17)$$

$$N = [A \ S^{-1} B \ S^{-1} f^{-1} C]^T \quad (18)$$

$$[i \ j \ k] \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & r_3 \\ r_4 & r_5 & r_6 \\ r_7 & r_8 & r_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ S^{-1} B \\ S^{-1} f^{-1} C \end{bmatrix} = 0 \quad (19)$$

$$[iA \ iB \ iC \ jA \ jC \ kA \ kB \ kC] \begin{bmatrix} S \cdot r_1 \cdot r_3^{-1} \\ r_2 \cdot r_3^{-1} \\ f^{-1} \cdot r_1 \cdot r_3^{-1} \\ S \cdot r_4 \cdot r_5^{-1} \\ f^{-1} \cdot r_4 \cdot r_5^{-1} \\ S \cdot r_7 \cdot r_8^{-1} \\ r_6 \cdot r_8^{-1} \\ f^{-1} \cdot r_7 \cdot r_8^{-1} \end{bmatrix} = -jB \quad (20)$$

$$M_{8 \times 8} X_{8 \times 1} = B_{8 \times 1} \quad (21)$$

$$X = V \cdot D^{-1} \cdot U^T \cdot B \quad (22)$$

$$p_c = R^{-1} p_r - R^{-1} T = p_w - T \quad (23)$$

$$x_i = f \frac{x_w - T_x}{z_w - T_z} \quad (24)$$

$$y_i = f \frac{y_w - T_y}{z_w - T_z} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} f & 0 & -x_i \\ 0 & f & -y_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f \cdot x_i - x_i \cdot z_i \\ f \cdot y_i - y_i \cdot z_i \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$aX^2 + bXY + cY^2 + dX + eY + f = 0 \quad (27)$$

$$u^T A u = 0 \quad (28)$$

$$A = \begin{bmatrix} a & b/2 & d/2 \\ b/2 & c & e/2 \\ d/2 & e/2 & f \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$p_{c1} = {}^1 R_2 p_{c2} + {}^1 t_2 \quad (30)$$

$$p_w = {}^1 R_0 p_w + {}^1 t_0 \quad i=1,2 \quad (31)$$

$$u_w^T G_i^T A_i G_i u_w = 0 \quad i=1,2 \quad (36)$$

$$G_i^T A_i G_i = k_i Q \quad i=1,2 \quad (37)$$

$$G_1^T A_1 G_1 = k_1 Q \quad (38)$$

$$G_2^T A_2 G_2 = k_2 Q \quad (39)$$

$${}^0 R_2 = {}^0 R_1 {}^1 R_2 \quad (40)$$

$${}^0 t_2 = {}^0 R_1 {}^1 t_2 + {}^0 t_1 \quad (41)$$

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & q_{13} \\ 0 & q_{22} & 0 \\ q_{31} & 0 & q_{33} \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$({}^1 R_0^T A_1 {}^1 R_0)^{2 \times 2} = k_1 (Q)^{2 \times 2} \quad (43)$$

$$({}^2 R_0^T A_2 {}^2 R_0)^{2 \times 2} = k_2 (Q)^{2 \times 2} \quad (44)$$

$$({}^1 R_0^T A_1 {}^1 R_0 - k^2 R_0^T A_2 {}^2 R_0)^{2 \times 2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

$${}^1 t_0^T A_1 {}^1 t_1 = 0 \quad (46)$$

$${}^1 t_0^T A_1 {}^1 t_2 = 0 \quad (47)$$

$${}^2 t_0^T A_2 {}^2 t_1 = 0 \quad (48)$$

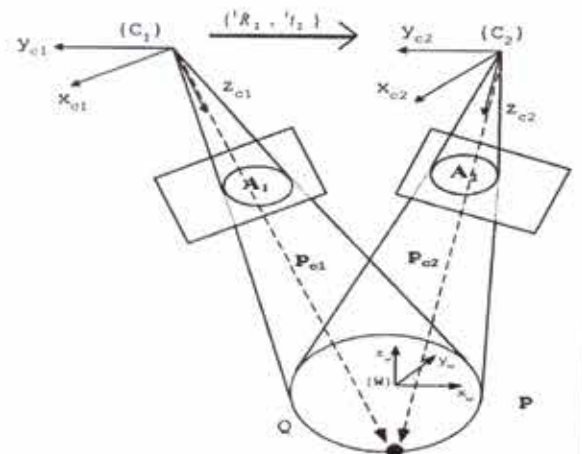


Fig. 5 - Geometric structure for capturing conic images

f (mm)	S	Translation vector T		Euler angle (°)	
17.542	0.9969	T_x	-0.1567	α	149.5
		T_y	-17.9703	β	3.4
		T_z	33.6506	γ	0.0

Table 1 - Estimation of Camera Parameters

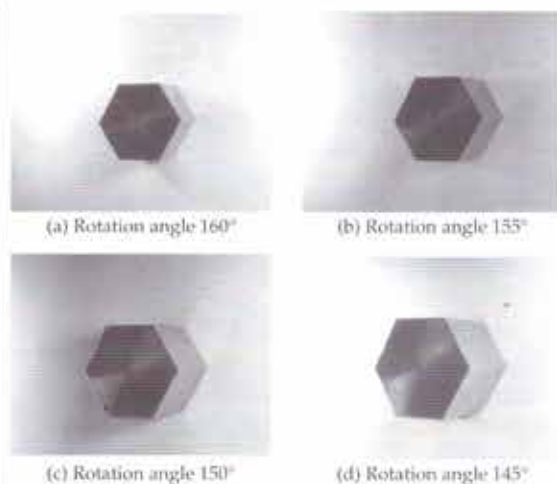


Fig. 6 - The image of hexagonal shapes rotated along the y , axis.

Angle ($^{\circ}$)	Real value (cm) (x , y , z)	Estimated value (cm) (x , y , z)	Error (%)
160	10.5, 0.1, 34.2	10.390, 0.099, 33.841	1.05
155	11.7, 0.1, 30.3	11.524, 0.098, 29.845	1.50
150	13.3, 0.1, 26.6	13.524, 0.196, 26.055	2.05
145	14.1, 0.1, 23.5	13.691, 0.097, 22.819	2.90
Average			1.88

Table 2 - Estimated Values for Hexagonal Objects

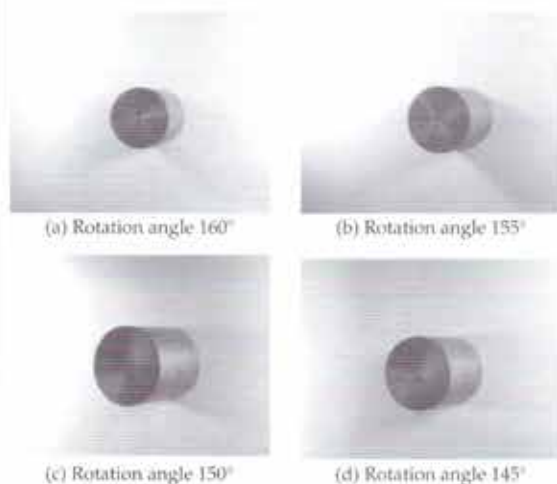


Fig. 7 - The Image of Cylinder rotated along the y , axis

Angle ($^{\circ}$)	Real value (cm) (x , y , z)	Estimated value (cm) (x , y , z)	Error (%)
160	18.19, 0.2, 50	17.981, 0.197, 49.150	1.63
155	23.31, 0.1, 50	23.009, 0.099, 49.375	1.17
150	28.86, 0.1, 50	28.611, 0.099, 49.500	1.04
145	35.01, 0.1, 50	34.667, 0.099, 49.525	0.97
Average			1.19

Table 3 - Estimated Position Values and % Error of Camera for a Cylinder.

Conclusioni

Un nuovo schema attivo di calibratura è stato sviluppato per valutare l'orientamento di un robot mobile che funziona nei vari ambienti. In questa ricerca, la posizione del robot mobile è ottenuta dallo schema attivo di calibratura usando le immagini bloccate da una macchina fotografica dal robot di operazione. Dettagliatamente, la corrispondenza delle coordinate di immagine alle coordinate reali dell'oggetto è la base per questo schema. Questo schema è applicato ai pezzi in lavorazione sia del poligonale che del cilindrico. Per un oggetto poligonale composto di punti o di linee, mentre il robot di operazione sta avvicinandosi all'oggetto, la posizione della macchina fotografica è valutata usando la corrispondenza fra le linee sull'immagine della macchina fotografica e le linee dell'oggetto reale. Per gli oggetti cilindrici o sferici non ci sono abbastanza segmenti di linea per la calibratura basata sulla corrispondenza delle linee. Per questi oggetti, lo schema della corrispondenza conica è stato sviluppato. I nostri progetti di ricerca per il futuro sono orientati alla riduzione degli errori di valutazione.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Johann Borenstein, *Control and Kinematic Design of Multi-Degree-of-Freedom Mobile Robots with Compliant Linkage*, IEEE Trans. on Robotics and Automation, vol. 11, no. 1, pp. 21-35, 1995.
- [2] R. Y. Tsai, *A Versatile Camera Calibration Technique for High Accuracy 3D Machine Vision Metrology Using off-the-Shelf TV Cameras Lenses*, IEEE Trans. on Robotics and Automation, vol. 3, pp. 323-344, Aug. 1987.
- [3] Yuncai Liu, Thomas S. Huang, and Olivier D. Faugeras, *Determination of Camera Location from 2-D to 3-D Line and Point Correspondences*, IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 12, no. 1, pp. 28-37, 1990.
- [4] Q. T. Luong and O. D. Faugeras, *Self-Calibration of a Moving Camera from Point Correspondences and Fundamental Matrices*, International Journal of Computer Vision, vol. 22, no. 3, pp. 261-289, 1997.
- [5] Roger Pissard-Gibollet and Patrick Rives, *Applying Visual Servicing Techniques to Control a Mobile Hand-Eye System*, Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, Nagoya, Japan, pp. 166-171, 1995.
- [6] Hanqi Zhuang and Zvi S. Roth, *Camera-Aided Robot Calibration*, CRC Press, 1996.
- [7] J. Aloimonos, I. Weiss, A. Bandyopadhyay, *Active Vision*, Int. Journal of Computer Vision, vol. 1, no. 4, pp. 333-356, 1988.
- [8] E. R. Davies, *Finding Ellipses Using the Generalized Hough Transform*, Pattern Recognition Letters, vol. 9, pp. 87-96, Feb. 1989.
- [9] Zhengyou Zhang, *Parameter Estimation Techniques: A Tutorial with Application to Conic Fitting*, Image and Vision Computing, vol. 15, no. 1, pp. 57-76, 1997.
- [10] R. Safaei-Rad, I. Rehoukanov, B. Benhabib, and K. C. Smith, *Accurate Parameter Estimation of Quadratic Curves from Grey-Level Images*, Comput. Vis. Graph. Image Process.: Image Understanding, vol. 54, no. 2, pp. 259-274, 1991.
- [11] Stephen J. Maybank and Olivier D. Faugeras, *A Theory of Self-Calibration of a Moving Camera*, International Journal of Computer Vision, vol. 8, no. 2, pp. 123-151, 1992.
- [12] M. Y. Han and Jang M. Lee, *Precision Control of a Mobile/Task Robot Using Visual Information*, Journal of The Korea Institute of Telematics and Electronics, in Korean, vol. 34, no. 10, pp. 1089-1097, 1997.
- [13] Radu Horaud, Fadi Dornaika, Bart Lamiroy, and Stephane Christy, *Object Pose: The Link between Weak Perspective, Paraperspective, and Full Perspective*, International Journal of Computer Vision, vol. 22, no. 2, pp. 173-189, 1997.

Transistori bipolari a gate isolato (IGBT) sottoposti a transitori di corto circuito

SALVATORE MUSUMECI, ROSARIO PAGANO, ANGELO RACITI

Dipartimento di Ingegneria Elettrica ed Elettronica, Università di Catania
Viale Andrea Doria, 6 - 95125 Catania

(Sunto dell'articolo originale in inglese)

Introduzione

I transistori bipolari a gate isolato (IGBT) hanno raggiunto, allo stato attuale, una larga applicazione nei convertitori statici di potenza, specialmente nel caso in cui siano richiesti dispositivi con elevata portata di corrente, alta tensione di blocco e basso tempo di commutazione. Le enormi potenzialità applicative di tali dispositivi sono anche dovute alla loro capacità di fronteggiare notevoli sollecitazioni transitorie, di tipologia termica ed elettrica, derivanti, ad esempio, da fenomeni di corto circuito o sovracorrente a seguito di guasto. In questo scenario la ricerca scientifica ha avviato studi miranti alla comprensione dei complessi fenomeni che regolano la dinamica interna di un dispositivo, e che possono causare il fallimento di un IGBT alla sopravvenienza di un guasto, con l'obiettivo di evitarne il fallimento. Lo stato dell'arte, da questo punto di vista, si può compendiare in due linee di pensiero tra loro sinergiche: la soluzione tecnologica che conferisce agli IGBT maggiore robustezza (tempo di resistenza al corto circuito relativamente elevato, circa 10 μ s), ed il ricorso a strategie di protezione realizzate mediante circuiterie esterne connesse al dispositivo.

Le tipologie di guasto cui possono essere sottoposti i convertitori statici sono molteplici, ed in letteratura sono state riportate le loro varietà con l'analisi delle ripercussioni sui dispositivi di potenza. Nelle sezioni seguenti sono spiegati due tipi di transitori che sollecitano gli IGBT, perché qualunque guasto dei convertitori, in definitiva, sfocia in uno dei due predetti transitori per i dispositivi.

Guasti di corto circuito

Nelle applicazioni dedicate al controllo della velocità e della coppia dei motori (azionamenti elettrici), i dispositivi IGBT sono utilizzati come *switch* negli *inverter* che provvedono ad alimentare i motori in alternata con tensione e frequenza variabili. Tali sistemi elettromeccanici possono subire guasti che sollecitano considerevolmente i dispositivi fino a degradarne le caratteristiche, portandoli in breve tempo alla distruzione se la condizione di malfunzionamento permane.

In Figura 1 è riportato un esempio ove sono mostrate le forme d'onda relative ad una condizione di guasto, detta *Hard Switching Fault* (HSF). In tale transitorio il dispositivo commuta dallo stato aperto (*off*) a quello chiuso (*on*) mentre il carico del convertitore è corto circuitato. L'elevata corrente di guasto, che fluisce attraverso il dispositivo, e la tensione ai suoi capi, che è l'intera tensione d'alimentazione, danno luogo ad una dissipazione elevata di potenza che provoca un aumento quasi istantaneo della temperatura interna dell'IGBT. Un'analisi dettagliata mostrerebbe che si ha la nascita di punti caldi, con elevata temperatura, in alcune regioni all'interno dell'IGBT (vedi struttura mostrata in Fig. 2). Detti punti caldi comportano l'addensarsi della corrente nelle regioni ad elevato campo elettrico, dando origine al fenomeno del *breakdown* a valanga. A causa della limitata durata del tempo di resistenza al corto circuito del dispositivo, si deve ridurre la corrente di guasto (I_c in Figura 1). Ciò può ottenersi attraverso la diminuzione della tensione di *gate*, V_{gr} , entro un tempo limite che, allo stato, è stabilito in 10 μ s. Oltre a quanto sopra detto, occorre considerare che, a causa della rapida diminuzione della corrente allo spegnimento, susseguentemente alla eliminazione del guasto, la presenza d'induttanze parassite dovute ai collegamenti di collettore del dispositivo dà luogo a sovratensione ai capi dell'IGBT. In Figura 1 è, infatti, possibile osservare allo spegnimento un picco nella tensione di collettore, V_{mcc} , che in determi-

menti elettrici), i dispositivi IGBT sono utilizzati come *switch* negli *inverter* che provvedono ad alimentare i motori in alternata con tensione e frequenza variabili. Tali sistemi elettromeccanici possono subire guasti che sollecitano considerevolmente i dispositivi fino a degradarne le caratteristiche, portandoli in breve tempo alla distruzione se la condizione di malfunzionamento permane.



nate condizioni operative potrebbe anche eccedere la tensione di *breakdown* del dispositivo e causarne il fallimento.

Un secondo modo di funzionamento in condizioni di guasto, detta *Fault Under Load* (FUL), è quello in cui il carico del convertitore viene corto circuitato durante lo stato di conduzione (*on*) del dispositivo. Un circuito di test che consente la realizzazione di un corto circuito accidentale, durante il normale funzionamento, è rappresentato in Figura 3. I dispositivi ausiliari, indicati con T_{AUX} , provocano il corto circuito del carico quando è applicato un opportuno segnale di comando sul *gate* dei dispositivi. A causa della rapida variazione della tensione di collettore, V_{CE} , si assiste alla formazione di un picco di tensione nel nodo di *gate* derivante dalla iniezione di corrente attraverso la capacità di Miller del dispositivo. Così com'è riportato in Figura 4, la tensione di *gate*, V_{GE} , provoca la crescita della corrente di collettore, I_C , generando un picco d'ampiezza superiore alla portata no-

minale dell'IGBT e dipendente dalle condizioni di pilotaggio del dispositivo (resistenza di *gate*, tensione di pilotaggio, etc.). Questo picco, che è assente in un guasto di tipo *HSF*, non causa, tuttavia, la distruzione del dispositivo, perché ha una durata limitata a qualche microsecondo. Al momento, infatti, in cui la tensione di collettore cessa la sua variazione ha inizio la riduzione di I_C e V_{CE} ai rispettivi valori di regime permanente di corto circuito.

Il fallimento del dispositivo, a causa di un corto circuito accidentale, si può evitare controllando le grandezze elettriche sul lato *gate* del dispositivo al fine di limitare la corrente di collettore e le sollecitazioni termiche distruttive. Tali operazioni di controllo possono essere ricondotte alla limitazione della corrente di collettore, e allo spegnimento in sicurezza dell'IGBT. Nella prossima sezione è descritto un opportuno circuito innovativo che realizza la limitazione della corrente e lo spegnimento.

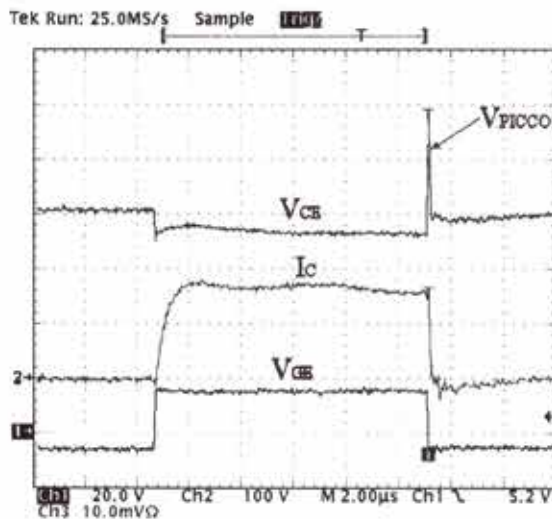


Fig. 1 - Forme d'onda sperimentali di tensione e corrente relative al modo di guasto "Hard Switching Fault". I_C , corrente di collettore, V_{GE} , tensione gate-emettitore, V_{CE} , tensione collettore-emettitore.

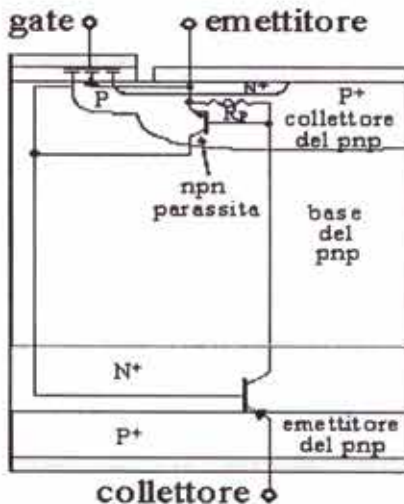


Fig. 2 - Sezione di un IGBT a struttura cellulare (mezza cella) con circuito elettrico equivalente sovrapposto.

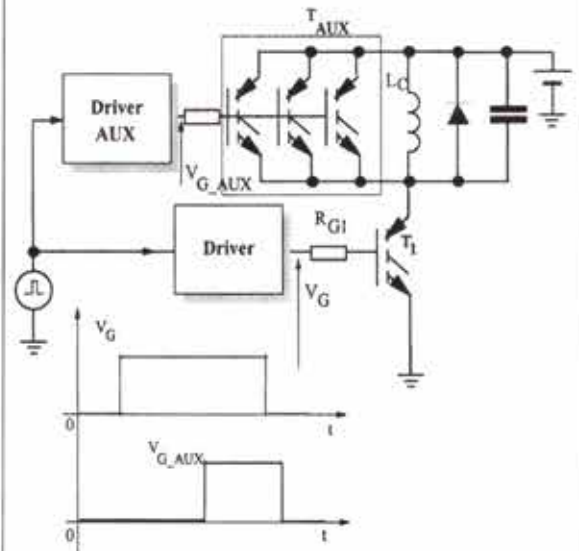


Fig. 3 - Circuito di test per la realizzazione di guasti di corto circuito di un IGBT

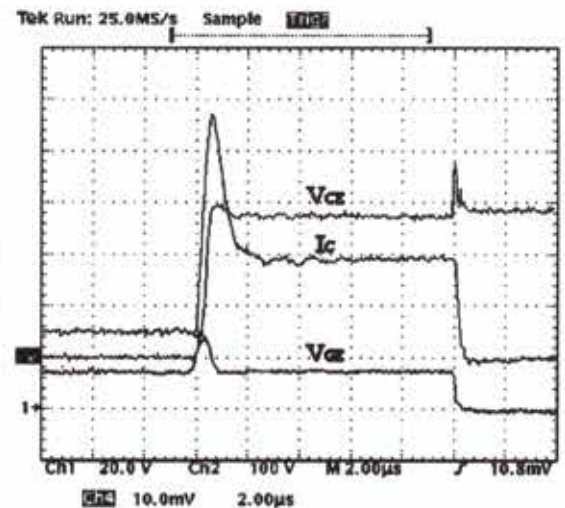


Fig. 4 - Forme d'onda sperimentali di tensione e corrente relative al modo di guasto "Fault Under Load". I_C , corrente di collettore, V_{GE} , tensione gate-emettitore, V_{CE} , tensione collettore-emettitore.

Circuito di limitazione della corrente di guasto e spegnimento

Il circuito di protezione, che è mostrato in Figura 5, effettua le operazioni di riduzione della tensione di gate e di spegnimento in sicurezza attraverso i transistori Q_2 e Q_1 , rispettivamente. Dato che l'occorrenza di un guasto, anche temporaneo, a causa del circuito di protezione provoca l'interruzione del funzionamento dell'intero convertitore, può risultare vantaggioso tentare di ripristinare le normali condizioni di lavoro precedenti al guasto per l'eventuale prosecuzione delle normali funzioni svolte. Tale operazione è eseguita dal circuito di accensione ausiliario, mostrato in Figura 5, che effettua un tentativo di nuova accensione. L'altra importante funzione del circuito di protezione, che si attua con il controllo della tensione di gate, è la limitazione della corrente dinamica che è originata in un guasto di tipo *FULL*.

Il rilevamento del guasto avviene mediante un diodo, connesso al collettore, che abilita il circuito di protezione al momento che si manifesta la condizione di corto circuito. Tuttavia, nelle normali operazioni di funzionamento dell'IGBT, in particolare alla accensione, il diodo potrebbe abilitare intempestivamente il circuito di protezione. Al fine di disabilitare il circuito di protezione durante queste evenienze, è utilizzata una porta logica AND che confronta il segnale di uscita del circuito di rilevamento con il segnale d'ingresso dell'IGBT, e discrimina la condizione di vero guasto (*FULL*) da quella di normale accensione. Nel caso è rilevata la condizione di corto circuito, si innesca il meccanismo di protezione che agisce entro il tempo massimo di resistenza al corto circuito dell'IGBT

(10 μ s). In tal caso, la tensione di gate è ridotta mediante il transistor Q_2 e, dopo un ritardo regolabile, l'IGBT è spento tramite Q_1 . Alla fine di queste operazioni, si ha l'intervento del circuito di accensione ausiliario che tenta di riportare allo stato *on* il dispositivo IGBT, se le cause di guasto sono cessate.

In Figura 6 sono riportate le forme d'onda, relative all'intervento del circuito di protezione, di una condizione di guasto inizialmente di tipo *FULL*. Il dispositivo sta conducendo una corrente di 20A ed ai suoi capi ha una bassa caduta di tensione. L'occorrenza di un corto circuito durante questa fase incrementa la tensione di collettore, V_{ce} , ed anche la corrente di collettore, I_c . Il dispositivo permane nello stato *on*, con tensione e corrente alte, per un tempo pari a 5 μ s. Il circuito di controllo della tensione di gate, quindi, inizia le azioni per ridurre la corrente di corto circuito ed il dispositivo, infine, è portato allo stato *off*, stato in cui permane per un tempo regolabile. Un secondo impulso di tensione riporta l'IGBT nello stato di conduzione in modo da riprendere il funzionamento, se il guasto è non più presente. Trattandosi per l'esempio riportato in figura di un'accensione su un corto circuito preesistente, vengono a crearsi le condizioni operative per un nuovo guasto di tipo *HSF*, come si evince dalle tracce sperimentali notando che in questo caso la tensione di collettore si mantiene alta e non subisce variazioni. Il circuito di protezione replica, dunque, l'operazione di recupero delle condizioni di spegnimento in sicurezza del dispositivo e, poiché l'IGBT è stato ormai sollecitato dal guasto per un tempo superiore al tempo di resistenza al corto circuito, si provvede al suo spegnimento definitivo.

Un secondo test sperimentale, mostrato in Fi-

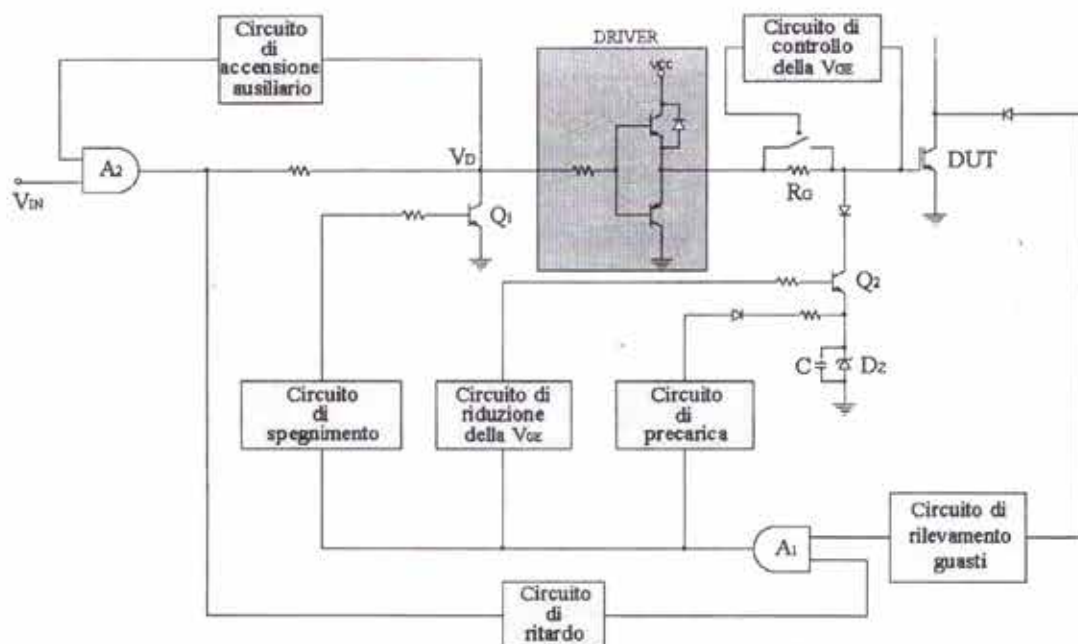


Fig. 5 - Circuito di protezione da corto circuito per IGBT.



gura 7, si riferisce all'intervento del circuito di protezione durante un guasto inizialmente di tipo *FUL*, con due variazioni rilevanti rispetto al caso precedente. La prima consiste nell'arresto della crescita della corrente di picco grazie all'intervento del circuito di controllo della V_{ce} , la seconda, nella rimozione esterna del guasto in modo da consentire la ripresa del funzionamento del convertitore. Dal confronto tra le forme d'onda, riportate nelle Figure 6 e 7, è possibile notare la limitazione del picco di corrente ed il recupero dello stato di conduzione conseguentemente alla rimozione del guasto. La dissipazione di potenza in eccesso dovuta al picco di corrente viene, dunque, eliminata e, alla fine del corto circuito, il dispositivo opera nuovamente in condizioni di normale funzionamento. La corrente di lavoro, infatti, rientra all'interno della portata del dispositivo e la tensione riacquista il suo valore relativo allo stato on. Nel caso, invece, fosse ancora rilevata una condizione di corto circuito, si innescherebbe il meccanismo di protezione che entro il tempo massimo di resistenza al corto circuito dell'IGBT ($10\mu s$) lo spegnerebbe. In tal caso,

la tensione di gate sarebbe ridotta mediante il transistor Q_2 e, dopo un ritardo regolabile, l'IGBT sarebbe spento tramite Q_1 .

Conclusioni

I moderni convertitori statici utilizzano dispositivi a stato solido sempre più prestanti in termini di portata in corrente, tensione di blocco, frequenza di commutazione. Gli IGBT sono moderni dispositivi in grado di resistere per brevi tempi prefissati alle condizioni di guasto create dai corto circuiti.

Nonostante ciò sia molto vantaggioso e compatibile con le necessità operative, soprattutto se confrontato con la robustezza dei dispositivi di alcuni decenni or sono, la ricerca tecnica e scientifica cerca sempre di aumentare la robustezza ai guasti dei dispositivi IGBT sia con miglioramenti tecnologici, interni ad essi stessi, sia con circuiti di protezione esterna.

In questa memoria è stato presentato un nuovo circuito che consente di aumentare l'affidabilità dei convertitori. Le sue prestazioni sono state discusse e provate sperimentalmente mostrando interessanti prospettive di sviluppo in applicazioni industriali.

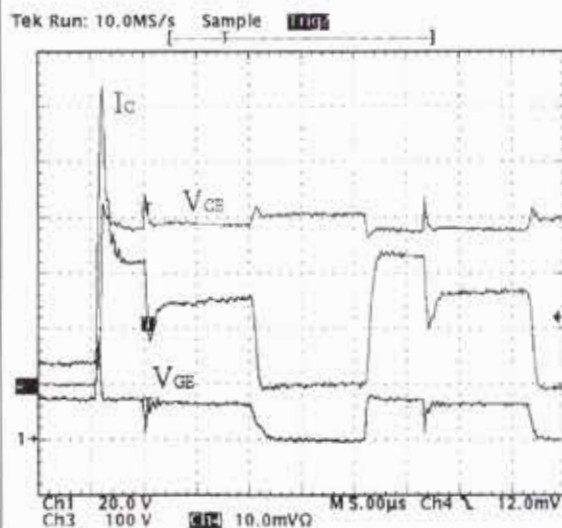


Fig. 6 - Intervento del circuito di protezione durante un doppio guasto di corto circuito, il primo di tipo "Fault Under Load" ed il secondo di tipo "Hard Switching Fault".
 I_c , corrente di collettore, V_{ce} , tensione gate-emettitore, V_{ce} , tensione collettore-emettitore.

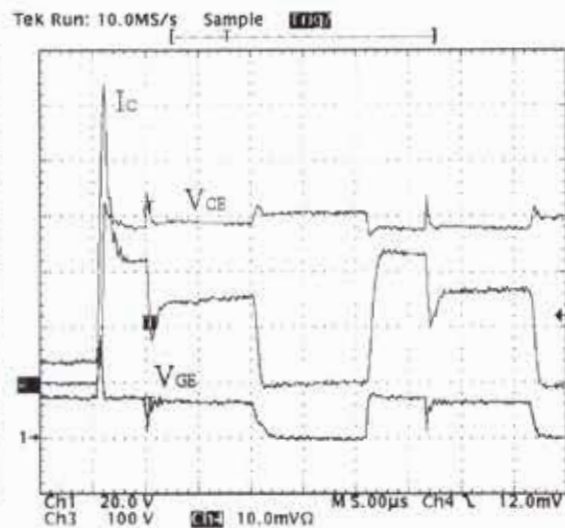


Fig. 7 - Intervento del circuito di protezione durante un guasto di tipo "Fault Under Load" con limitazione della corrente dinamica, e ripresa del normale funzionamento.
 I_c , corrente di collettore, V_{ce} , tensione gate-emettitore, V_{ce} , tensione collettore-emettitore.

ANALISI DEL CONVERTITORE RISONANTE BUCK-BOOST A DUE CANALI

ISTVÁN NAGY*,**, ISTVÁN DENES*,**, BALÁZS BUTI*,**

*Dipartimento di Automazione e di Informatica Applicata del Politecnico e l'Università di Scienze Economiche, Budapest, Budafoki út 8, 1111 Ungheria

**Accademia delle Scienze d'Ungheria Istituto di Ricerca di Informatica e di Automazione
e-mail: nagy@elektro.get.bme.hu

(Sunto dell'articolo originale in inglese)

Introduzione

L'articolo tratta l'analisi del convertitore DC-DC a due canali. L'effetto dei tre varianti sulla tensione d'uscita viene esaminato in forma di funzioni di trasferimento delle tensioni. Il modello ricevuto è stato verificato da una simulazione di computer in un dato dominio di frequenza.

Per la progettazione è indispensabile la conoscenza della dinamica del convertitore. Per scrivere le funzioni di trasferimento è stata fatta un'analisi di seguito riportata.

La struttura e la funzione del convertitore [3]

La Figura 1 fa vedere la struttura del convertitore buck and boost. Il convertitore ha due canali, il cosiddetto positivo e quello negativo. La potenza scorre fra il lato d'entrata e quello d'uscita. Nel presentare la funzione abbiamo le ipotesi seguenti: funzionamento di stato consolidato, le tensioni d'entrata e quelle d'uscita sono senza onde, trascuriamo le perdite ed il tempo di commutazione dei commutatori S_p , S_{cp} (S_n , S_{cn}). Il funzionamento è simmetrico, il che significa che i parametri corrispondenti dei canali p e n concordano e $v_{ip} = -v_{in} = v_i$, $R_p = R_n = R$, e $v_{op} = v_{on} = v_o$. I commutatori conducono la corrente soltanto in una direzione, in quella indicata dalle frecce sulla Figura 1. I commutatori S_p - S_{cp} e S_n - S_{cn} lavorano a turno, così se S_p conduce, S_{cp} è in stato chiuso e viceversa. Il funzionamento base è il seguente:

Dopo aver acceso S_p si genera un impulso della corrente $i_p = i_c$ sul circuito oscillante composto dagli elementi V_{ip} - S_p - L - C . Di conseguenza la tensione v_c cambia dal valore $V_{cn} = -V_c$ al valore $V_{cp} = V_c$ ($V_{cn} < 0$) (Vedi la Figura 2.b) nel momento $\omega t = \alpha$. S_p si spegne e comincia a condurre S_{cp} e il condensatore rimane al livello di tensione $v_c = V_c$ ($(\omega = 1/\sqrt{LC})$ [rad/s]). La corrente della bobina cambia da S_p a S_{cp} (Figura 1) e la S_{cp} diminuisce linearmente nel cir-

colo L e V_{cp} , nell'intervallo $\alpha \leq \omega t \leq \alpha_0$.

In caso di conduzione discontinua (DCM), d'ora in poi i_{cp} è nulla nel periodo $\alpha \leq \omega t \leq \omega T_s$, dove α_0 è l'angolo d'estinzione (Figura 2).

In caso di conduzione continua (CCM) [2] la corrente della bobina non raggiunge il livello del nulla fino all'inizio del periodo seguente (Figura 3). Lo stesso processo si svolge nel canale negativo durante il mezzo periodo seguente. I commutatori S_p ed S_{cp} possono essere sostituiti anche da diodi. In quel caso invece soltanto la frequenza di montaggio (f_s) può essere cambiata liberamente. Se v_c raggiunge $V_i + V_o$, la corrente cambia da S_p a S_{cp} (e da S_n a S_{cn}).

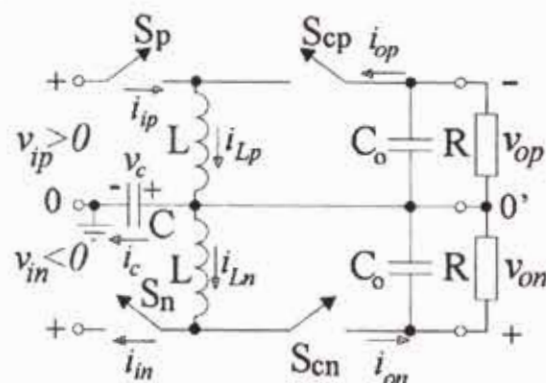


Fig. 1 - B&B configurazione

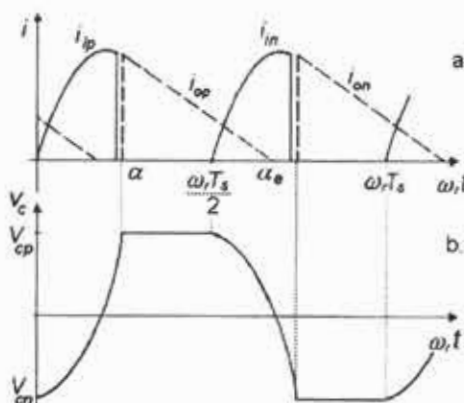


Fig. 2 - Forme di onda di tensione e di corrente



Tecnica di linearizzazione

Per fare il modello analitico linearizzato è stato utilizzato il cosiddetto metodo delle correnti iniettate-assorbite, ampiamente conosciuto. Questo metodo può essere utilizzato soltanto per l'analisi di fenomeni di segno minore e di bassa frequenza.

I principi del metodo di linearizzazione sono i seguenti:

L'introduzione di valori medi, i quali significano la media delle quantità date per un periodo di montaggio:

$$q = \frac{1}{T_s} \int_{t_i}^{t_i + T_s} q(t) dt \quad (1)$$

Il derivato dei varianti di stato viene sostituito dal quoziente di differenza presa per il periodo di montaggio:

$$\frac{dx_n}{dt} = \frac{x_{n+1} - x_n}{T_s} \quad (2)$$

Dove q indica il variante dato e t_i è l'inizio del periodo di montaggio T_s , x_{n+1} e x_n sono i valori d'istante presi all'inizio e alla fine del periodo di montaggio T_s . I varianti di stato sono la corrente di bobina i_i e la tensione di condensatore v_c .

Con il metodo si arriva a funzioni di trasmissione, le quali stabiliscono contatti fra il trasformato Laplace (\tilde{v}_o) della tensione d'uscita e i cambiamenti di segno minore dei varianti d'entrata e di comando. Il modello così ottenuto può essere utilizzato soltanto vicino il punto di lavoro. Il metodo dà un'approssimazione buona nella striscia di frequenza che si espande dal 1/20 della frequenza di montaggio all'1/3 di quello [1].

L'adattamento del metodo delle correnti iniettate-assorbite

L'andamento della linearizzazione è il seguente:

la determinazione della media della corrente di uscita i

$$\tilde{i}_{o,avg} = \tilde{i}_{o,avg}(v_i, \alpha, f_s, v_o, i_{L,n}, v_{cn,n}) \quad (3)$$

La determinazione dei derivati approssimativi della corrente di bobina

$$\tilde{i}_L(v_i, \alpha, f_s, v_o, i_{L,n}, v_{cn,n}) = \frac{di_{L,n}}{dt} \approx \frac{i_{L,n+1} - i_{L,n}}{T_s} \quad (4)$$

e della tensione massima del condensatore collegante

$$\tilde{v}_c(v_i, \alpha, f_s, v_o, i_{L,n}, v_{cn,n}) = \frac{dv_{cn,n}}{dt} \approx \frac{v_{cn,n+1} - v_{cn,n}}{T_s} \quad (5)$$

Fatte la trasformazione Laplace delle equazioni suddette, L'espressione di $i_{L,n}$ e $v_{cn,n}$ dalle quazioni (4) e (5) e la loro sostituzione nell'equazione (3), i varianti suddetti sono

stati eliminati. L'equazione (3) può essere scritta in questa forma:

$$\tilde{i}_{o,n} = Y^{vi} \tilde{v}_i + Y^\alpha \tilde{\alpha} + Y^{fs} \tilde{f}_s + Y^{vo} \tilde{v}_o \quad (6)$$

In base all'equazione (6) il modello di segno minore del convertitore viene rappresentato dalla figura 3, dove la funzione di trasmissione

$Y_o = \frac{R}{1 + RC_o s}$ indica l'uscita R-C di montaggio parallelo.

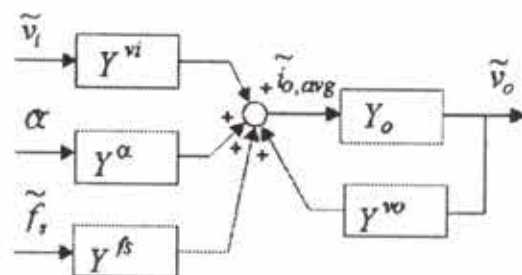


Fig. 3 - Il diagramma di blocco del modello analitico

Il risultato, che è la funzione di trasmissione della tensione d'uscita e di uno dei varianti d'entrata (v_i) e di quelli di comando (α , f_s), può essere scritto nella forma seguente:

$$Y_i = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{z}} = \frac{Y_o}{1 - Y^{vo} Y_o} Y^z = \frac{N_2 s^2 + N_1 s + N_0}{D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (7)$$

Dove uno della z è v_i , di α e f_s .

Risultati di simulazione

L'attendibilità del modello dinamico ricevuto è stato controllato da simulazioni di computer.

Le funzioni di trasmissione $\tilde{v}_o / \tilde{v}_i, \tilde{v}_o / \tilde{\alpha}, \tilde{v}_o / \tilde{f}_s$ sono state controllate secondo i punti di lavoro presenti nella tabella 1.

Ogni volta è stato perturbato un solo variante (v_i , α oppure f_s), gli altri erano lasciati ai loro valori consolidati, presenti nei punti di lavoro. La perturbazione della frequenza di montaggio è stata realizzata da un oscillatore (VCO) comandato da tensione, ed alla tensione appartenente allo stato consolidato è stata aggiunta una tensione del seno, di bassa amplitudine.

Con una veloce trasformazione Fourier è stato levato il componente della tensione v_{o1} , appartenente alla frequenza di perturbazione, mentre gli altri componenti erano lasciati cadere.

Con la rappresentazione del quoziente dei componenti $\tilde{v}_{o1,amp} / \tilde{f}_{s,amp}$ in unità relativa e nella funzione della frequenza di perturbazione siamo arrivati ad un diagramma di intensificazione. Il diagramma di fase è stato ottenuto contando le differenze degli angoli

di fase dei segni del seno f_s e v_{in} (Figura 4). Il metodo è simile nel caso della perturbazione dell'angolo di commutazione e della tensione d'entrata con la differenza che non usiamo VCO, e che invece di f_s vengono perturbati α e v_{in} . Il diagramma Bode viene costruito similmente alla costruzione fatta perturbando la frequenza di montaggio.

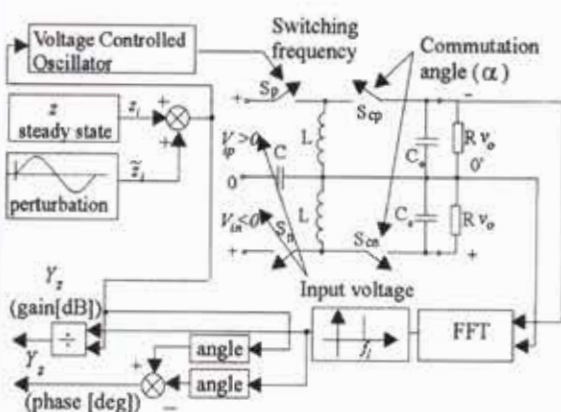


Figura 4 - Il perturbo del segno d'entrata

Sia per i punti di lavoro del funzionamento della DCM che per quelli della CCM sono state fatte delle simulazioni. La frequenza di perturbazione cambiava fra 16 Hz (100 rad/s) e 4700 Hz (30000 rad/s). Quello è il dominio del valore consolidato della frequenza di montaggio, il quale si espande da 0.035%-10.6%. I parametri di simulazione sono i seguenti:

$$C_o=100\mu F, C=100nF, L=125\mu H, f_s=1/(2\pi\sqrt{LC}) \\ \approx 45 \text{ kHz}, f_i=45 \text{ kHz}, v_i=60V.$$

La Tabella 1 fa vedere i dati dei punti di lavoro.

La Tabella 2 contiene i coefficienti contati di Y_z . I dati vanno intesi in unità relative, dove le quantità di base sono i valori consolidati delle quantità.

I risultati della simulazione e quelli della teoria sono distinti da linea tratteggiata e da linea continua (Figura 5 e 6) I risultati della simulazione corrispondono precisamente ai diagrammi Bode dei risultati delle funzioni di trasmissione teoriche in DCM. Le differenze in CCM sono più significative, ma la loro precisione è accettabile nell'esaminato dominio di frequenza.

Conclusione

L'analisi dinamica del buck and boost convertitore a due canali è stata fatta con il metodo delle correnti iniettate-assorbite. Le funzioni di trasmissione ricevute stabiliscono contatti fra la tensione d'uscita v_o e i tre varianti d'entrata: la α , il segno di comando f_s e la tensione d'entrata v_{in} . Le simulazioni di computer hanno confermato l'esattezza del modello matematico nella striscia di frequenza esaminata.

BIBLIOGRAFIA

- [1] A.S. Kislovski, R. Redl, N.O. Sokal: *Dynamic analysis of switching-mode DC/DC converters*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.
- [2] I. Nagy, J. Hamar, K. R. Járdán: *Dual Channel DC-DC Converter in Continuous Conduction Mode ISIE'*, Bled, Slovenia, 1999, vol. 1, pp. 262-267.
- [3] I. Nagy, J. Hamar: *Study of a Dual Channel Resonant Converter COBEP99*, Paraná, Brasil, 1999, pp. 320-325.

Conduction mode	Param. set	Figures	R [Ω]	α [deg]	v_o [V]
DCM	P1	Fig. 8	44.43	45	15.6
CCM	P3	Fig. 10	4.43	45	9.03

Tabella 1: I parametri di simulazione

Par. set		N_2	N_1	N_0	D_3	D_2	D_1	D_0
P1	Y_{vi}	0	$1.90^* 10^{-6}$	1	0	$9.90^* 10^{-8}$	$2.25^* 10^{-3}$	1
	Y_{α}	0	$3.53^* 10^{-5}$	1.11				
	Y_{fs}	0	$2.25^* 10^{-5}$	0.50				
P3	Y_{vi}	$8.43^* 10^{-10}$	$6.01^* 10^{-5}$	1	$7.25^* 10^{-13}$	$2.80^* 10^{-8}$	$1.07^* 10^{-4}$	1
	Y_{α}	$2.04^* 10^{-10}$	$4.15^* 10^{-5}$	1.25				
	Y_{fs}	$3.03^* 10^{-10}$	$4.77^* 10^{-5}$	1.14				

Tabella 2: I coefficienti

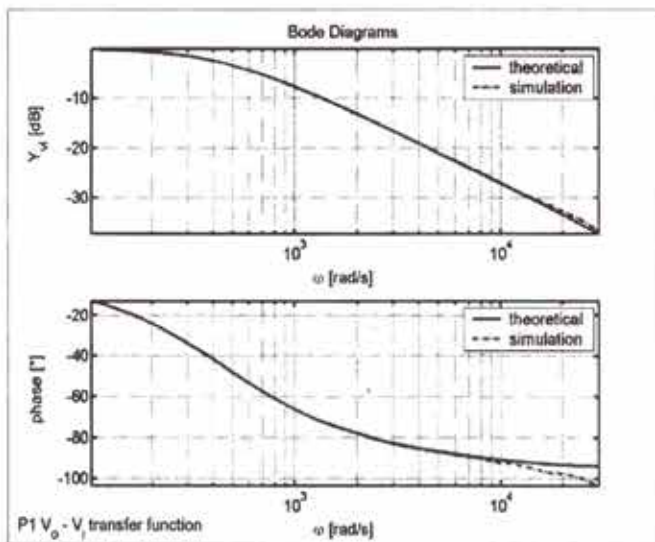


Figura 5.a v_o/v_i funzione di trasmissione (P1, DCM)

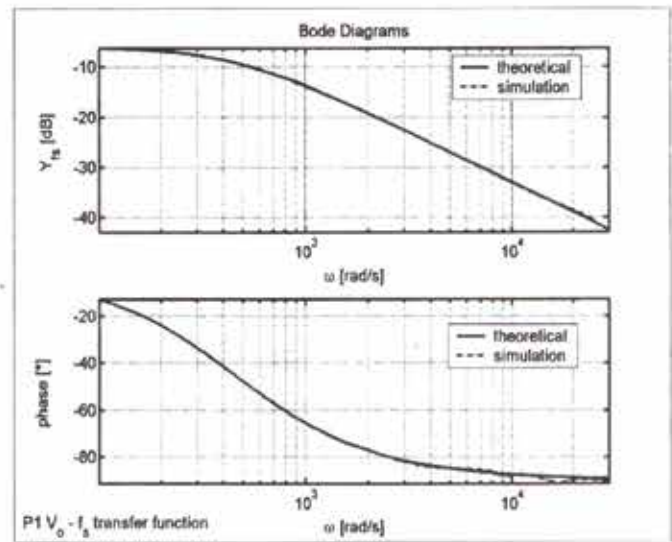


Figura 5. v_o/i_s funzione di trasmissione (P1, DCM)

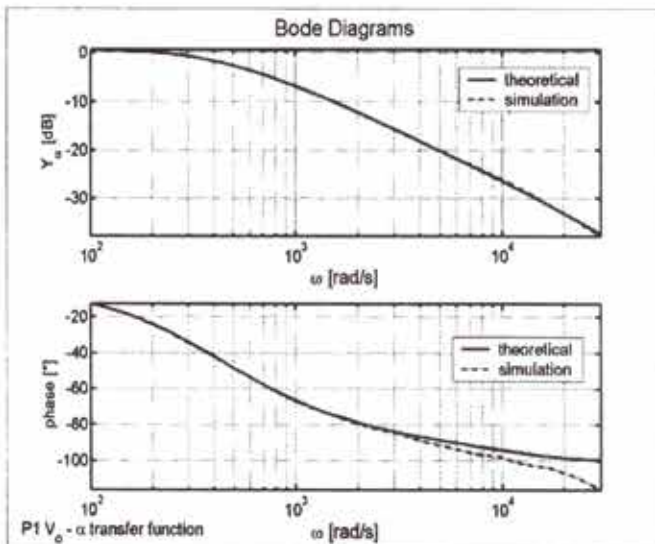


Figura 5. v_o/α funzione di trasmissione (P1, DCM)

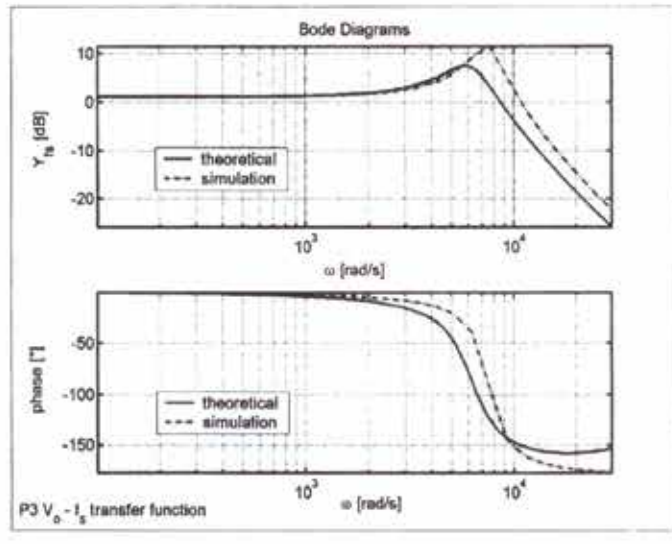


Figura 6. v_o/i_s funzione di trasmissione (P3, CCM)

Convertitori Multilivello per la Trazione Elettrica

A. DELL'AQUILA, V. G. MONOPOLI, M. LISERRE

Dipartimento di Elettrotecnica ed Elettronica, Politecnico di Bari, Via Orabona, 4 - 70125 BARI Italia,
email: dellaqui@poliba.it monopoli@ieee.org liserre@ieee.org

(Sunto dell'articolo originale in inglese)

Introduzione

I convertitori multilivello sono adatti ad applicazioni in cui sono coinvolte alte tensioni ed elevate potenze. Infatti, maggiore è il numero di dispositivi più alto è il valore di tensione che è possibile applicare al lato c.a. senza usare costosi, ingombranti e pesanti trasformatori abbassatori. Per questo motivo essi sono frequentemente usati in sistemi di trazione o, comunque, in sistemi di elevata potenza in sostituzione dei convertitori tradizionali che impiegavano componenti con tensione di breakdown più elevata e frequenza di commutazione più bassa, come GTO o tiristori.

Negli ultimi anni il progresso nella tecnologia dei dispositivi semiconduttori di potenza ha profondamente influenza il progetto di convertitori di potenza dal momento che sono stati prodotti IGBT da 3.3 kV, 4.5 kV e 6.5 kV e IGCT da 4.5 kV a 5.5 kV. Questo miglioramento tecnologico ha portato ad una larga diffusione delle topologie multilivello ed ad una affermazione sul mercato delle alte potenze dei convertitori PWM multilivello a tensione impressa.

Recentemente l'uso di configurazioni multilivello sta diventando sempre più frequente nel campo dei raddrizzatori attivi [1,3]. Infatti, grazie al loro impiego non solo è possibile ottenere una riduzione delle armoniche che si propagano lungo le linee ed un fattore di potenza quasi unitario, ma è possibile anche ridurre la taglia dei filtri c.a. con una conseguente diminuzione dei costi del sistema complessivo. Il raddrizzatore attivo multilivello monofase a ponti ad H può essere considerato la soluzione più vantaggiosa fra le moderne strutture di conversione c.a./c.c. a causa della sua modularità, della sua semplice configurazione e del ridotto numero di componenti (non compaiono diodi o condensatori di clamping [1]-[3]). Inoltre,

l'uso di una struttura a cascata di ponti ad H permette di alimentare molti carichi c.c. distinti l'uno dall'altro.

In opposizione a vantaggi legati alla sua modularità questo convertitore presenta problemi intrinseci di controllo dal momento che ciascun ponte ad H non può essere considerato una struttura indipendente su cui poter operare: ciascun modulo deve interagire con gli altri per ottenere una corrente quasi sinusoidale in fase con la tensione di rete sul lato c.a. e per regolare e stabilizzare le tensioni su ciascun condensatore sul lato c.c..

Per rispondere a tali specifiche è possibile considerare diverse tecniche di controllo. L'obiettivo di questo lavoro è quello di confrontare il comportamento di due sistemi di controllo analizzati: uno basato sull'uso di due classici controllori PI, l'altro basato sull'uso della teoria della Passività. L'ultimo approccio permette di ottenere le equazioni dinamiche del controllore ricavandole da semplici considerazioni energetiche: l'idea di base è progettare i controllori in modo da modificare l'energia totale per ottenere la stabilizzazione desiderata ed una buona capacità di inseguimento del sistema.

Applicazioni interessanti di questa teoria si possono trovare in [4] e [5].

Il modello matematico e sistemi di controllo

Il convertitore considerato è mostrato in Fig. 1. I lati c.a. dei due ponti ad H sono connessi in serie e la tensione multilivello sul lato c.a. complessivamente prodotta ($V_{ab}=V_{a0}+V_{ob}$) può assumere cinque livelli sfruttando le 16 possibili configurazioni (di cui alcune ridondanti).

Siano $S_1 = T1, *T4, -T2, *T3$, e $S_2 = T1, *T4, -T2, *T3$, gli ingressi di controllo, il comportamento del convertitore può essere descritto dalle equazioni differenziali:

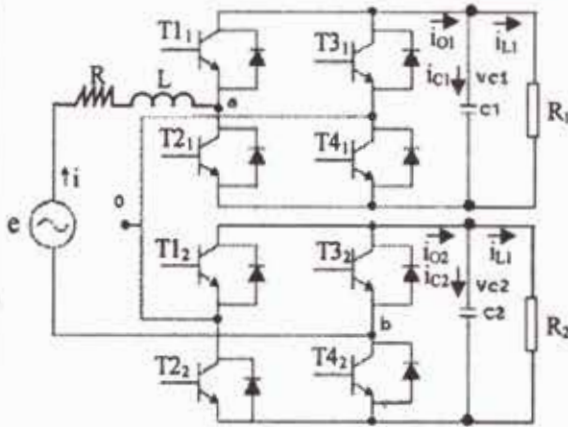


Fig. 1 - Raddrizzatore attivo multilivello a ponti ad H

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L}(e - R x_1 - S_1 x_{21} - S_2 x_{22}) \quad (1)$$

$$\dot{x}_{21} = \frac{1}{C_1}(S_1 x_1 - \frac{x_{21}}{R_1}) \quad (2)$$

$$\dot{x}_{22} = \frac{1}{C_2}(S_2 x_1 - \frac{x_{22}}{R_2}) \quad (3)$$

x_1 corrente assorbita
 x_{21}, x_{22} tensioni sui condensatori C_1 e C_2

Per quanto riguarda la prima tecnica di controllo si è usata una struttura in cascata. La somma $v_{c1} + v_{c2}$ viene controllata scegliendo opportunamente il valore dell'ampiezza della corrente i . Poi la corrente di rete è controllata calcolando la tensione che deve essere generata dal convertitore multilivello sul lato c.a.. Quest'ultima viene sintetizzata attraverso un modulatore che effettua, usando le ridondanze di fase, anche il bilanciamento delle tensioni v_{c1} e v_{c2} . È possibile implementare il controllo in cascata con controllori PI le cui costanti, calcolate seguendo il "modulo ottimo" per l'anello di corrente e "l'ottimo simmetrico" per l'anello di tensione, risultano essere:

$$k_{pi} = \frac{L}{3T_s}, T_{ii} = \frac{L}{R}, k_{pi} = \frac{C}{7.2T_s}, T_{iv} = 17T_s,$$

ove $f_s = 1/T_s$ è la frequenza di campionamento. L'idea di base del controllo basato sulla teoria della Passività è quella di considerare l'energia come una quantità in grado di descrivere lo stato di un sistema. Un'estensione immediata di questo concetto porta a considerare le variazioni di energia come quantità in grado di descrivere il comportamento dinamico di un sistema. Dal momento che l'obiettivo principale di ogni controllore è quello di far evolvere un sistema dinamico nella maniera desiderata e garantirne il suo comportamento a regime, un controllore basato sulla teoria Passività, progettato seguendo delle considerazioni di tipo energetico, dovrà modificare l'energia del sistema e le sue variazioni in modo da ottenere le traiettorie di stato desiderate.

Il sistema originale può essere reso *passivo* introducendo una *storage function* che as-

sume il valore minimo nel punto di funzionamento desiderato. Per il sistema descritto da (1), (2), (3) è possibile considerare la sua energia totale come la sua *storage function*

$$H = (L/2)x_1^2 + (C_1/2)x_{21}^2 + (C_2/2)x_{22}^2 \quad (4)$$

La *storage function* incrementale desiderata è:

$$H_r = \frac{L}{2}\tilde{x}_1^2 + \frac{C_1}{2}\tilde{x}_{21}^2 + \frac{C_2}{2}\tilde{x}_{22}^2$$

ove $\tilde{x}_1 = x_1 - x_{1d}$, $\tilde{x}_{21} = x_{21} - x_{21d}$, $\tilde{x}_{22} = x_{22} - x_{22d}$.

Le equazioni dinamiche del controllore sono:

$$(S_1 + S_2) = \frac{1}{x_{2d}}(e - R x_1 - L \dot{x}_1^* + R' \tilde{x}_1) \quad (5)$$

$$\dot{x}_{2d} = \frac{S_1}{C_1} x_1^* - \frac{x_{2d}}{R_1 C_1} + \frac{\tilde{x}_{21}}{R' C_1} x_{2d}(0) > 0 \quad (6)$$

$$\dot{x}_{2d} = \frac{S_2}{C_2} x_1^* - \frac{x_{2d}}{R_2 C_2} + \frac{\tilde{x}_{22}}{R'' C_2} \quad (7)$$

ove si è imposto che $x_{21d} = x_{21d} = x_{2d}$.

Risultati sperimentali

I set-up hanno i parametri riportati in Tabella I.

Tensione nominale di rete	220 [V]
Potenza nominale	1 [kW]
Tensione di riferimento bus c.c.	560 [V]
Induttanza a.c.	8.5 [mH]
Condensatori c.c.	2200 [μ F]

Per quanto riguarda la prima tecnica di controllo la Fig. 2 mostra che la corrente ha una bassa distorsione ed un fattore di potenza quasi unitario. Inoltre, in Fig. 3 è mostrata la risposta ad una variazione a gradino dei carichi su entrambi i bus in c.c.. A $t=0.5$ s una prima variazione a gradino è applicata al primo bus, poi a $t=2.5$ s un altro gradino è applicato al secondo bus.

Poi si è testato l'approccio basato sulla Passività nelle stesse condizioni. I risultati sono riportati nelle Fig. 4-5. Il controllo basato sulla passività si comporta meglio in presenza di variazioni del carico, ma è caratterizzato dalla presenza di un certo errore a regime.

Il set-up di laboratorio (Fig. 6 e Fig. 7) consiste di due inverter commerciali Danfoss VLT® 5006 da cui è stata rimossa la scheda di controllo. Invece, i segnali di switching dei due convertitori sono generati con una scheda Dspace DS1104. La Fig. 8 mostra i segnali di pilotaggio generati per i due inverter e la risultante funzione di switching multilivello. La Fig. 9 mostra la tensione multilivello generata sul lato c.a. del convertitore. La Fig. 10 mostra le forme d'onda ottenute sperimentalmente della tensione di rete e della corrente assorbita. I risultati sperimentali mostrano un buon accordo con i risultati di simulazione nel caso di controllori PI.

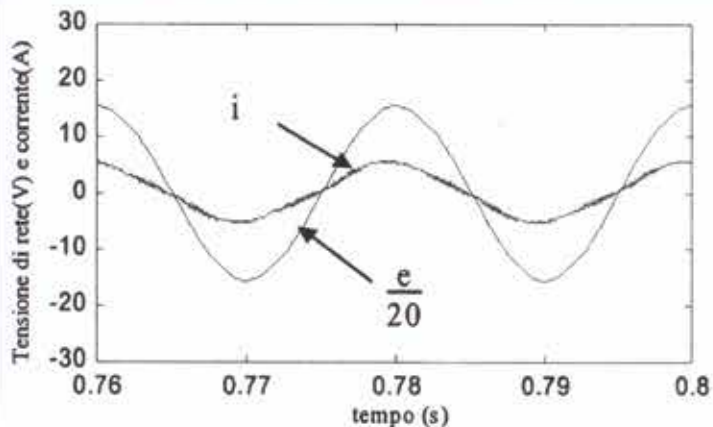


Fig. 2 - Tensione di rete e corrente in due periodi con controllori PI.

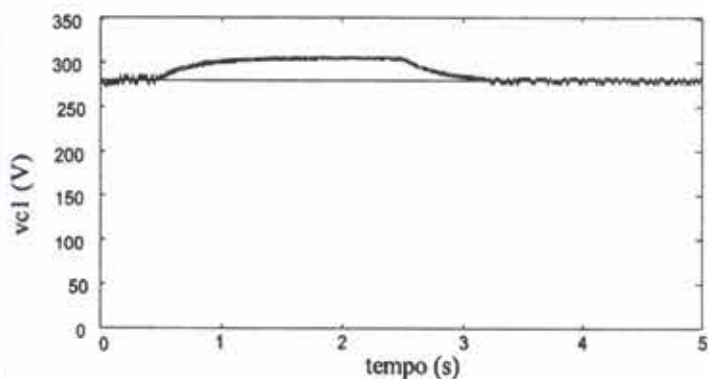


Fig. 3 - Tensione v_{c1} con due variazioni a gradino del carico sui due bus nel caso di controllori PI.

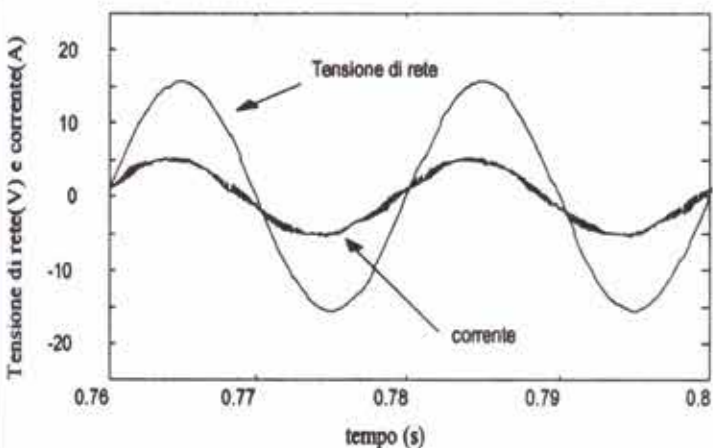


Fig. 4 - Tensione di rete e corrente in due periodi con PBC.

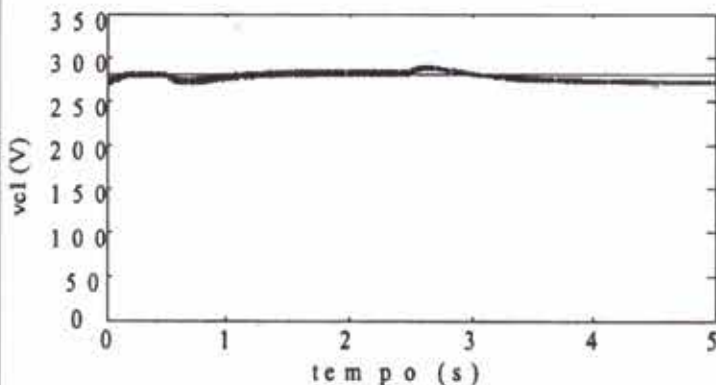


Fig. 5 - Tensione v_{c1} con due variazioni a gradino del carico sui due bus nel caso di PBC.

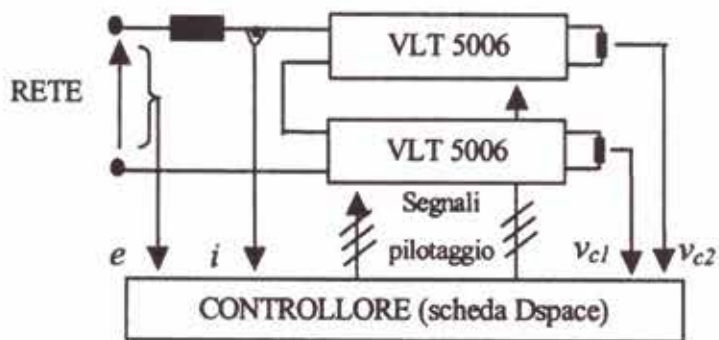


Fig. 6 - Set-up del controllore per il raddrizzatore attivo multilivello.

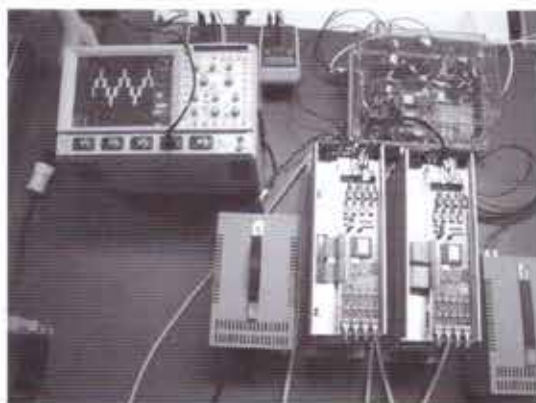


Fig. 7 - Set-up di laboratorio per il raddrizzatore attivo multilivello.

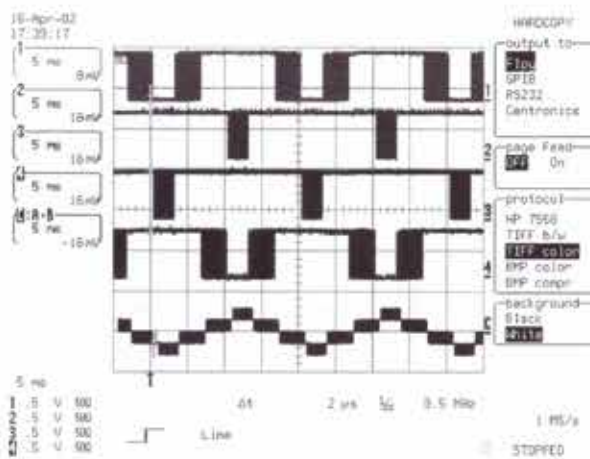


Fig. 8 - Segnali di pilotaggio e risultante funzione di switching multilivello

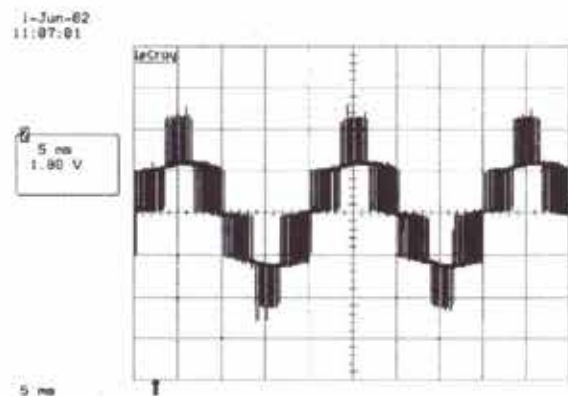


Fig. 9 - Tensione multilivello c.a.

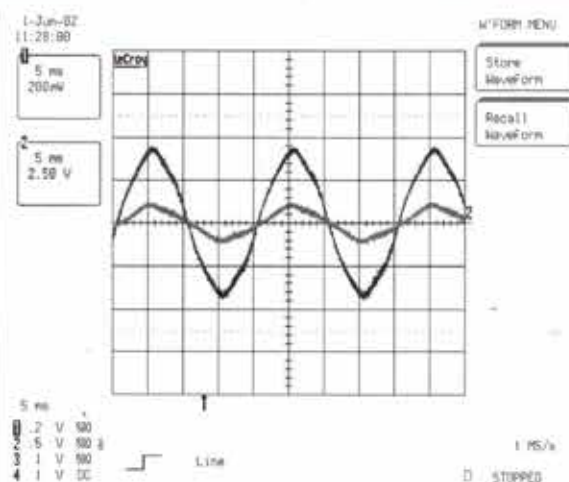


Fig. 10 - Tensione di rete e corrente con controllori PI.

Conclusioni

I problemi relativi al controllo del convertitore multilivello a ponti ad H sono stati affrontati seguendo due approcci: un controllo in cascata basato su controllori PI in cui si sfruttano le ridondanze di fase per ottenere il bilanciamento; un controllo innovativo basato sulla teoria della passività. I diversi test effettuati mostrano che il secondo controllo si comporta meglio in presenza di variazioni

improvvisate del carico, mentre il primo è in grado di bilanciare meglio le tensioni sui due bus in c.c.. I risultati sperimentali mostrano un buon accordo con i risultati di simulazione nel caso di controllori PI. Una validazione sperimentale verrà fatta anche nel caso di controllo basato sulla Passività. Tuttavia, dal momento che l'approccio basato sulla teoria della Passività consente una maggiore stabilità del sistema, esso risulta essere il più interessante da analizzare ulteriormente.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J. S. Lai, F. Z. Peng. *Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters*, IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 32, May/June 1996, pp. 509-517.
- [2] B.R. Lin, H.H. Lu. *New Multilevel Rectifier Based on Series Connection of H-Bridge Cell*, IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 147, No. 4, July 2000.
- [3] F.Z. Peng, J.-S. Lai, J.W. McKeever, J. Vancoervering. *A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation*, IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 32, No. 5, September/October 1996, pp.1130-1138.
- [4] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems*, New York: Springer-Verlag, 1998.
- [5] Escobar, G.; Chevreau, D.; Ortega, R.; Mendes, E., *An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier*, IEEE Trans. on Control Systems Technology, Vol. 9, No. 4, July 2001, pp. 637-644.





2002
International
Symposium
on
Industrial
Electronics



EDITRICE ABITARE SEGESTA

Corso Monforte, 15 - 20122 Milano tel. 02 76090/1 telefax 02 76090301

ABBONAMENTI ANNUALI

ABITARE

Lit. 93.000

anziché Lit. 143.000

11 numeri

€ 48,03

€ 73,85

COSTRUIRE

Lit. 83.000

anziché Lit. 128.000

11 numeri + 1 numero speciale

€ 42,87

€ 66,11

CASE DA ABITARE

Lit. 46.000

anziché Lit. 70.000

10 numeri

€ 23,76

€ 36,15

**Questa offerta
è riservata agli Iscritti all'Ordine
e quindi tutte le richieste di abbonamento
dovranno essere inoltrate tramite la Segreteria.**

**A tutti gli abbonati
sarà inviato un bollettino di c/c postale prestampato
per il pagamento degli abbonamenti.**

EDITRICE ABITARE SEGESTA



Il castello di Celano
(da un'antica stampa)