

Università degli Studi di
Padova



Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica
Dipartimento di Elettronica e Informatica

TESI DI LAUREA

Realizzazione di una macchina sonora dotata di interfaccia midi

RELATORE: Prof. Roberto Oboe

CO-RELATORE: Maestro Carlo De Pirro

LAUREANDO: Giuseppe Pigatto

Padova, Aprile 2002

Anno Accademico 2000-2001

Ai miei genitori

Indice

Sommario	iii
1 Introduzione	1
1.1 Il carillon	1
1.2 Sezione delle percussioni	2
2 Il progetto	5
2.1 Destinazione d'uso	5
2.2 Costi	6
2.3 Risorse	7
3 Sistema di controllo e azionamento	9
3.1 Descrizione generale	9
3.2 Protocollo MIDI	10
3.2.1 Scheda di controllo MTC64	12
3.3 Progetto del carillon	12
3.3.1 Dimensionamento del motore	14
3.3.2 Scelta dell'inverter	16
3.3.3 Circuiti di controllo dell'inverter	17
3.4 Progetto della sezione a percussione	21
3.4.1 Dimensionamento del circuito di pilotaggio	24
3.5 Dimensionamento delle sezioni di alimentazione	27

3.6 Dimensionamento della sezione a scuotimento distaccata	29
3.6.1 Dimensionamento del driver per la trasmissione del segnale	31
4 Immunità ai disturbi	33
4.1 Raggruppamento dei circuiti	34
4.2 Utilizzo di conduttori di guardia e cavi schermati	35
4.3 Separazione delle linee elettriche	41
4.4 Adozione di filtri di ingresso	41
5 Sicurezza	45
6 Realizzazione pratica e collaudo	49
7 Conclusioni	51
A DATA SHEET COMPONENTI	53

Sommario

L'argomento di questa tesi riguarda la progettazione e realizzazione di un sistema di controllo e azionamento per un macchinario sonoro da esporre all' Expo 2002 di Neuchâtel in Svizzera.

Allo scopo, sono stati presi in considerazione tutti gli aspetti di tipo progettuale quali destinazione d'uso, costi e risorse disponibili. Sono stati progettati e realizzati tutti i circuiti elettrici ed elettronici che consentono di azionare il macchinario; sono stati inoltre considerati i problemi reattivi all'immunità ai disturbi elettromagnetici e alla sicurezza.

Capitolo 1

Introduzione

Il macchinario, denominato “Il Carillon Della Materia”, consiste in un apparato composto da due sezioni: un carillon propriamente detto e un sistema a percussione (*Figura 1*).

I suoni emessi da entrambe le parti sono ottenuti sollecitando o percuotendo oggetti artigianali in metallo e vetro di Murano; il macchinario è comandato attraverso un personal computer da uno spartito musicale.

Il macchinario, la cui struttura è interamente in legno, è inserito in una cassetta, anch’essa di legno, di dimensioni 4×4 metri ed è ancorato al soffitto di quest’ultima in modo da permettere ai visitatori dell’esposizione di udirne i suoni e, nel contempo, apprezzarne le modalità attraverso cui i suoni sono ottenuti senza alcun pericolo o danno per i visitatori e per il macchinario stesso.

1.1 Il carillon

Come è noto, un carillon è composto da un rullo rotante sulla cui superficie compaiono delle sporgenze opportunamente distribuite. Con la rotazione del rullo tali sporgenze sollecitano lamine metalliche di varie dimensioni poste nelle adiacenze del rullo. La lamina, una volta sollecitata, vibrando genera un suono le cui tonalità e il cui timbro sono legati alle dimensioni e al materiale della lamina

stessa. La cadenza dei suoni, e quindi il motivo musicale, sono determinati dalla dislocazione delle sporgenze sul rullo del carillon e dalla velocità di rotazione del rullo stesso.

Normalmente le dimensioni di un carillon sono dell'ordine dei centimetri, mentre il progetto considerato è di alcuni metri. Il rullo è costituito da un albero cavo in acciaio dolce delle dimensioni di: lunghezza $3\ m$, diametro esterno $5\ cm$ e spessore $3\ mm$. Le sporgenze sono costituite da viti filettate in acciaio dolce del diametro di $8\ mm$ ($M8 \times 10$) le cui teste sono state sostituite con sfere di acciaio saldate alla vite stessa e camuffate con oggetti in legno appositamente sagomati sul tema della favola di Pinocchio . Le viti filettate, la cui distribuzione lungo l'albero è a doppia elica, sono avvitate all'albero in modo da poterne registrare la sporgenza e sono poi bloccate da un dado. L'albero poggia su cuscinetti a sfera a loro volta ancorati alla struttura in legno e la sua velocità di rotazione può variare tra i $2\ giri/min$ e i $20\ giri/min$ in entrambe le direzioni.

Le lame, di vario spessore e tipo, sono state ricavate da lamine grezze di acciaio più lunghe, o da utensili da taglio per legno e metallo; tali lame sono poi fissate ad una “cassa armonica” appositamente realizzata in legno in modo da amplificarne acusticamente il suono.

1.2 Sezione delle percussioni

Gli oggetti che vengono percossi sono di vario tipo e consistono in:

- lame a disco di utensili da taglio per legno e metallo (*Figura 2*)
- oggetti in vetro di Murano (*Figura 3*)
- utensili da lavoro di vario tipo per artigiani (*Figura 4*)
- lastre rettangolari di ottone (*Figura 5*)

La percussione è ottenuta attraverso una leva in legno fissata su un cuscinetto a sfere a sua volta ancorato alla struttura; il battente è anch'esso in legno ed è ancorato alla leva attraverso una lamina di acciaio. Gli oggetti da percuotere sono stati raggruppati per tipologia e dislocati attorno alla struttura. Il fissaggio degli oggetti alla struttura dipende dal tipo di oggetto e dal suono che l'oggetto è in grado di emettere una volta percosso, quindi alcuni sono stati fissati alle casse armoniche mentre altri sono stati inseriti in strutture dedicate, a loro volta ancorate alla struttura portante.

La percussione delle lastre è diversa, infatti il suono è generato scuotendole leggermente ad una estremità. Per la realizzazione di tale effetto si è pensato di ricorrere ad un motore di piccole dimensioni alla cui estremità verrà fissato un meccanismo eccentrico collegato, a sua volta, all'estremità inferiore della lastra attraverso una molla metallica. Le lastre sono installate ad una distanza di una decina di metri da tutto l'apparato.

Capitolo 2

Il progetto

È necessario premettere alcune considerazioni di cui si è tenuto conto in fase di progettazione, sviluppo e successiva realizzazione del macchinario. Gli aspetti di cui si è tenuto conto sono i seguenti:

- destinazione d'uso del macchinario
- costi
- risorse disponibili per la realizzazione del progetto

Il primo obiettivo è stato quello di ottenere una sufficiente funzionalità e affidabilità al costo minore possibile, realizzando dei prototipi e verificandone il funzionamento. Successivamente si è passati alla realizzazione delle singole parti con una ulteriore fase di test e di eventuale modifica; infine si è proceduto all'assemblaggio del dispositivo e al collaudo finale. Le fasi di test sono state condotte in modo accurato per verificare ognuno degli aspetti sopra considerati.

2.1 Destinazione d'uso

Il macchinario è un oggetto unico destinato ad una esposizione internazionale, e verrà successivamente posto nel museo permanente dedicato a Pinocchio nel paese

di Collodi. Il macchinario non è quindi soggetto ai vincoli imposti dalla Direttiva Europea 89-336 riguardante la Compatibilità Elettromagnetica, ma si è invece tenuto conto che, non essendoci alcun vincolo in questo senso, il macchinario potrà trovarsi a funzionare in un luogo caratterizzato da disturbi elettromagnetici di vario tipo.

Sono stati adottati vari accorgimenti che saranno descritti in seguito, e tali da permettere una sufficiente immunità ai disturbi elettromagnetici.

Si è tenuto conto inoltre del fatto che il macchinario non possa costituire fonte di pericolo dal punto di vista elettrico per i visitatori, prevedendo quindi sistemi di protezione per ogni singola parte e non considerando peraltro l'aspetto della sicurezza per ciò che riguarda la struttura o i materiali in quanto non rientra nelle competenze del progetto assegnato.

Infine si è tenuto conto delle modalità e condizioni di funzionamento del macchinario: il funzionamento previsto è per un periodo limitato circoscritto alla durata dell'esposizione stessa, e cioè in modo continuato per un massimo di dieci ore e per un periodo di sei mesi da Maggio 2002 ad Ottobre 2002, in condizioni ambientali non controllate per quanto riguarda umidità e temperatura. Si è quindi ipotizzato che il macchinario possa trovarsi ad operare a temperature al di sopra della massima stagionale.

2.2 Costi

Il budget a disposizione è stato uno dei vincoli maggiori per ciò che riguarda la progettazione: realizzare un dispositivo che raggiunga il miglior compromesso tra costi di progettazione, realizzazione e funzionalità, è una capacità che si acquisisce con l'esperienza, e quindi nel caso del progetto in questione è stato necessario valutare con estrema attenzione ogni singolo aspetto legato ai costi, in modo da ottenere la funzionalità voluta con una adeguata affidabilità al minor costo possibile.

A tale scopo la scelta della componentistica è stata condotta non solo in base a tali criteri, ma anche in relazione alle risorse disponibili a loro volta ancora legate ai costi di realizzazione.

2.3 Risorse

Le risorse da utilizzare hanno costituito un ulteriore vincolo. L'ostacolo maggiore ha riguardato l'impossibilità di acquistare componentistica a titolo aziendale, essendoci preclusi quei canali che tipicamente vengono riservati al mondo del lavoro; ci si è dovuti pertanto rivolgere esclusivamente ai canali di vendita al dettaglio con un limite, sia per quanto riguarda la varietà di componenti, che per quanto riguarda i costi.

La realizzazione pratica dei circuiti elettronici, del montaggio e del cablaggio è stata eseguita direttamente da me; ciò ha determinato fin dalle prime fasi la necessità di optare per un progetto sufficientemente semplice adatto ad una realizzazione di tipo artigianale. A tale proposito è stato fondamentale il contributo fornитomi a titolo personale da alcune persone alle quali va la mia riconoscenza.

Capitolo 3

Sistema di controllo e azionamento

3.1 Descrizione generale

Per motivi logistici il personal computer utilizzato per il comando del macchinario è dislocato a 40 metri rispetto al macchinario stesso, e quindi il progetto prevede che il segnale di comando venga portato attraverso un cavo elettrico dal personal computer al macchinario; al macchinario inoltre arriverà un cavo per l'alimentazione a tensione di rete (220 $V.50\ Hz$).

Data la natura del comando scelto, e cioè un uno spartito musicale, si è fatto riferimento ad un dispositivo disponibile in commercio consistente in una scheda di controllo MIDI in grado di convertire, attraverso un software opportuno, l'informazione musicale in segnali elettrici in logica di tipo TTL. La scheda è caratterizzata da 64 uscite e ad ognuna di queste corrisponde una nota musicale che aziona indirettamente un battente del sistema a percussione, o contribuisce assieme ad altre note ad azionare il carillon.

Per il carillon si è pensato di utilizzare un azionamento elettrico; i comandi di velocità e verso di rotazione sono di tipo digitale e cioè vengono utilizzate 6 note

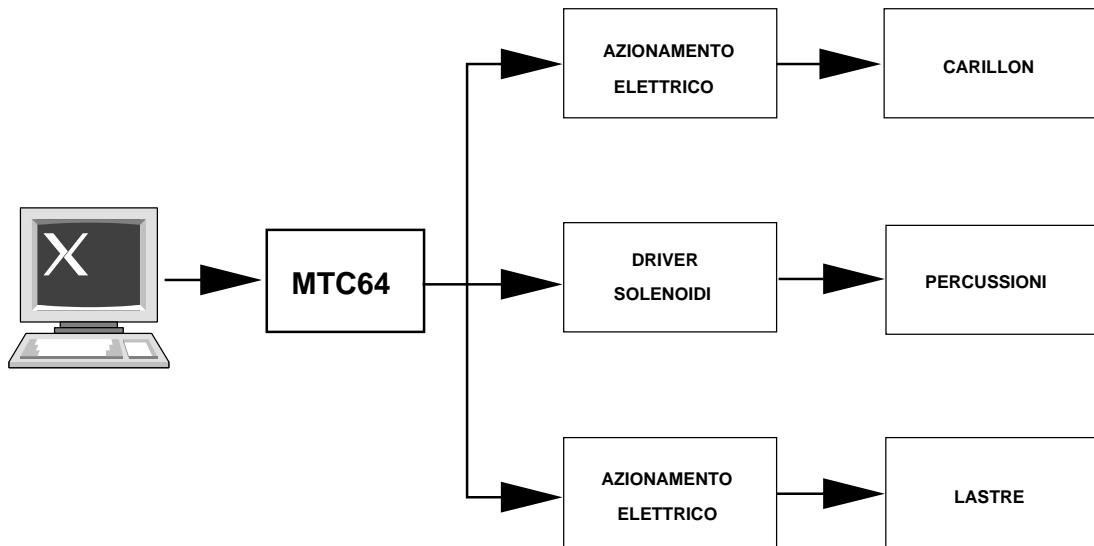


Figura 3.1: Schema generale del sistema

per la codifica della velocità, ottenendo quindi 64 livelli di velocità differenti e 2 per la selezione del verso di rotazione.

Per le percussioni vengono utilizzate le rimanenti 56 uscite della scheda e si è pensato di utilizzare dei solenoidi alimentati a 12 V, cioè dei dispositivi elettromeccanici costituiti da un avvolgimento e da un nucleo metallico mobile in grado di venire richiamato all'interno dell'avvolgimento quando viene applicata tensione all'avvolgimento stesso; il richiamo del nucleo metallico azionerà quindi la leva di percussione che batterà su uno degli oggetti. Il sistema è inoltre provvisto di sezioni di alimentazione per la circuiteria e l'azionamento dei solenoidi; lo schema complessivo è riportato in *Figura 3.1*.

3.2 Protocollo MIDI

Come già accennato, il macchinario viene comandato attraverso uno spartito musicale. Il protocollo MIDI permette di associare ad uno spartito musicale una informazione univocamente interpretabile da trasmettere attraverso un segnale

elettrico; tale protocollo è uno standard universalmente riconosciuto da tutti i costruttori di strumenti musicali elettronici e permette il “dialogo”, oltre che tra gli strumenti, anche tra questi ed un personal computer. Il protocollo stabilisce sia le specifiche hardware (interfaccia, cavi connettori), sia software (linguaggio, modalità di trasmissione, tipologia dei messaggi).

Il protocollo MIDI (Musical Instruments Digital Interface) nacque negli anni ottanta con lo scopo di permettere il dialogo tra strumenti musicali elettronici; il linguaggio utilizzato trasforma i gesti compiuti da un musicista nell'eseguire una partitura in un messaggio MIDI. Tale messaggio contiene due tipi di informazioni distinti: i messaggi di stato e i messaggi di dati. Un messaggio di stato descrive una azione particolare come suonare una nota o variare l'intonazione di un suono, mentre un messaggio di dati descrive quale nota è stata suonata e l'entità della variazione. Il protocollo prevede l'utilizzo di più canali (sedici), in modo da poter utilizzare più dispositivi contemporaneamente.

L'informazione è organizzata in byte e ad ogni byte corrisponde un messaggio in cui un *nibble* è riservato ai messaggi di stato mentre l'altro è riservato ai messaggi di dati; la codifica è di tipo BCD. I messaggi vengono inviati in modalità seriale da un dispositivo UART allo strumento o al computer predisposto alla ricezione. Il segnale viene trasmesso alla velocità di 31,25 *KBaud* in modalità current-loop con valore di 5 mA. Per le connessioni vengono utilizzati connettori DIN a 5 poli secondo lo schema di *Figura 3.2*.

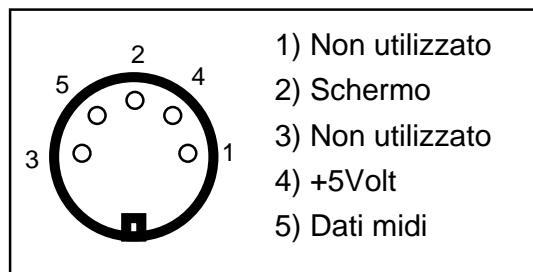


Figura 3.2: Configurazione connessioni cavo midi

3.2.1 Scheda di controllo MTC64

La scheda in oggetto è prodotta dalla ditta *Doepfer Musikelettronik* ed è in grado di ricevere un segnale secondo lo standard MIDI ed elaborarlo. È dotata di 64 uscite compatibili con logica di tipo TTL, a ciascuna delle quali corrisponde una nota dello spartito musicale. La modalità di funzionamento scelta è la seguente: per ogni nota suonata sullo spartito, la corrispondente uscita della scheda si porterà a livello alto (*5 volt*), altrimenti rimarrà a livello basso (*0 volt*). Per le altre modalità di funzionamento si faccia riferimento all'*Appendice A*.

La scheda è in grado di erogare una corrente massima di *100 mA*, distribuita su tutte le uscite contemporaneamente attive, ed è alimentata da una tensione continua di *10 V*.

Il costruttore raccomanda una certa cautela nell'applicare tensioni o correnti ai terminali di uscita, pena la rottura dei circuiti di uscita della scheda stessa, pertanto si è scelto di disaccoppiare otticamente ogni singola uscita dagli altri circuiti del sistema.

Per garantire una alimentazione stabilizzata e affidabile, si è scelto di acquistare un alimentatore con protezione da sovracorrenti, con il quale verranno alimentate anche le altre schede del sistema.

3.3 Progetto del carillon

Il progetto prevede la realizzazione di un azionamento elettrico in grado di far ruotare l'albero del carillon ad una velocità compresa tra i *2 giri/min* e i *20 giri/min* in entrambe le direzioni. Si deve tenere presente che l'albero deve ruotare senza subire variazioni apprezzabili di velocità dovute alla sollecitazione delle lame.

Dopo aver preso in considerazione vari dispositivi e i relativi costi, la scelta è caduta su un motore asincrono trifase pilotato con un inverter digitale, con l'aggiunta di un riduttore meccanico; tale scelta è giustificata dai seguenti motivi:

- costo ridotto del motore
- affidabilità e prestazioni dell’azionamento
- reperibilità e versatilità del sistema di controllo (inverter)
- semplicità complessiva.

Un azionamento mediante inverter, oltre che essere molto diffuso, permette il controllo del motore attraverso i parametri di coppia, velocità, verso di rotazione, accelerazione e frenata in modo indipendente. In commercio esistono diversi tipi di inverter che realizzano controlli di tipo vettoriale e sensorless a costi contenuti. Si tenga presente che, in fase di progetto, non era disponibile un prototipo meccanico affidabile sul quale eseguire delle misure, pertanto si è scelto di fare una stima teorica dello sforzo compiuto dall’albero nella sollecitazione di una lama, e di tenerne conto nel calcolo della coppia necessaria al motore. Successivamente il motore è stato sovradimensionato in modo da garantire al controllo di operare nelle condizioni ipotizzate¹. Lo schema del sistema adottato è riportato in *Figura 3.3*.

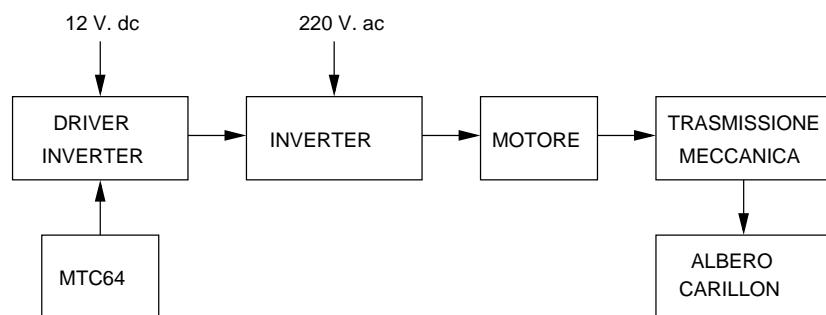


Figura 3.3: Schema azionamento elettrico carillon

¹Cioè senza subire variazioni di velocità apprezzabili indesiderate.

3.3.1 Dimensionamento del motore

Nel determinare le dimensioni del motore si è tenuto conto di dover operare in condizioni di caso peggiore, cioè nel caso in cui uno dei pioli sia a contatto con una lamina, l'albero sia fermo e debba portarsi al regime di rotazione minimo². Il calcolo tiene conto di un rapporto di riduzione pari a 47:1 come dato noto in quanto il riduttore era già disponibile.

In *Tabella 3.1* sono riportati i parametri considerati nel dimensionamento del motore.

P_m	potenza nominale del motore	
ω_m	velocità nominale motore	
M_m	momento del motore	
α	accelerazione albero	
ρ_a	densità albero	$7,8 \cdot 10^3 \text{ Kg/m}^3$
n	rapporto di trasmissione	47:1
l_a	lunghezza albero	3 m
d_a	diametro albero	50 mm
s_a	spessore albero	4 mm
l_p	lunghezza massima pioli	10 cm
d_p	spessore pioli	8 mm
ρ_p	densità pioli	$7,8 \cdot 10^3 \text{ Kg/m}^3$
$\omega_{a_{max}}$	velocità massima albero	30 giri/min
$\omega_{a_{min}}$	velocità minima albero	2 giri/min

Tabella 3.1: Parametri dell’azionamento elettrico

Il momento resistente massimo offerto da una lamina ad un piolo è:

$$M_p = F_{p_{max}} \cdot l_p = 19,6 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (3.1)$$

²E quindi il motore si trova in condizioni di coppia minima.

in cui si è stimata la forza massima resistente offerta da una lamina ad un piolo che la sollecita pari a $F_{p_{max}} = 20 \text{ Kgf} = 196 \text{ N}$.

Il momento d'inerzia dell'albero escluso il contributo dei pioli è dato da:

$$I_a = \frac{1}{2} \cdot m_a \cdot (r_e - r_i)^2 = 9,36 \cdot 10^{-6} \text{ Kg} \cdot m^2 \quad (3.2)$$

in cui

$$m_a = \pi \cdot (r_e - r_i)^2 \cdot l_a \cdot \rho_a = 1,17 \text{ Kg} \quad (3.3)$$

Il momento d'inerzia riferito all'albero, di un singolo piolo è pari a:

$$I_p = \frac{d_a}{12} \cdot m_p \cdot d_p^2 + m_p \cdot a^2 = 2,2 \cdot 10^{-4} \text{ Kg} \cdot m^2 \quad (3.4)$$

in cui

$$a = \frac{d_a}{2} + \frac{l_p}{2} = 7,5 \text{ mm} \quad (3.5)$$

e

$$m_p = \frac{\pi}{4} \cdot d_p^2 \cdot l_p \cdot \rho_p = 39,2 \cdot 10^{-3} \text{ Kg} \quad (3.6)$$

Il momento d'inerzia totale dell'albero con i pioli risulta pari a

$$I_a + I_p \cdot 40 = 8,81 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot m^2 \quad (3.7)$$

in cui si è tenuto conto del contributo dovuto a 40 pioli uniformemente distribuiti sull'albero secondo due eliche.

Il momento resistente dell'albero è dato da

$$M_t = I_t \cdot \alpha = 55,3 \cdot 10^{-3} \text{ N} \cdot m \quad (3.8)$$

in cui per l'accelerazione è stato considerato che l'albero si porti al regime di rotazione massimo in un tempo di 0,5 s. A tale momento va aggiunto quello dovuto alla sollecitazione sulle lame calcolato nella (3.1) rispetto al quale il

valore ottenuto dalla (3.8) risulta trascurabile. Si deve scegliere pertanto un motore tale che risulti:

$$M_m > \frac{19,6}{n} = 0,42 \text{ } N \cdot m \quad (3.9)$$

In base a questo risultato si è deciso di eccedere nel dimensionamento del motore, in quanto le differenze di costo tra motori di piccola potenza è minima.

Considerando un rapporto di riduzione pari a 47:1 si ottiene un valore per il regime di velocità massima pari a 1410 *giri/min* corrispondente ad una velocità dell'albero del carillon pari ad 30 *giri/min* ed un valore per il regime di velocità minima pari a 94 *giri/min* corrispondente ad una velocità dell'albero del carillon pari a 2 *giri/min*.

La scelta è caduta su un motore trifase a 6 poli con velocità nominale di 870 *giri/min* e potenza di 0,25 *KW*. Con tale motore la coppia nominale disponibile risulta pari a:

$$M_m = \frac{P_m}{\omega_m} = 2,74 \text{ } N \cdot m \quad (3.10)$$

e quindi ampiamente superiore allo sforzo massimo richiesto.

3.3.2 Scelta dell'inverter

Tra quelli disponibili in commercio, si è scelto un modello che a parità di costo offrisse le maggiori garanzie di affidabilità e nello stesso tempo elevata versatilità.

Si è scelto il modello *Altivar 08* di *Telemecanique*.

Tale modello, combinato con un motore asincrono trifase, realizza un azionamento con controllo di tipo sensorless attraverso il quale è possibile controllare velocità, accelerazione e senso di rotazione di un motore con gamme di velocità variabili tra 0 *giri/min* e il doppio della velocità nominale del motore.

Il dispositivo è completamente programmabile per ciò che riguarda i parametri principali dell'azionamento quali coppia, accelerazione e frenata, è dotato di

protezioni termiche e di corrente per il motore e si presta ad essere controllato esternamente tramite apposita circuiteria. Per il dettagli delle caratteristiche del dispositivo si veda l'*Appendice A*.

Per la variazione di velocità si deve fornire, all'ingresso predisposto, un segnale variabile tra 0 e 5 V, mentre per la selezione del verso di rotazione si deve fornire un segnale per il quale il valore logico basso corrisponde ad una tensione inferiore a 5 V, ed il valore logico alto ad una tensione superiore a 10 V. Il dispositivo rende disponibili delle uscite a tensione fissa pari a 5 V per la regolazione della velocità e 15 V per la selezione del verso di rotazione; la corrente massima erogata è di 20 mA per il controllo di velocità e 3 mA per il controllo del verso di rotazione.

3.3.3 Circuiti di controllo dell'inverter

I circuiti di controllo dell'inverter devono rientrare nei massimi assorbimenti di corrente da parte degli ingressi di controllo dell'inverter, pertanto devono essere dimensionati in funzione di questi; ricordiamo che si è scelto di disaccoppiare otticamente le uscite della scheda MIDI per evitare che guasti o disturbi generati dall'inverter si ripercuotano sulle uscite della scheda compromettendone il funzionamento.

Dimensionamento del circuito di comando del verso di rotazione

Lo schema circuitale adottato è riportato in *Figura 3.4*; si osservi l'utilizzo della tensione di 15 V resa disponibile dall'inverter.

Il principio di funzionamento del circuito è quello di un interruttore elettronico e per la realizzazione è stato utilizzato un mosfet.

La scelta di un dispositivo mosfet rispetto a quella di un bjt non è stata dettata da particolari criteri se non il minore assorbimento di corrente da parte del mosfet e quindi minore erogazione da parte della scheda MIDI; per quanto riguarda i costi è stato scelto il dispositivo che, a parità di specifiche, presentasse il minore costo.

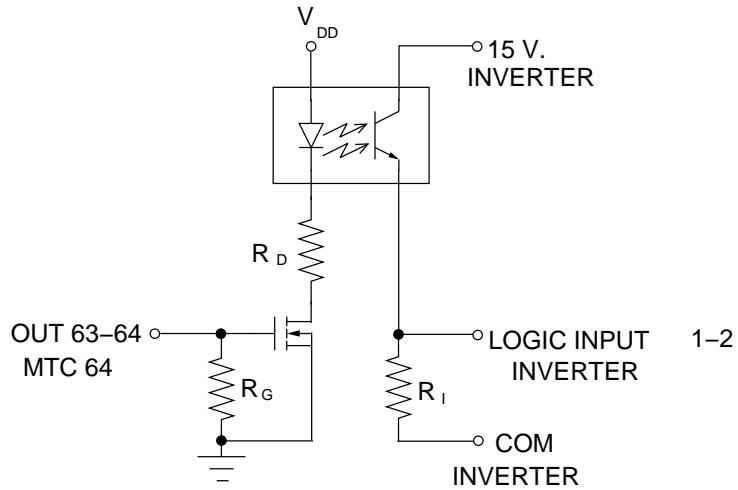


Figura 3.4: Schema circuitale per la selezione del verso di rotazione

Per un corretto funzionamento si è cercato un mosfet in grado di entrare in conduzione con una $V_{GS} = 5 \text{ V}$, e sopportare correnti dell'ordine della decina di milliampercere e tensione $V_{DS_{max}} = 10 \text{ V}$; il criterio di affidabilità ha consigliato la scelta di un componente che eccedesse tali parametri pur garantendo un corretto funzionamento, adottando il componente *BS170* di *Fairchild* (*Appendice A*).

Tale componente è caratterizzato da una $I_{D_{max}} = 500 \text{ mA}$, $V_{DS_{max}} = 60 \text{ V}$ e $R_{DS_{on}} = 1,5 \Omega$, quindi risponde ampiamente alle caratteristiche cercate. Per ciò che riguarda l'optoisolatore è stato adottato un componente particolarmente diffuso ed economico: il *TLP504A* di *Toshiba* (*Appendice A*).

I valori di utilizzo consigliati dal costruttore sono $I_F = 16 \text{ mA}$ e $I_C = 1 \text{ mA}$; si noti come tali parametri rispettino i massimi assorbimenti di corrente degli ingressi dell'inverter.

Volendo ottenere una corrente di assorbimento del diodo trasmittente pari a 16 mA e tenendo conto delle caratteristiche del *BS170* si ricava:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_F - V_{DS}}{I_F} = \frac{10 - 1,15 - 0,1}{16 \cdot 10^{-3}} = 525 \Omega \quad (3.11)$$

da cui si adotta il valore commerciale di 560Ω . Per ciò che riguarda la sezione del diodo emettitore si è scelto un compromesso tra il valore consigliato per il

fotoaccoppiatore, cioè 1 mA , ed il valore massimo di assorbimento per l'ingresso dell'inverter, cioè 2 mA . Si ricava:

$$R_{I_{max}} = \frac{V_{INV} - V_{CE}}{I_E} = \frac{15 - 0,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 14 \text{ K}\Omega \quad (3.12)$$

$$R_{I_{min}} = \frac{V_{INV} - V_{CE}}{I_{INV}} = \frac{15 - 0,1}{2 \cdot 10^{-3}} = 7,45 \text{ K}\Omega \quad (3.13)$$

Si è scelto di adottare quindi il valore di $R_I = 8,2 \text{ K}\Omega$ al quale corrisponde una corrente erogata pari a $1,8 \text{ mA}$, valore accettabile sia per il fotoaccoppiatore che per l'inverter. Si noti infine che è stata aggiunta una resistenza di pull-down al terminale di gate del mosfet per garantire lo spegnimento del dispositivo in assenza di segnale; il valore di $68 \text{ K}\Omega$ è stato scelto per non caricare eccessivamente l'uscita della scheda MIDI. Il circuito di prova realizzato ha fornito i valori riportati in *Tabella 3.2*.

BS170	TLP504A
$I_{DS} = 15,6 \text{ mA}$	$I_F = 15,6 \text{ mA}$
$V_{DS} = 33 \text{ mV}$	$V_F = 1,18 \text{ V}$
$V_{GS} = 5 \text{ V}$	$I_E = 1,2 \text{ mA}$
	$V_{CE} = 111 \text{ mV}$

Tabella 3.2: Misure sul circuito di prova per la selezione del verso di rotazione

Tale circuito ha inoltre dimostrato, nel comandare l'inverter, di funzionare nel modo desiderato. Per il comando complessivo nei due versi di rotazione sono stati realizzati due rami identici, ciascuno per verso di rotazione, che poi sono stati inseriti in un'unica scheda dedicata al controllo dell'inverter.

Dimensionamento del circuito di comando per la selezione della velocità

Come accennato precedentemente, si è scelto un comando di tipo digitale che utilizza sei note per la selezione della velocità; è stato necessario pertanto realizz-

zare una conversione analogico-digitale a 6 bit: ad una nota suonata corrisponde il *valore logico 1*, altrimenti il *valore logico 0*. Il valore massimo di uscita del convertitore corrisponde alla velocità massima del motore e quindi ad una tensione di 5 V al terminale di ingresso predisposto dell'inverter. Si è pensato di utilizzare uno schema che si ispirasse ad una rete di tipo ladder ($R - 2R$), in modo da caricare l'ingresso dell'inverter con una resistenza costante; oltre a ciò si è tenuto conto della necessità di poter calibrare, come da richiesta, in modo fine le velocità selezionate. La rete risultante è riportata in *Figura 3.5*.

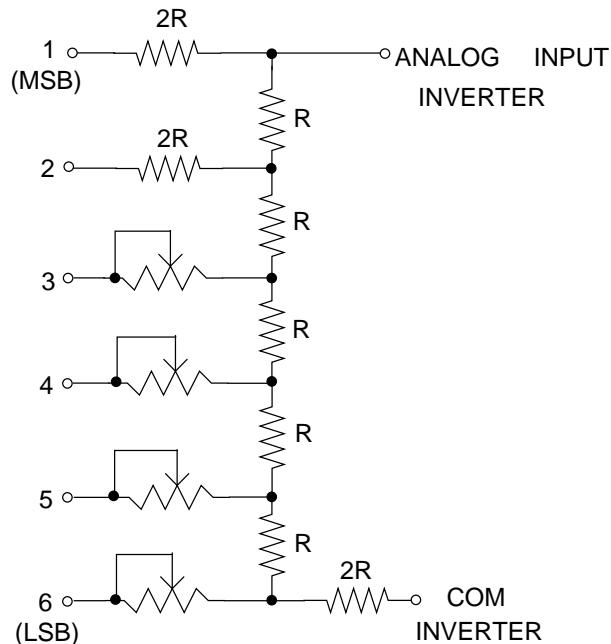


Figura 3.5: Schema circuitale per la conversione digitale analogica

Ad ogni ingresso della rete è stato applicato un circuito di disaccoppiamento ottico, come già visto nel precedente paragrafo, tenendo presenti i diversi valori di tensione in gioco.

L'inverter prevede un assorbimento massimo per l'uscita di tensione a 5 V di 3 mA, cui corrisponde una resistenza vista da tale uscita pari a:

$$R_{min} = \frac{V_{INV} - V_{CE}}{I_{max}} = \frac{5 - 0,1}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,63 K\Omega \quad (3.14)$$

Inoltre per il fotoaccoppiatore si ricava:

$$R_I = \frac{V_{INV} - V_{CE}}{I_E} = \frac{5 - 0,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 4,9 K\Omega \quad (3.15)$$

Volendo mantenere una corrente accettabile sia per il transistor ricevitore del fotoaccoppiatore che per l'inverter, si è adottata una resistenza $R = 2,2 K\Omega$ per la rete di conversione e una resistenza $R_I = 4,7 K\Omega$ per il fotoaccoppiatore; il circuito di pilotaggio a mosfet rimane identico a quello del comando del verso di rotazione e per i trimmer di regolazione è stato scelto un valore di $10 K\Omega$.

Le misure condotte su un circuito di prova hanno fornito i risultati riportati in *Tabella 3.3* in cui I_i rappresenta la corrente assorbita dall'inverter, mentre I_E e V_{CE} rappresentano i massimi valori misurati tra tutti i fotoaccoppiatori.

Massima velocità	Minima velocità
$I_E = 1,1 mA$	$I_E = 1,1 mA$
$V_{CE} = 0,11 mV$	$V_{CE} = 0,11 V$
$I_i = 2,6 mA$	$I_i = 2,3 mA$

Tabella 3.3: Misure sul circuito di prova per il controllo della velocità

Il circuito risultante per il controllo della velocità è riportato in *Figura 3.6*.

3.4 Progetto della sezione a percussione

Il meccanismo di percussione deve mettere in risalto le caratteristiche sonore di ciascun oggetto percossa; a tale scopo il meccanismo è stato dotato di molle e opportuni attenuatori (feltri) in modo da limitare rumori indesiderati e ottenere un battito corretto. Il meccanismo è stato ancorato alla struttura portante in modo da permetterne la registrazione e ottenere quindi l'azione battente desiderata. Per l'azionamento del meccanismo sono stati adottati dei solenoidi, ed anche in questo caso la scelta è stata dettata da criteri di funzionalità, affidabilità e costo. I solenoidi scelti sono prodotti dalla ditta *BLP Components* e alimentati a $12 V$.

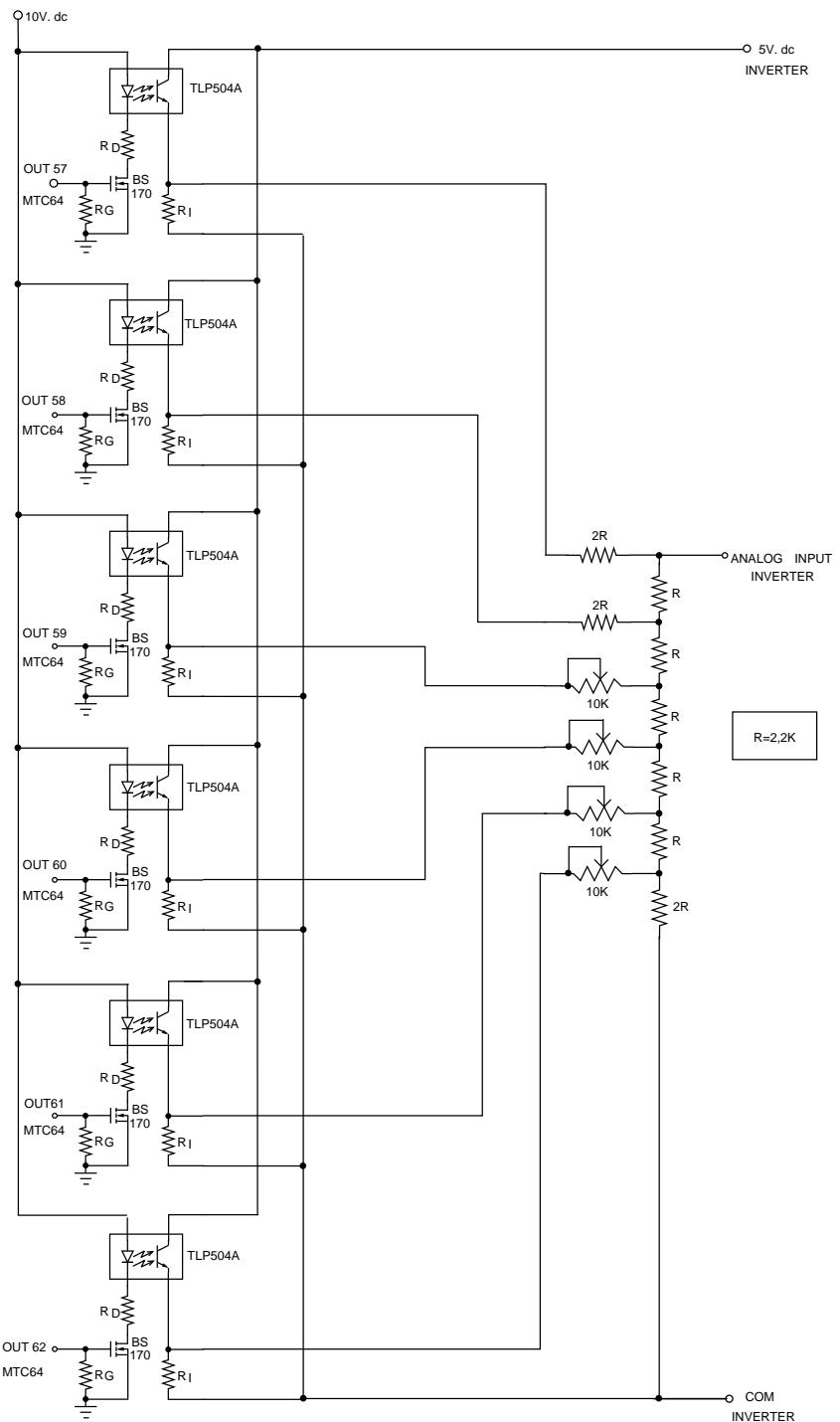


Figura 3.6: Schema circuitale complessivo per la selezione della velocità

La scelta dell'alimentazione a 12 V è stata adottata per ragioni di sicurezza in modo tale che il cablaggio sulla struttura in legno non sia legato alla tensione di rete, e quindi i rischi siano minori in caso di guasto; inoltre l'adozione di una tensione di 12 V comporta una maggiore semplicità costruttiva legata all'azionamento.

Sono stati scelti un modello grande in grado di esercitare una forza massima pari a $2,5\text{ Kgf}$ ed un modello più piccolo in grado di esercitare una forza massima pari a 1 Kgf . Tale scelta deriva dalla necessità di ottenere due tipi di forze battenti: una elevata per gli oggetti di tipo metallico, ed una limitata per gli oggetti in vetro di Murano. Le caratteristiche di questi componenti sono riportate in *Appendice A*.

Il circuito di comando è costituito da un interruttore elettronico comandato dall'uscita della scheda MIDI con un segnale di tensione di ampiezza 5 V ; anche in questo caso si è adottata la strategia di disaccoppiare otticamente l'uscita della scheda MIDI dal resto del circuito. In questo caso, in modo particolare, il rischio di danneggiare le uscite della scheda è legato, sia al possibile guasto di componenti a valle della scheda stessa, che alla modalità di funzionamento del circuito stesso: il circuito difatti consiste in una induttanza alimentata con tensioni impulsive e quindi in grado di presentare ai propri terminali elevate tensioni in condizioni di brusca interruzione della corrente.

Per l'alimentazione dei solenoidi si è scelta la tensione³ di 17 V ottenuta da un trasformatore con secondario a 12 V la cui uscita è stata raddrizzata e opportunamente filtrata; la tensione non è stata stabilizzata, ma l'alimentatore è dimensionato in modo da non presentare un calo di tensione eccessivo per effetto del carico.

L'interruttore è stato realizzato con un mosfet di potenza comandato dall'uscita del fotoaccoppiatore, mentre per il circuito di pilotaggio del fotoaccoppiatore è stato adottato lo stesso circuito utilizzato per il comando dell'inverter.

La scelta dei componenti è stata condotta sempre con gli stessi criteri adottati in

³Tale valore di tensione va considerato a vuoto.

precedenza e cioè dando la priorità nell'ordine a: funzionalità, affidabilità, costi e semplicità realizzativa.

3.4.1 Dimensionamento del circuito di pilotaggio

Per prima cosa sono stati eseguiti dei test sui campioni di solenoidi acquistati in modo da verificarne il corretto funzionamento e adattabilità allo scopo. Il solenoide grande ha fornito una corrente di assorbimento pari a $1,1\text{ A}$, mentre il modello più piccolo ha fornito un valore pari a $0,3\text{ A}$; si è quindi cercato un mosfet di potenza in grado di lavorare con tali correnti.

Il componente adottato è il mosfet *IRF830* di *ST* in grado di sopportare una corrente di $4,5\text{ A}$ in modalità di funzionamento continuo (*Appendice A*) ; si è scelto di adottare un componente che eccedesse i valori di corrente in gioco per avere maggiori garanzie per quanto riguarda l'affidabilità. Tale componente inoltre è caratterizzato da una eccellente rapidità di risposta e da una ridotta resistenza drain-source in condizioni di accensione ($R_{DS_{on}} < 1,5\text{ }\Omega$).

Si è scelto di porre in serie al terminale di drain un fusibile per garantire, in caso di guasto da parte del mosfet di potenza o del solenoide, una interruzione dell'alimentazione in modo da evitare ripercussioni sul resto del circuito di comando o della sezione di alimentazione; è stato inoltre inserito un diodo di protezione in parallelo al solenoide per limitare il picco di tensione generato dalla brusca interruzione di corrente sul solenoide stesso.

Per il circuito di pilotaggio del mosfet di potenza si è scelto di alimentare il transistor emettitore del fotoaccoppiatore con una tensione stabilizzata e filtrata di 12 V ; tale scelta è dovuta all'opportunità, per ragione di costi e semplicità, di utilizzare la stessa sorgente di alimentazione dei solenoidi che non è stabilizzata e quindi risente delle variazioni di carico oltre che di componenti spurie dovute alla commutazione dei circuiti.

Desiderando una corrente sul transistor emettitore di 1 mA , come consigliato dal

costruttore, ed in base alle specifiche tecniche del fotoaccoppiatore si ricava:

$$R_E = \frac{V_C - V_{CE}}{I_E} = \frac{12 - 0,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 11,9 K\Omega \quad (3.16)$$

Sono quindi state eseguite delle verifiche e si è scelto di optare per una resistenza di $10K\Omega$ con la quale sono stati rilevati i valori riportati in *Tabella 3.4*, mentre il circuito risultante è riportato in *Figura 3.7*.

IRF830		BS170	TLP504A
solenoid grande	solenoid piccolo		
$I_{DS} = 1,1 A$	$I_{DS} = 0,3 A$		$I_F = 15,8 mA$
$V_{DS} = 1,4 V$	$V_{DS} = 0,4 V$	$I_{DS} = 15,8 mA$	$V_F = 1,19 V$
$V_{GS} = 11,9 V$	$V_{GS} = 11,9 V$	$V_{DS} = 30 mV$	$I_E = 1,2 mA$
		$V_{GS} = 5 V$	$V_{CE} = 120 mV$

Tabella 3.4: Misure sul circuito di prova per il comando dei solenoidi

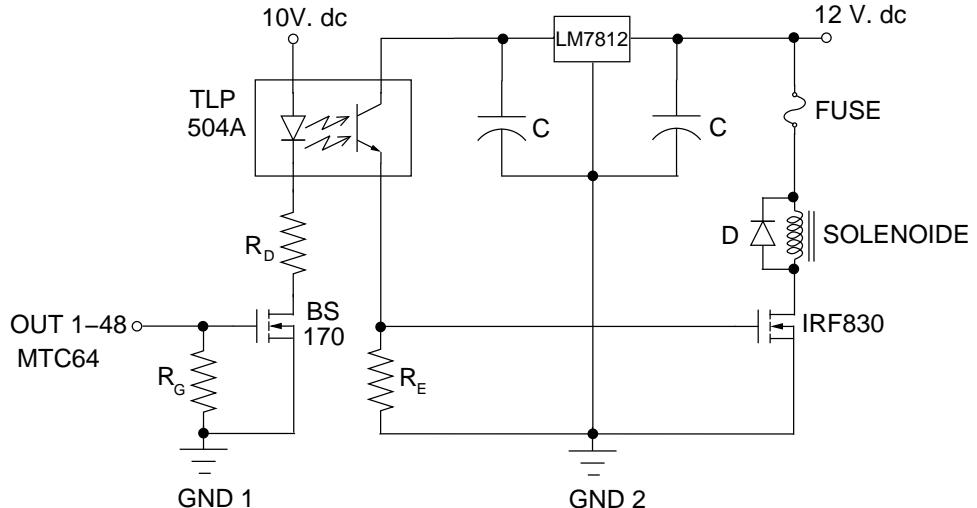


Figura 3.7: Schema del circuito di pilotaggio dei solenoidi

Si noti come è stata ottenuta la stabilizzazione della tensione a $12 V$ e cioè tramite un circuito integrato regolatore *LM7812* con l'aggiunta due condensatori di filtro.

Il circuito è stato testato per verificare il corretto comportamento della leva di percussione, dimostrandosi adatto all'utilizzo per cui è stato progettato sia con il solenoide grande che con il modello più piccolo.

Per il mosfet di potenza è stata verificata l'eventuale necessità di dover raffreddare il dispositivo con un adeguato dissipatore. Si sceglie di porsi in condizioni di caso peggiore e quindi di considerare il caso di funzionamento continuo, mentre il funzionamento effettivo sarà caratterizzato da commutazioni di durata inferiore al secondo e frequenza di ripetizione di circa una ripetizione ogni secondo, e da una temperatura ambiente inferiore a 50 °C. Lo scopo della verifica è di calcolare il parametro $R_{th_{sa}}$ e cioè la resistenza termica necessaria del sistema dissipatore-ambiente.

$T_j = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$	Temperatura massima di giunzione
$T_a = 50 \text{ } ^\circ\text{C}$	Temperatura ambiente condizioni peggiori
$R_{th_{(jc)}} = 1,25 \text{ } ^\circ\text{C}/W$	Resistenza termica giunzione-case
$R_{th_{(cs)}} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C}/W$	Resistenza termica case-dissipatore
$R_{th_{(ja)max}} = 62,5 \text{ } ^\circ\text{C}/W$	Resistenza termica giunzione-ambiente

Tabella 3.5: Parametri termici MOSFET IRF830

$$R_{th_{(sa)}} = \frac{T_j - T_a}{P_D} - R_{th_{(jc)}} - R_{th_{(cs)}} \quad (3.17)$$

$$P_D = I_D^2 \cdot R_{DS_{on}} \quad (3.18)$$

Dalle (3.17), (3.18) e dalla Tabella (3.5) si ricava $R_{th_{(sa)}} = 64,9 \text{ } ^\circ\text{C}/W$. Si osservi come tale valore sia sufficiente a non richiedere un dissipatore, ma visto il margine esiguo rispetto alla capacità del componente di dissipare il calore prodotto senza alcun dissipatore, si è preferito adottare un dissipatore costituito da una lamina di alluminio anodizzato in modo da incrementare ulteriormente tale margine e permettere al componente di lavorare in condizioni di certa sicurezza.

3.5 Dimensionamento delle sezioni di alimentazione

Come già accennato, è stata adottata la strategia di isolare otticamente il circuito in modo da ottenere due sezioni: una elettricamente connessa alla scheda MIDI, ed un'altra ai dispositivi di azionamento quali i solenoidi e l'inverter; è stato quindi necessario adottare due alimentazioni distinte. Per l'alimentazione connessa alla scheda MIDI è stato eseguito un bilanciamento complessivo della potenza richiesta; gli assorbimenti in gioco sono i seguenti:

scheda MIDI	100 <i>mA</i>	in condizioni di massimo assorbimento
circuito fotoemettitore	16 <i>mA</i>	per ogni singola uscita

Considerando, nel caso peggiore, il funzionamento contemporaneo di 30 uscite si ricava un assorbimento complessivo di 580 *mA*; si è deciso di adottare un alimentatore stabilizzato e protetto in grado di erogare 1 *A*, quindi con notevole margine rispetto alle necessità effettive. La scelta di acquistare un alimentatore già costruito è stata dettata dalla necessità di disporre di una tensione stabile e nello stesso tempo di un componente affidabile. Si osservi come anche in questo caso sia stata adottata la strategia di dare la precedenza a funzionalità ed affidabilità e successivamente al costo da sostenere.

Per quanto riguarda la sezione di alimentazione di potenza, si è scelto di adottare una strada diversa sia per la disponibilità di un trasformatore adatto alle necessità del progetto, sia per la particolare semplicità del dispositivo necessario; in particolare è consigliabile una alimentazione in grado di fornire una tensione non necessariamente stabile ma con una adeguata riserva di energia. I dispositivi che devono essere alimentati sono i solenoidi e le sezioni di circuiteria a valle del disaccoppiamento ottico per le quali, come già detto, è stato previsto un ulteriore stadio di stabilizzazione.

Per quanto riguarda i solenoidi, si è considerato il funzionamento simultaneo, nel caso peggiore, di otto dispositivi con un ammontare di corrente richiesta pari ad $8,8 \text{ A}$ in modalità di tipo impulsivo; si è anche ipotizzato una massima durata del transitorio pari a $0,1 \text{ s}$ ed una frequenza di ripetizione di un secondo.

La potenza massima, richiesta in condizioni di caso peggiore⁴, risulta quindi pari a:

$$P_{max} = V \cdot I \cdot 8 = 12 \cdot 1 \cdot 8 = 96 \text{ W} \quad (3.19)$$

Il trasformatore a disposizione è caratterizzato da una tensione di uscita al secondario pari a 12 V e una potenza dichiarata pari a 200 VA , quindi ampiamente soddisfacente alle richieste di progetto; al trasformatore è stato fatto seguire uno stadio di raddrizzamento e filtro cui segue il dimensionamento.

È stato utilizzato un ponte a diodi in grado di sopportare una corrente massima di 25 A , quindi ampiamente al di sopra delle esigenze di progetto, in modo da poter lavorare in condizioni di elevata affidabilità; tale ponte è poi stato fissato ad una piastra metallica dello spessore di 1 cm e delle dimensioni di 150 cm^2 , in modo da garantire un ulteriore margine di sicurezza, pur non essendo strettamente necessario.

Si è considerato un intervallo di tempo per l'erogazione di corrente pari a $0,1 \text{ s}$ cui corrisponde una energia totale pari a:

$$E_T = P_{max} \cdot \Delta t = 96 \cdot 0,1 = 9,6 \text{ J} \quad (3.20)$$

Il valore di capacità in grado di fornire tale energia alla tensione di 16 volt è dato da:

$$C = \frac{2 \cdot E_T}{V^2} = \frac{2 \cdot 9,6}{16^2} = 75.000 \mu F \quad (3.21)$$

Si è deciso pertanto di inserire quattro condensatori elettrolitici da $20.000 \mu F$ e tensione nominale pari a 50 V , in modo da poter disporre di una adeguata

⁴In tali condizioni la tensione di uscita è pari a 12 volt.

riserva energetica oltre il necessario livello calcolato in condizioni di massimo assorbimento.

Data la natura induttiva del carico e l'elevato valore di capacità di filtro, si è pensato di utilizzare una induttanza da inserire nel filtro, in modo da limitare il picco di tensione che si verifica sia in fase di accensione dell'alimentatore, sia in fase di erogazione della corrente. Il valore dell'induttanza non è stato calcolato in quanto la sua funzione è solo a scopo cautelativo e quindi il valore necessario risulta molto modesto; il componente è stato scelto tra quelli disponibili in commercio e appositamente realizzati allo scopo con specifica per ciò che riguarda la corrente sopportata pari a 15 A, quindi ampiamente al di sopra delle esigenze di progetto.

È stato volutamente trascurato l'assorbimento dei circuiti fotoaccoppiatori, in quanto trascurabile rispetto all'assorbimento dei solenoidi e ininfluente nel dimensionamento dell'alimentazione di potenza; il circuito risultante è riportato in *Figura 3.8*.

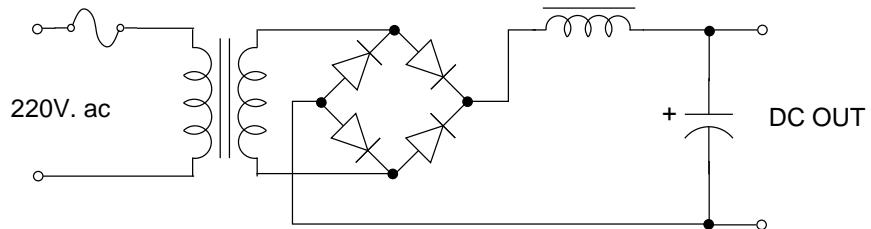


Figura 3.8: Schema del circuito di alimentazione per i solenoidi

3.6 Dimensionamento della sezione a scuotimento distaccata

È stata fatta richiesta di prevedere una sezione distaccata a scuotimento, posta ad alcune decine di metri rispetto alla struttura portante, consistente in un sistema

in grado di scuotere delle lastre di ottone di larghezza massima pari a 80 cm e altezza massima pari a $1,5\text{ m}$.

Per il meccanismo si è pensato di ancorare le lastre ad un telaio portante, sia superiormente che inferiormente, tramite molle metalliche e collegare la molla inferiore, posta in posizione centrale, ad un sistema ricavato dal meccanismo di azionamento del tergiluce di una automobile. Il comando dei motori può essere eseguito utilizzando lo stesso circuito progettato per la parte a percussione, in quanto viene utilizzata la stessa tensione di alimentazione e l'assorbimento da parte di ciascun motore risulta pari a $1,5\text{ A}$ e pertanto, perfettamente in grado di essere erogato dal circuito in questione. Tale richiesta ha però comportato la necessità di considerare il problema della trasmissione del segnale, in modo da garantire che il funzionamento di tale parte distaccata non fosse alterato dalla presenza di disturbi. La trasmissione di un segnale su un tratto di cavo di tale lunghezza, infatti, può essere compromessa dalla presenza di segnali di disturbo dovuti ad apparecchiature elettriche poste in vicinanza, e causata da accoppiamenti indesiderati di tipo capacitivo ed induttivo, messi in risalto dalla elevata lunghezza del cavo posto in vicinanza di altri cavi, o comunque dalla presenza di campi elettromagnetici disturbanti che si concatenano con il cavo stesso.

Si è scelto pertanto di adottare un accorgimento per la trasmissione del segnale ispirato alla tecnica dell'anello di corrente oltre ad altri accorgimenti quali l'innalzamento del livello di tensione del segnale, l'inserzione di un filtro di ingresso e l'adozione di un cavo schermato. Non sono stati presi in considerazione altri accorgimenti, come ad esempio l'inserzione delle schede elettroniche all'interno di contenitori schermati, per evitare di incrementare il costo totale e comunque perché ritenuti ampiamente sufficienti gli accorgimenti adottati.

Alla scheda di pilotaggio dei solenoidi è stata portata l'alimentazione di 10 volt prelevata dall'alimentatore utilizzato per gli altri circuiti, mentre per l'alimentazione di potenza è stato realizzato un circuito indipendente identico a quello descritto nel paragrafo precedente e posto in vicinanza alla sezione distaccata.

3.6.1 Dimensionamento del driver per la trasmissione del segnale

Il principio dell'anello di corrente consiste nel vincolare la trasmissione di un segnale alla circolazione di una corrente in modo da rendere il circuito immune dai disturbi. È stato scelto un valore per la corrente di anello di 5 mA ed il circuito utilizzato è riportato in *Figura 3.9*.

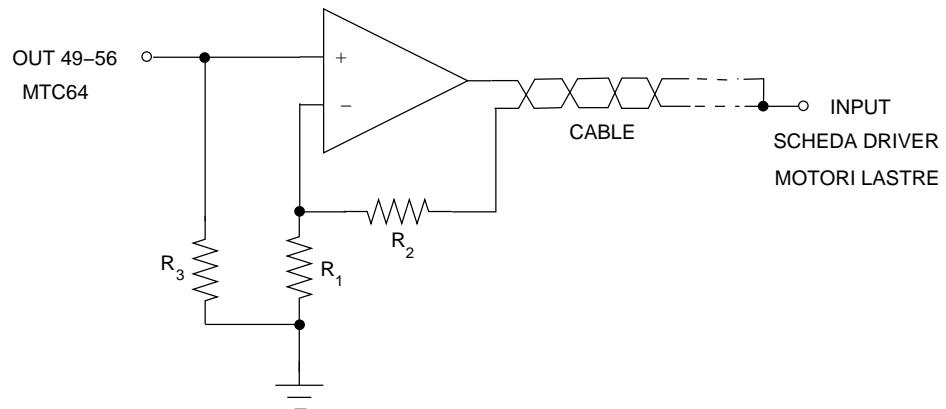


Figura 3.9: Schema elettrico del driver di linea per la parte distaccata

L'amplificatore operazionale scelto è un *LM358*, componente particolarmente diffuso, economico e caratterizzato dal funzionamento con alimentazione singola. Si è scelta una tensione di alimentazione di 10 V ed dallo schema di *Figura 3.9* si ricava:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 5 \cdot \left(1 + \frac{1 \cdot 10^{-3}}{2,2 \cdot 10^{-3}}\right) = 7,3 \text{ V} \quad (3.22)$$

I valori delle resistenze sono stati scelti considerando una corrente di anello pari a 5 mA , valore sufficiente per la distanza in gioco; inoltre, sostituendo tali resistenze, sarà possibile incrementare la corrente per un utilizzo a distanze maggiori.

La trasmissione viene affidata ad un cavo schermato a coppie intrecciate in modo da evitare la formazione di maglie che concatenino campi elettromagnetici di disturbo.

Sono stati inseriti in ingresso alla scheda driver e alla scheda di azionamento dei motori dei condensatori di filtro per evitare la trasmissione di disturbi di tipo impulsivo non desiderati, per il dimensionamento di tali componenti si rimanda al capitolo relativo ai disturbi.

Il test del circuito ha dimostrato che questo soddisfa pienamente al progetto richiesto.

Capitolo 4

Immunità ai disturbi

Il problema dell'immunità ai disturbi ha costituito una notevole incognita per ciò che riguarda il progetto; si è dovuto infatti tenere presenti aspetti legati sia alla funzionalità e affidabilità del circuito stesso sia ai costi da sostenere per permettere i requisiti appena ribaditi non avendo però a disposizione informazioni dettagliate per quanto riguarda la presenza di macchinari elettrici o la distribuzione delle linee elettriche nonché il tipo di illuminazione utilizzata nel luogo in cui il macchinario verrà ospitato. Ci si è solamente basati sul fatto che nelle vicinanze del macchinario non è stata segnalata la presenza di macchinari elettrici facenti uso di elevate potenze, che l'ambiente ospitante il macchinario consiste in una casupola in legno poggiante su una piattaforma installata sulla superficie di un lago e che quindi le condutture per i cavi elettrici non sono interrate ma ancorate alla piattaforma stessa; non sono pervenute altre informazioni per ciò che riguarda il tipo di illuminazione.

Un aspetto fondamentale che si è tenuto presente riguarda le modalità di funzionamento del macchinario: il macchinario è infatti caratterizzato da un funzionamento di tipo on/off con tempi di commutazione di poco inferiori al secondo e quindi da ritenersi lenti. I livelli di tensione delle commutazioni sono di 5 V per le sezioni a monte dei fotoaccoppiatori e di 12 V per le sezioni di potenza; inoltre le tensioni di alimentazione utilizzate sono di 10 e 12 V. Si noti quindi che

sia la modalità di funzionamento che i livelli di tensione in gioco permettono di affermare che i circuiti utilizzati sono caratterizzati da un funzionamento robusto nei confronti dei disturbi elettromagnetici ma non per questo sono da considerarsi immuni.

Sono stati considerati quindi degli accorgimenti tali da aumentare comunque l'immunità dei circuiti nei confronti dei disturbi elettromagnetici ma nello stesso tempo non penalizzanti per ciò che riguarda gli aspetti legati ai costi e alla semplicità della realizzazione; gli accorgimenti adottati consistono in:

- raggruppamento dei circuiti
- utilizzo di conduttori di guardia e cavi schermati
- separazione delle linee elettriche
- adozione di filtri di ingresso

4.1 Raggruppamento dei circuiti

Come primo accorgimento si sono raggruppati i circuiti affini in modo da ridurre il più possibile la cablatura e quindi il rischio di concatenazione di campi elettromagnetici ottenendo nel contempo vantaggi sia nei costi che nella semplicità di realizzazione.

Tenendo conto della distribuzione delle percussioni sul macchinario si è deciso di raggruppare i circuiti di pilotaggio dei solenoidi in sei schede contenenti otto circuiti di pilotaggio da dedicare ai battenti per le lame, allo scuotimento delle lastre e alla percussione dei dischi, più due schede da quattro rami ciascuna da dedicare alla percussione dei vetri e delle ceramiche.

La suddivisione tiene conto sia degli aspetti logistici riguardanti il macchinario sia degli aspetti di tipo elettrico; si tenga conto infatti che la scheda MTC64 ha le uscite raggruppate su connettori standard da 8 poli e quindi l'adozione di

una suddivisione di questo tipo permette di utilizzare un cavo per ogni scheda di pilotaggio.

Un altro aspetto che si è considerato è il totale assorbimento di corrente per singola scheda; nel caso peggiore, supponendo cioè il funzionamento contemporaneo di tutti i solenoidi pilotati dalla stessa scheda, si ottiene un totale di $8\ A$ e quindi più che accettabile per quanto riguarda le capacità di tenuta di un circuito stampato e dei cavi elettrici utilizzati.

Sono stati raggruppati anche tutti i circuiti relativi al controllo dell'inverter in quanto usufruiscono di un totale di otto uscite e richiedono una cablatura differente rispetto alle altre schede.

Il totale di schede realizzate quindi è costituito da:

- sei schede per il pilotaggio dei solenoidi grandi da 8 canali ciascuna
- due schede per il pilotaggio dei solenoidi piccoli da 4 canali ciascuna
- una scheda di pilotaggio dell'inverter da 8 canali
- una scheda driver per la sezione distaccata di scuotimento delle lamine.

È stata inoltre realizzata una scheda di riserva per il pilotaggio dei solenoidi grandi nel caso fosse necessario sostituirne una esistente. Gli schemi risultanti per ogni tipo di scheda sono riportati nelle *Figure* dalla 4.1 alla 4.4.

4.2 Utilizzo di conduttori di guardia e cavi schermati

I conduttori possono costituire un veicolo privilegiato per la ricezione e la trasmissione di disturbi; gli accorgimenti da adottare variano in funzione della tipologia di circuito da proteggere, dell'ambiente in cui il circuito opera, dei costi da sostenere e della realizzazione dei dispositivi.

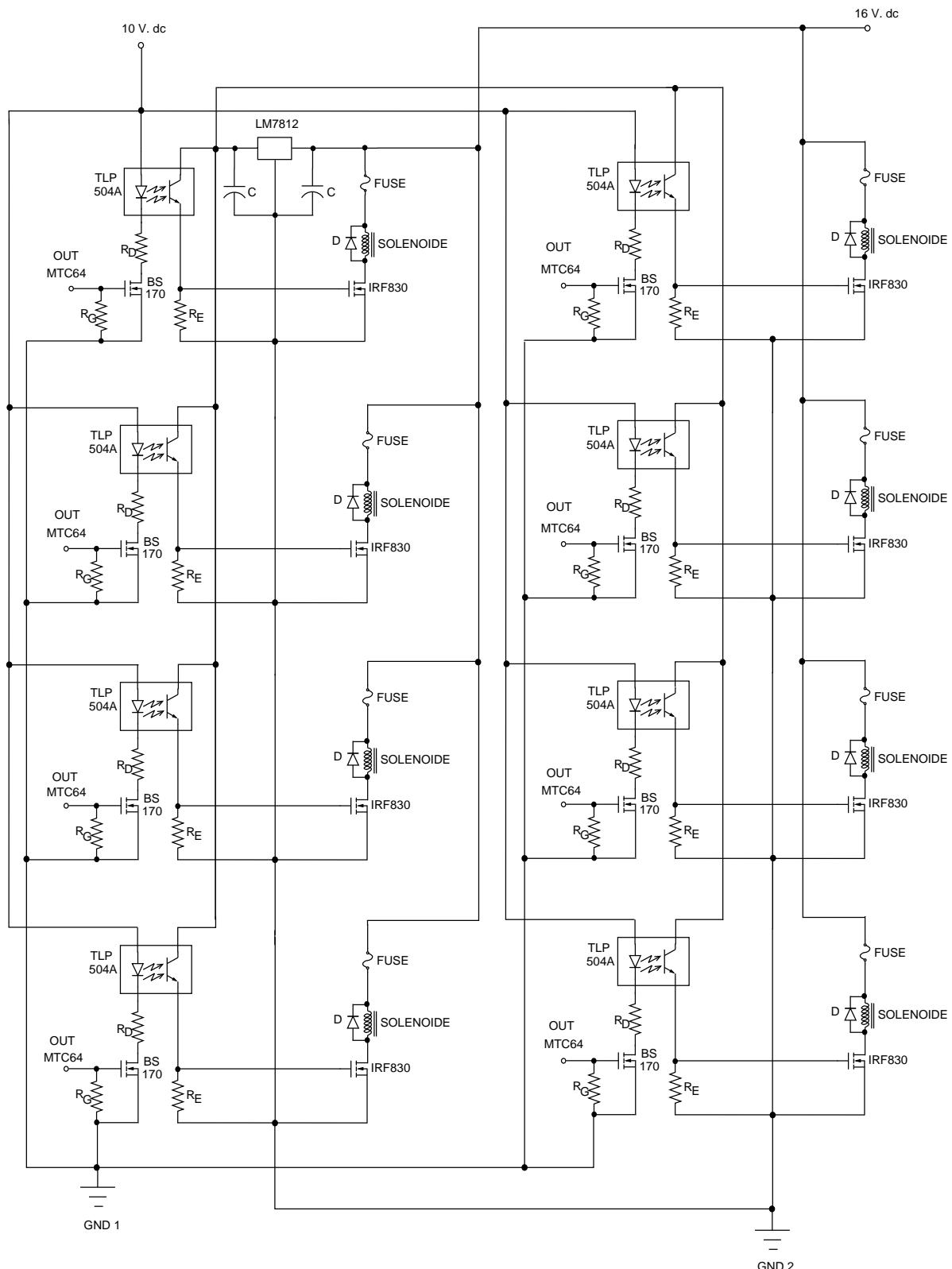


Figura 4.1: Schema elettrico complessivo delle schede a 8 canali per il pilotaggio dei solenoidi

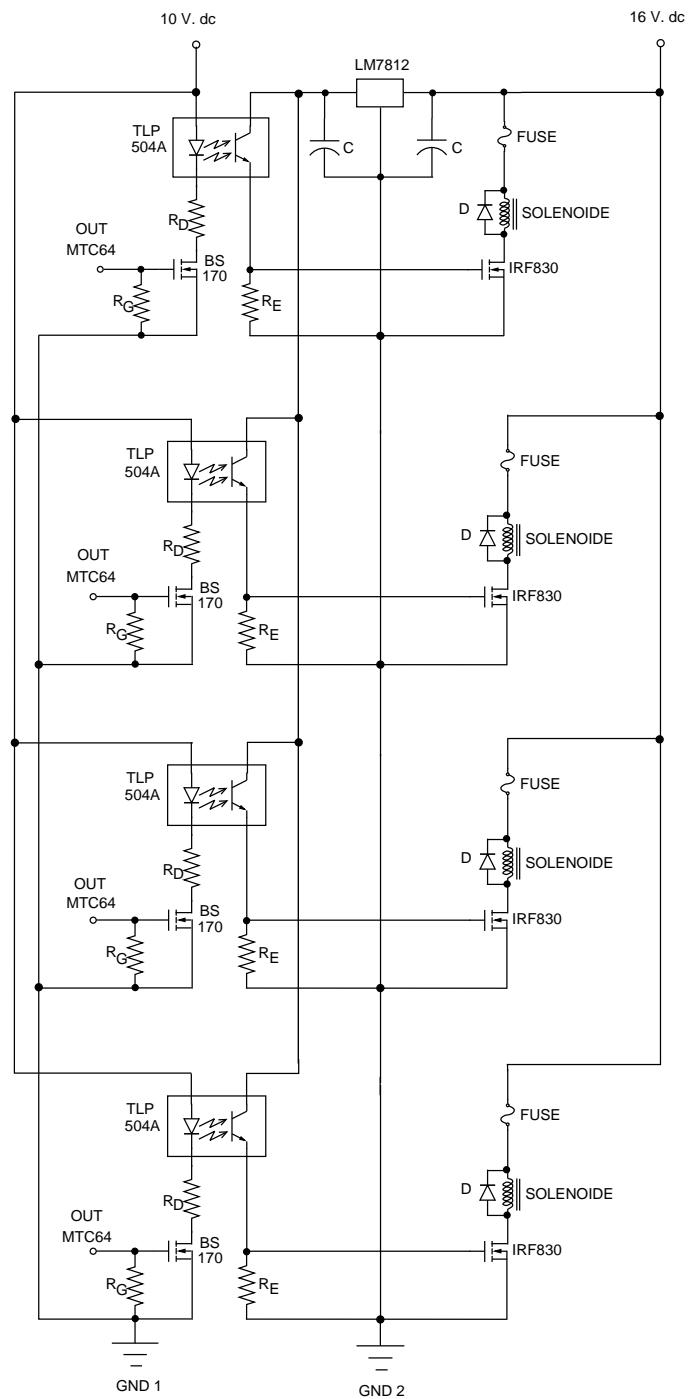


Figura 4.2: Schema elettrico complessivo delle schede a 4 canali per il pilotaggio dei solenoidi

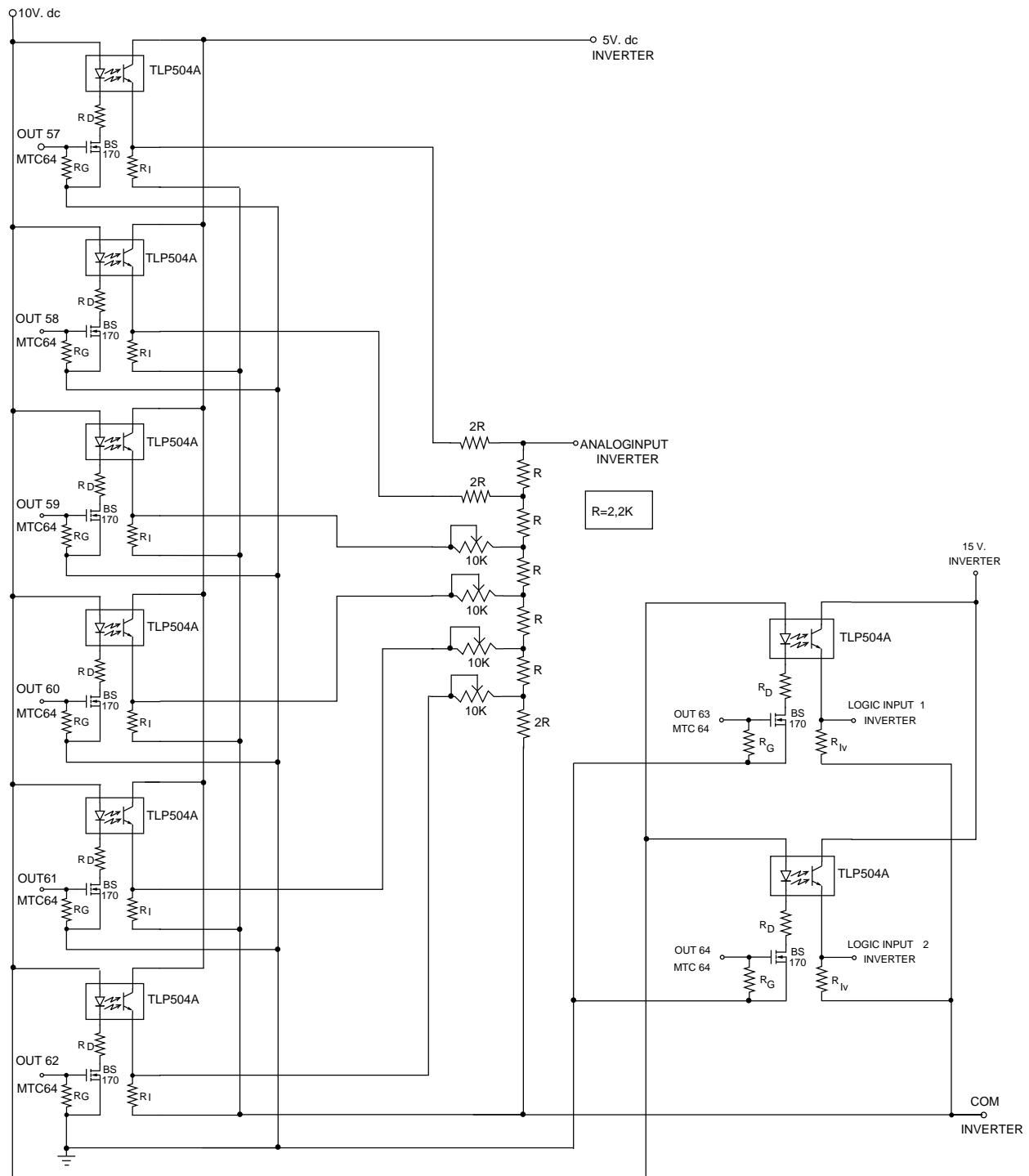


Figura 4.3: Schema elettrico complessivo della scheda per il controllo dell'inverter

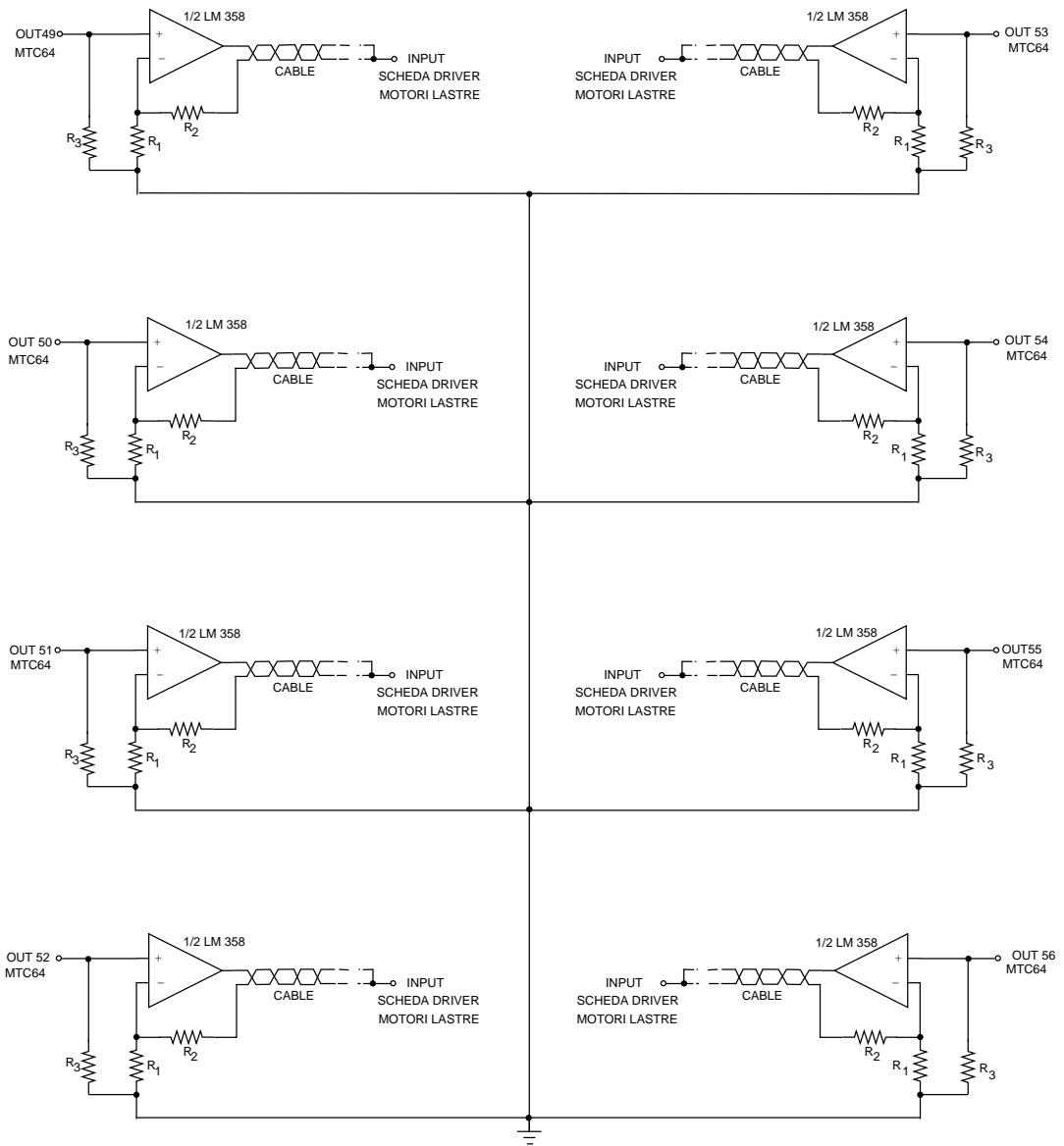


Figura 4.4: Schema elettrico complessivo della scheda driver di linea

Come già accennato, i circuiti da proteggere sono caratterizzati da un funzionamento robusto ma sicuramente non immune ai disturbi, l'ambiente in cui si troveranno a funzionare non è controllato per ciò che riguarda i disturbi elettromagnetici ma non è nemmeno caratterizzato da particolari fonti di disturbo, i costi da sostenere devono essere i più bassi possibile compatibilmente con le altre necessità di progetto e le risorse a disposizione per la realizzazione sono limitate alle sole capacità personali.

Tenendo conto di tutti questi aspetti si è deciso di adottare la tecnica dei ‘conduttori di guardia’; si è pertanto affiancato ad ogni conduttore di segnale un conduttore connesso a massa solo ad un capo per evitare la formazione di maglie chiuse. Come è noto tale tecnica non è particolarmente efficace ed è sicuramente meno efficace rispetto ad un conduttore schermato ma rispetto a questo permette di ridurre il costo di realizzazione; l'utilizzo di un conduttore schermato da 8 poli è infatti superiore a quello di un conduttore di tipo flat ed inoltre l'utilizzo di un conduttore di tipo flat permette una più agevole connessione ai connettori tipicamente utilizzati per i circuiti stampati.

Si è considerato anche il fatto che la distanza massima per i cavi di segnale è di 4 metri a parte la sezione distaccata per la quale è stato adottato un criterio diverso; inoltre il macchinario non è posto in vicinanza di alcun altro dispositivo elettrico e pertanto si è considerata l'adozione dei conduttori di guardia sufficiente per limitare l'effetto di eventuali disturbi elettromagnetici.

Per la scheda di controllo dell'inverter si è adottato un criterio diverso e cioè un cavo schermato; tale scelta è motivata dalle caratteristiche elettriche dell'inverter e dalle modalità di funzionamento dell'inverter stesso: è noto infatti che i segnali prodotti dall'inverter per il controllo del motore sono segnali caratterizzati da commutazioni rapide e livelli di tensione dell'ordine delle centinaia di volt e quindi particolarmente disturbanti anche se il dispositivo acquistato rispetta la direttiva europea riguardante la compatibilità elettromagnetica. Come ulteriore garanzia è stato posto l'inverter in posizione distaccata rispetto alla scheda MIDI in modo

da influenzare il meno possibile il funzionamento della scheda stessa ed inoltre è stato schermato anche il conduttore di alimentazione del motore.

4.3 Separazione delle linee elettriche

Analizzando il funzionamento del circuito si può osservare come le linee elettriche dedicate all'alimentazione dei solenoidi siano caratterizzate da una tensione di 16 volt e correnti impulsive dell'ordine dell'ampere; si è pertanto ritenuto opportuno separare tali linee da quelle di segnale caratterizzate da livelli di tensione di 5 volt e correnti inferiori al milliampere. A tali linee si è anche affiancata la linea di alimentazione a 10 volt dei circuiti a monte dei fotoaccoppiatori in quanto caratterizzata da correnti dell'ordine della decina di milliampere.

4.4 Adozione di filtri di ingresso

Considerando le modalità di funzionamento del circuito e cioè tempi di commutazione di poco inferiori al secondo a fronte di una rapidità di risposta particolarmente elevata si è pensato di inserire come ulteriore garanzia di immunità ai disturbi elettromagnetici dei filtri di ingresso. È possibile infatti che i conduttori di segnale siano caratterizzati da disturbi di tipo impulsivo generati da scariche elettrostatiche causate da fenomeni atmosferici di tipo temporalesco o dovuti al funzionamento di altre apparecchiature elettroniche; non è inoltre da trascurare il fenomeno della diafonia dovuto all'accoppiamento tra i cavi di segnale che per comodità sono stati sovrapposti. Si è deciso pertanto di filtrare ogni segnale caratterizzato da una durata inferiore a quella stabilita per il pilotaggio dei solenoidi.

Considerando una tensione minima tipica di accensione dei mosfet di segnale

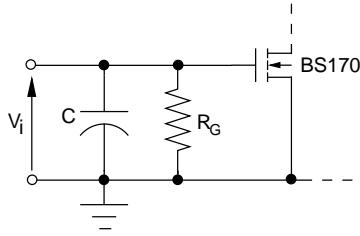


Figura 4.5: Filtro di ingresso

BS170 pari a 3 volt, una tensione di ingresso pari a 5 volt e adottando un tempo di salita pari a 0,1 secondi dallo schema di *Figura 4.5* si ricava:

$$V_c(t) = V_i \cdot (1 \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}}) \quad (4.1)$$

In cui:

$$R = 68 \text{ } K\Omega \quad V_i = 5 \text{ V} \quad t = 0,1 \text{ s}$$

Dalla 4.1 si ricava

$$C = \frac{t}{R \cdot \ln(\frac{V_i}{V_i - V_c(t)})} = 1,6 \text{ } \mu F \quad (4.2)$$

In base a tale risultato si è scelto per la velocità il valore commerciale di $1 \text{ } \mu F$.

Per la scheda di pilotaggio della sezione distaccata si è scelto di adottare una resistenza di ingresso minore pari a $4,7 \text{ K}\Omega$ in modo da rendere più robusto il pilotaggio dei mosfet di segnale ottenendo quindi un valore pari a $23,2 \text{ } \mu F$ in base al quale è stato scelto un condensatore da $22 \text{ } \mu F$.

Sono state eseguite delle prove per verificare che il filtraggio non alterasse il funzionamento dei solenoidi ottenendo i risultati cercati. Si osservi che è stata volutamente trascurata la capacità di ingresso del mosfet in quanto caratterizzata da un valore di 30 pF .

A conclusione si consideri che i test del macchinario sono stati eseguiti in un ambiente fortemente disturbato per ciò che riguarda i disturbi elettromagnetici; in particolare il macchinario è stato testato in vicinanza di macchine utensili di

vecchia data in un locale caratterizzato da un impianto elettrico fuori normativa. I test hanno dimostrato il corretto funzionamento del macchinario senza alcuna anomalia di funzionamento causata dalla presenza di disturbi elettromagnetici e pertanto gli accorgimenti adottati si sono rivelati in ogni caso sufficienti a garantire la corretta funzionalità dell'apparecchiatura a costi contenuti.

Capitolo 5

Sicurezza

Il problema della sicurezza considerato riguarda in particolare la necessità di garantire che un eventuale guasto elettrico di qualche componente non causi cortocircuiti o surriscaldamenti in grado di compromettere, con le relative conseguenze, la sicurezza dei visitatori; si tenga conto, inoltre, che il macchinario è posto ad una altezza tale da non permetterne il contatto con i visitatori e quindi è da escludere qualsiasi situazione di pericolo causata dal contatto di un visitatore con il macchinario. Non si sono altresì considerati aspetti riguardanti la sicurezza meccanica del macchinario in quanto non attinenti al presente trattato ma si sono invece considerate le conseguenze che un guasto meccanico può comportare nei confronti del sistema elettrico di controllo e azionamento.

Anche in questo caso gli accorgimenti hanno dovuto essere tali da conseguire gli scopi preposti e cioè la protezione da guasti ma nello stesso non compromettere le funzionalità del macchinario, garantirne l'affidabilità, mantenere costi contenuti ed una semplice realizzazione. Il criterio seguito è stato quindi quello di escludere circuiti elettronici di protezione e ripristino automatici mentre sono stati adottati i classici fusibili. Come prima cosa si sono considerate le conseguenze che un guasto meccanico avrebbe comportato; gli organi meccanici in movimento sono costituiti dall'albero motore del carillon, dalle leve di percussione e dai motori della sezione distaccata di scuotimento.

Nel caso di guasto meccanico sull'albero del carillon si tenga presente che l'inverter è dotato di un sofisticato sistema di protezione dotato dei seguenti controlli:

- temperatura motore
- temperatura inverter
- sovratensione e sottotensione di rete
- sovraccorrente motore
- cortocircuito motore
- guasto inverter
- sovratensione alla frenatura o accelerazione
- sovraccarico motore

Nel caso che si verifichi uno degli inconvenienti appena elencati l'inverter interrompe l'erogazione di tensione al motore e segnala il tipo di guasto attraverso un display; è stato inoltre volutamente programmato in modo di riprendere il regolare funzionamento solo attraverso un intervento manuale e quindi la ripresa del regolare funzionamento è permessa solo dopo una verifica e risoluzione del guasto da parte di un operatore. Si è considerato inoltre l'effetto che un errato segnale di comando in ingresso all'inverter avrebbe avuto; nel caso di un segnale non rispondente alle specifiche dell'inverter non avviene la messa in opera dell'inverter stesso, mentre nel caso di un segnale di comando rientrante nelle specifiche, ma diverso da quello desiderato, l'inverter opererà regolarmente e quindi all'interno dei parametri impostati manualmente non rappresentando alcun pericolo.

Un altro guasto meccanico è rappresentato dal blocco di una leva di percussione, tale guasto tuttavia non rappresenta un pericolo per la circuiteria elettronica ma solo un'alterazione delle funzionalità del macchinario; infine un guasto nel meccanismo collegato ai motori della sezione di scuotimento provocherebbe

una sovraffusione di assorbimento da parte del motore stesso e a tal proposito l'alimentazione di ogni singolo motore è stata dotata di un fusibile da 2 A.

Per ciò che riguarda i guasti di tipo elettrico si è adottata la seguente strategia: proteggere con fusibili ogni singolo ramo di comando dei solenoidi. La capacità dei fusibili è stata scelta tenendo conto del reale assorbimento dei circuiti in condizioni di normale funzionamento e quindi adottando per il fusibile il primo valore di corrente eccedente a quello assorbito dalla scheda. Si è inoltre inserito un fusibile per l'alimentatore dei solenoidi mentre non ne è stato inserito alcuno nell'alimentatore da 10 volt in quanto provvisto di un circuito di protezione interno contro i cortocircuiti.

La scelta di adottare fusibili di alimentazione vincola all'intervento da parte di un operatore per il ripristino delle funzionalità della macchina e questo è un ottimo compromesso tra le esigenze di sicurezza ed i costi di progettazione e realizzazione del macchinario; si consideri infatti che il macchinario è stato progettato secondo criteri di affidabilità e quindi la probabilità che si verifichi un guasto è da ritenersi sufficiente a garantire ridottissimi se non nulli interventi di manutenzione o riparazione.

L'intero sistema è stato dotato di un conduttore di terra al quale sono stati collegati i circuiti di alimentazione.

Capitolo 6

Realizzazione pratica e collaudo

Il criterio adottato nell'assemblaggio della circuiteria elettronica è stato quello di testare singolarmente ogni singola scheda e solo successivamente procedere al montaggio. Il test è stato condotto con segnali di prova e carichi compatibili con quelli reali e successivamente è stato ripetuto sul macchinario finito, le misure riportate in precedenza sono da riferirsi al macchinario finito.

Per la realizzazione dei circuiti stampati è stata utilizzata la tecnica della fotoincisione le cui fasi si impressione, sviluppo e incisione sono state condotte presso i laboratori dell' Istituto Tecnico A. Rossi di Vicenza.

Per la matrice è stato utilizzato il software PCB in ambiente *Linux* scegliendo come spaziatura minima per le piste il valore di $0,63\text{ mm}$ in grado di assicurare un isolamento fino a 150 volt. La larghezza delle piste è stata scelta ammettendo una sovra temperatura massima delle piste stesse pari a $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ ottenendo quindi una larghezza massima pari a 120 mils (millesimi di pollice) in grado di sopportare una corrente di 10 A ed una minima di 40 mils in grado di sopportare 1 A .

Le schede sono state fissate alla struttura attraverso viti e supporti in teflon in modo da evitarne il distaccamento a causa delle vibrazioni; il cablaggio delle linee di alimentazione è stato eseguito con cavi di sezione eccedente a quella minima necessaria. Tutte le sezioni di alimentazione sono inserite in un contenitore metallico connesso a terra e il collegamento tra motore ed inverter è realizzato con

canalette a norma; il cablaggio a 12 *volt* è fissato direttamente alla struttura in legno. Per le caratteristiche della realizzazione si vedano le foto in allegato all'elaborato.

Il collaudo è stato protratto per un periodo di 20 giorni in modo da permettere al responsabile del progetto Maestro Carlo De Pirro di realizzare un partitura adeguata tale da mettere in risalto le caratteristiche sonore del macchinario; durante tale periodo sono state eseguite delle prove della durata di 12 ore continue in modo da verificare lo stato termico di ogni singolo componente o eventuali cedimenti delle singole parti. Il collaudo non ha rilevato alcun tipo di inconveniente o parametro anomalo tale da compromettere l'affidabilità o le funzionalità del macchinario.

La struttura in legno e la realizzazione delle parti meccaniche sono state eseguite dal signor Antonio Favero al quale va sentita riconoscenza per la disponibilità dimostrata.

Capitolo 7

Conclusioni

Si ritiene che l’obiettivo iniziale e cioè la realizzazione del macchinario, ispirandosi nella fase progettuale a criteri di affidabilità, costi contenuti, semplicità di realizzazione e nello stesso tempo garantendone le funzionalità richieste, sia stato raggiunto.

Il macchinario ha rivelato sonorità sorprendenti e per la tipologia che lo contraddistingue è da ritenersi un esemplare unico. Successivamente all’esposizione internazionale Expo2002, per la quale il macchinario è stato realizzato, il ‘Carillon di Mastro Geppetto’ verrà installato stabilmente presso il museo dedicato al famoso burattino Pinocchio nel paese di Collodi.

Sentiti ringraziamenti vanno agli amici Massimiliano Bertacco, Stefano Seraglio, Gianluca Ciucci, Michele Barcarolo, Franco Sonzogno e ai miei fratelli Franco e Paolo per l’aiuto prestato, inoltre si ringrazia il Prof. Marcellino De Polo dell’I.T.I.S. A. Rossi di Vicenza per la disponibilità dimostrata nella realizzazione dei circuiti stampati. Particolare riconoscenza va a mia zia Prof. Luisa Pigatto dell’Università di Padova per l’aiuto prestato nella stesura e nella stampa di questa tesi. Ringrazio infine il mio relatore Prof. Roberto Oboe per la disponibilità dimostrata.

Appendice A

DATA SHEET COMPONENTI

DOEPPER MUSIKELEKTRONIK

MTC64 User's Guide

© 2001 Doepper Musikelektronik

Electrical safety / EMC compatibility

MTC64 is a so-called **OEM product** (OEM original equipment manufacturer) that cannot be used independently but has to be combined with additional electrical or electronical equipment to become a working device (e.g. relays, LEDs, lamps, magnets, magnetic valves, power supply, case/housing). The manufacturer of MTC64 does not know the final assembly of the complete device in which the MTC64 is used as a part of the complete device. The final responsibility with regard to **electrical safety** and **electromagnetic compatibility** is up to the user who is assembling the complete device.

Please pay attention to the following items:

The **power supply** used in combination with the MTC64 has to be a closed type (in Germany a power supply with VDE approval is required). Normally an AC adapter with plastic case is used. It is not allowed to use **open power supplies** with open **mains voltage** access (e.g. via mains lead, pcb tracks, electronic parts).

On the MTC64 electronics **preventing measures** against **electromagnetic radiation** are met (RF filters at the power supply input and the MIDI lines). But it is impossible to estimate to what extend the **components added by the user** affect the **EMC properties** of the complete assembly. Therefore the **complete device** has to be **shielded** against **electromagnetic radiation** (incoming and outgoing). These demands are normally met by a closed metal case that covers the complete assembly. The metal case should be connected to GND of the MTC64.

Warranty

The maximum load for each MTC64 output is about one TTL load. If this is not sufficient additional drivers have to be used (a suitable pc board with 16 transistor drivers is planned for end of 2001, see page 15 in this manual for details concerning transistor drivers)

Pay attention that only high impedance inputs ($> 1\text{k}\Omega$) are allowed to be controlled by the MTC64 outputs. The inputs controlled by MTC64 have to be free of any voltage, i.e. the inputs are not allowed to have any active voltage level (e.g. GND, +5V).

Applying any voltage (including GND or +5V) to the 64 outputs (JP1, JP2, JP3, JP4) will destroy the circuit. Especially it is not allowed to apply any negative voltage or positive voltage above +5V to one of the MTC64 outputs. This will destroy the MTC64 electronics in any case.

When relays are controlled directly from the MTC64 outputs (i.e. without transistor drivers) the voltage peaks appearing during relay operation have to be suppressed by suitable electronics (diodes).

Do not solder directly to any of the pin headers but use female connectors to make the connections between the MTC64 and your application. We offer a suitable cable set that contains all required connectors and cables.

Applying any negative voltage ($< 0\text{V}$) or positive voltage above +5V ($> +5\text{V}$) to the jumper pin header (JP6) will destroy the circuit !

Carry out all connections in the off-state of the MTC64 (i.e. without power supply) !

The MTC64 electronics is an electrostatic sensitive device. Avoid any electrostatic charges !

Avoid short cuts !

Ignoring any of these items will cause warranty loss !

Return of the MTC64 within the 2 weeks return time limit (valid only in Germany) is only possible if all these items have been met. Return of used cable sets is not possible.

Contents

Electrical safety / EMC compatibility	2
Warranty	2
Contents	3
Introduction	4
Connections	6
(1) Power Supply (BU3)	7
(2) Midi In (BU1)	7
(3) Midi Thru (BU2)	7
(4) Control LED (D4)	7
(10) Voltage Outputs 1... 64 (Pin Headers JP1/JP2/JP3/JP4)	8
(12) Jumpers 1...8 (Pin Header JP6)	8
(13) Jumper 5 (Pin Header JP7)	8
(14) Pin Header JP5	8
Operation	9
Operating Modes (Meaning of the Jumpers of JP6/JP7)	9
MIDI Channel (JP6 / jumpers 1,2,3,4)	9
Mode (Jumper 5)	9
Note/program basic offset (Jumper 8)	10
Octave Transpose (Jumper 6/7, effective only in note mode)	10
Output Polarity (JP7 - Jumper 5)	10
LED Display	10
Check list	11
Appendix	12
Connection schematics of the MTC64	12

Basic Test 13

Factory Setting of the Jumpers 13

Output Driver Circuit 14

CTM64 15

Introduction

MTC64 is an **universal MIDI interface** that converts up to 64 succeeding MIDI note on/off or program change messages into 64 TTL voltages (0/+5V).

The outputs of the MTC64 can be used to control different switching functions. With suitable drivers (e.g. switching transistors) **relays, lamps, motors, electromagnets, magnetic valves** and so on can be controlled. A transistor driver board with 16 drivers is planned for end of 2001 (4 of these boards are required if drivers for all 64 outputs are necessary).

For small loads (e.g.**LEDs** or high-impedance **reed relays**) the additional drivers may not be necessary.

The MTC64 is the **counterpart to CTM64** that generates up to 64 MIDI note on/off or program change messages with free contacts connected to CTM64 (for details please refer to the CTM64 product information or CTM64 manual)

MTC64 has **two different modes**:

- **note on/off mode** (without velocity) or
- **program change mode**

In the first case (**note mode**) incoming MIDI note on/off messages control the 64 outputs provided that the **MIDI channel** and **note range** correspond to the settings of the MTC64. A note on message will set the corresponding TTL output to a high level (+5V), the note off message will reset the output to a low level (0V). With an additional jumper this behaviour can be set to the other way round (note on = low, note off = high) if reversed outputs are required.

The **note offset** (i.e. the MIDI note number assigned to the first output) can be set to 0 or 36 with another jumper. With two more jumpers one can transpose up/down one octave, i.e. +12/-12 semitones. Instead of these jumpers a three-position **octave selection switch** may be used. Thus the note offsets 0, 12, 24, 36 and 48 are obtainable. If another note offset is required the unused outputs remain unconnected.

In the second case (**program change mode**) MIDI program change messages are used to control the 64 outputs. In this mode only one of the 64 outputs is activated. The number of the activated output is identical to the program change number received at the MIDI input provided that the **MIDI channel** corresponds to the setting of the MTC64.

In the **program change mode** the **offset** can be set to 1 or 64, i.e. setting the program number range to 1-64 or 65-128 (0-63 or 64-127 in MIDI code). With two daisy-chained MTC64 the whole program number range 1-128 is covered. Alternatively a range switch can be used instead of the range jumper.

The **MIDI channel** for all messages processed by the MTC64 is set with 4 jumpers.

The **outputs** are available as **four double row pin headers with 16 pins each**. 16 pin socket-connectors with flat cable can be connected to these pin headers (not included with the MTC64, we offer a suitable cable set that contains all required connectors and cables). Additionally there are some GND pins available (as solder pins and as additional pin header with 10 pins) as a GND reference level is required for the devices controlled by the MTC64 outputs.

Pay attention that only voltage-free high impedance inputs (> 1 kOhm) are allowed to be controlled by the MTC64 outputs. The inputs must not have any active voltage, i.e. they are not allowed to have a certain voltage level (e.g. GND). Otherwise the MTC64 and/or the device controlled by the MTC64 may be destroyed. Ignoring any of these items will cause warranty loss !

MTC64 is equipped with **MIDI In** and **Thru**. The incoming MIDI messages are passed to MIDI Thru. In this way **several MTC64 can be linked together**.

MTC64 is available only as an **assembled and tested pc board** (about 70 x 105 mm). Three mounting holes for mounting the pc board to a suitable base are available.

We do not offer a suitable housing as the MTC64 is normally installed into the housing of the device to be

controlled by MTC64. An **external power supply** (7-12V @ min. 100mA) is required. It is not included with the MTC64. We offer a suitable power supply with European type of mains plug and 230...240V mains voltage.

We offer a MTC64 connector set. This includes four 16 pin flat cables with 16 pin socket connectors at one end and one 10 pin flat cable with 10 pin socket connector at one end. The length for all cables is about 50cm.

You will find the prices for the power supply and connector set in our price list.

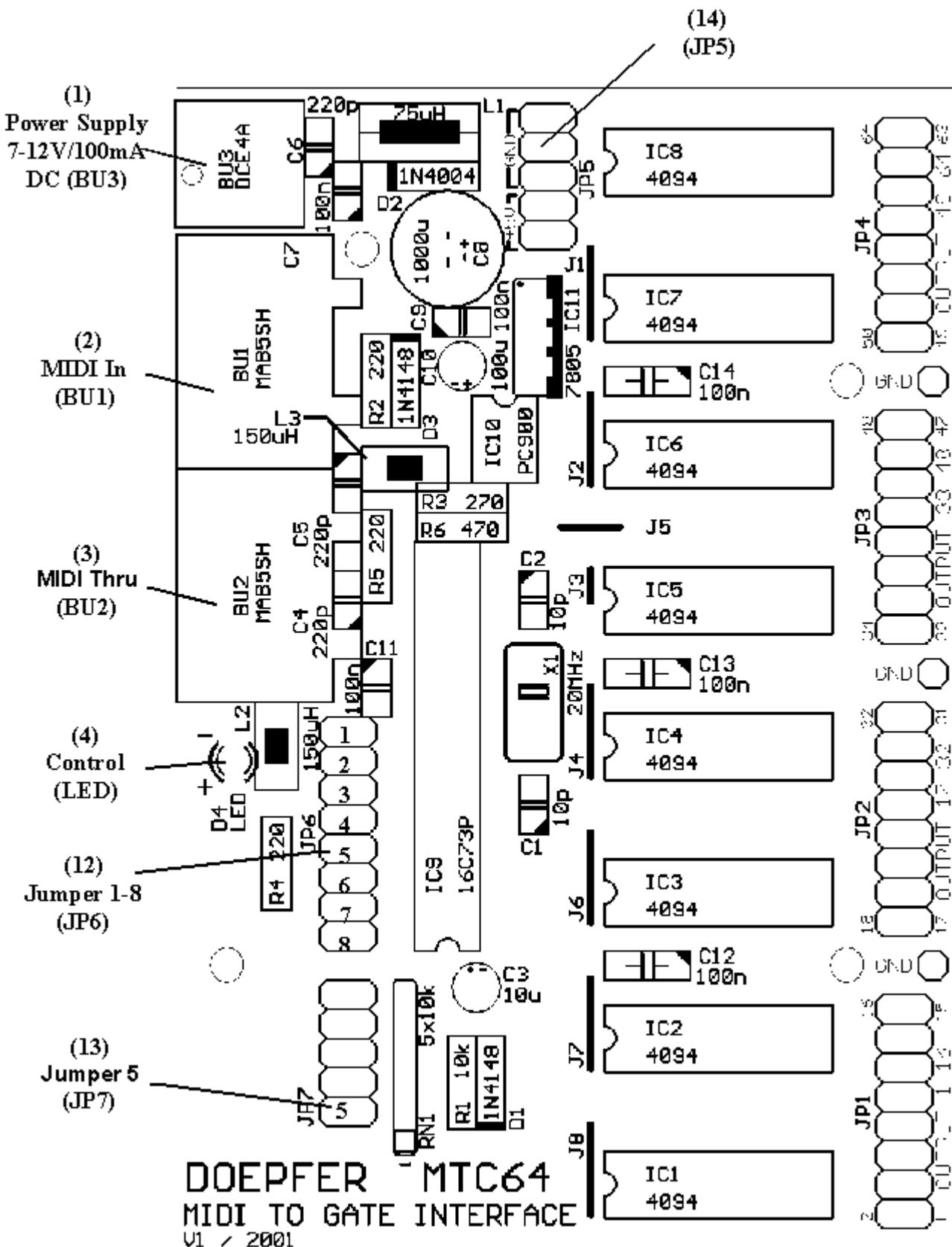
We are planning an additional transistor driver board with 16 switching transistors that can be connected to one of the 16 pin connectors to drive higher loads (up to 500mA and up to 40 V, e.g. lamps, relays, motors, magnets or magnetic valves and so on). This additional board will probably be available in fall 2001. The power supply required for the loads is not included.

The **configuration** of the MTC64 (i.e. **MIDI channel**, **mode**, **offset** and so on) is defined by the user with **9 jumpers** as described below.

Installation of the MTC64 requires some electrical/electronical knowledge by the user. Please leave the installation of MTC64 to an expert if you are not familiar with electronics. We take back only MTC64 modules in the original state, i.e. without solder residues, without scratches and so on.

Please pay attention to the warranty notes on page 2. Ignoring these notes causes warranty loss and the right to return the goods.

Connections



(1) Power Supply (BU3)

The MTC64 does not have a built-in power supply. Instead it uses a plug-in type external power supply (AC adapter). One reason for this feature is electrical safety. Keeping danger voltages (main) out of the MTC64

increases the electrical safety. Therefore an external power supply of high quality and safety should be used. If the keyboard is used in Germany the external power supply has to be VDE approved. Another reason for the external power supply is the fact that line voltages and plug types vary considerably from country to country. Using a plug-in external supply the MTC64 can be used anywhere with a locally purchased power supply, thus keeping the retail price down.

The power supply must be able to deliver 7-12 VDC unstabilized voltage, as well as a minimum current of 100mA. The MTC64 is switched ON by plugging the AC adapter into a wall outlet and connecting it to the appropriate jack on the CTM64 board. There is no separate ON/OFF switch. If the polarity of the power supply is incorrect, the CTM64 will not function. However, there is no danger of damage to the circuitry since it is protected by a diode. The correct polarity is: outside ring = GND, inside lead = +7...12V. The power supply is not included with the CTM64 and has to be purchased separately.

The specified power supply current of 100mA is only for the MTC64 electronics and does not include the current of devices connected to the MTC64 outputs. If e.g. 64 low current LEDs requiring 2mA each are connected to the MTC64 outputs an additional current of $64 \times 2 = 128$ mA has to be added to the 100mA of the MTC64. In this example we would recommend the usage of a power supply with at least 250mA to be on the safe side.

(2) Midi In (BU1)

The Midi In of the MTC64 is connected to MIDI Out of the device that controls the MTC64 (e.g. keyboard, sequencer, CTM64). The incoming MIDI data are used to control the outputs of the MTC64 provided that the MIDI data correspond to the jumper settings of the MTC64 (channel, mode, offset and so on).

If several MTC64 are controlled from the same device the MTC64 are daisy-chained via MIDI-Thru à MIDI In.

The MIDI input of MTC64 is not suitable for large amounts of MIDI data (e.g. long SysEx strings or extensive MIDI messages coming from a computer sequencer) as the MIDI in buffer is only 48 bytes. In case of large amounts of incoming MIDI data data loss or delay may occur.

(3) Midi Thru (BU2)

MTC64 transmits the incoming MIDI data unchanged to the **MIDI Thru** socket (3). Connect this socket to the MIDI input of another MIDI device that has to be controlled with the same MIDI data as the MTC64 (e.g. several daisy-chained MTC64). Otherwise this socket remains unconnected.

(4) Control LED (D4)

The **LED** is used to display any MIDI In/Thru activity. After power on the LED is permanently on. As soon as a MIDI out event occurs the LED turns off for a short time thus indicating MIDI activity. It may be used as a basic control (on after power on) and if MIDI data really appear.

(10) Voltage Outputs 1... 64 (Pin Headers JP1/JP2/JP3/JP4)

The 64 **outputs** are available as **four double row pin headers (JP1, JP2, JP3, JP4) with 16 pins each**. 16 pin socket-connectors with flat cable can be connected to these pin headers (not included with the MTC64, we offer a suitable cable set that contains all required connectors and cables).

Additionally there are some GND pins available (JP8, JP9, JP10) between the double row pin headers. GND is also available at JP5 (see below).

Remark: The GND reference level is required for connecting the devices controlled by the MTC64 outputs.

(12) Jumpers 1...8 (Pin Header JP6)

The **MTC64 configuration** (MIDI channel, mode, offset) is adjusted with the 8 jumpers of the double row pin header JP6:

- The **jumpers 1...4** are used to define the **MIDI channel**.
- **Jumper 5** is used to select the **Note** or **Program Change** mode.
- **Jumper 8** is used in the **note mode**: to set the **Note Offset** (i.e. the MIDI note number assigned to the first output of MTC64) in the note mode to **0** or **36**.
- in the **program change mode**: to set the **Program Offset** (i.e. the MIDI program change number assigned to the first output of MTC64) to **0** or **64**.
- The **jumpers 6 and 7** are valid only in the note mode and are used to **transpose one octave up** (+12 semitones) or **down** (-12 semitones) the setting adjusted with jumper 8. Instead of this a 3-position switch as **Octave Selector** may be used. Consequently the note offsets 0, 12, 24, 36 and 48 are available. If another note offset is required the unused outputs remain unconnected.

(13) Jumper 5 (Pin Header JP7)

The **output polarity** is adjusted with the lowest jumper of the 10 pin double row pin header JP7:

- If this jumper is removed the voltage appearing at the active output(s) is about +5V and 0V for the non active outputs
- If this jumper is set the voltage appearing at the active output(s) is about 0V and about+5V for the non active outputs.

The remaining 4 jumpers of JP7 have no meaning so far and may be used to store unused jumpers.

(14) Pin Header JP5

JP5 is a 10 pin double row pin header. At four pins +5V are available. The remaining 6 pins are connected to GND. The GND level is required for the connection to the device(s) controlled by the MTC64 outputs (i.e. GND reference level for the 0/+5V outputs). The +5V terminals may be used as an auxiliary +5V power supply with max. 100mA current (e.g. for controlling 5mA LEDs in reverse mode with JP5=open as in the low state the MTC64 outputs can sink a higher current than source in the normal mode, in this case the anodes of all LEDs have to be connected to +5V and each cathode via a current limiting resistors ~1k to the corresponding MTC64 output).

Operation

MTC64 is switched ON by plugging the AC adapter into a wall outlet and connecting it to the appropriate power supply socket (1) on the MTC64 board. There is no separate ON/OFF switch. After power on the LED (4) on the MTC64 will light up. Otherwise the AC adapter used is not suitable, has the wrong polarity or does not work.

After this all MIDI data appearing at the MIDI input (2) are scanned and checked if they correspond to the settings of the MTC64 specified with the jumpers of JP6 and JP7. If this applies the corresponding output is activated resp. deactivated.

Instead of the jumpers even switches may be used. But these should not be operated while one or more outputs of the MTC64 are active as this may lead to „hanging outputs“. E.g. if the MIDI channel is changed while an output is active the note off event required to reset the output will arrive never again as the MIDI channel was canged. Same applies to octave selecting switches.

Operating Modes (Meaning of the Jumpers of JP6/JP7)

MIDI Channel (JP6 / jumpers 1,2,3,4)

jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel
1	1	1	2	1	3	1	4
2		2		2		2	
3		3		3		3	

4		4		4		4	
jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel
1		1		1		1	
2		2		2		2	
3		3		3		3	
4		4		4		4	
	5		6		7		8

jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel
1		1		1		1	
2		2		2		2	
3		3		3		3	
4		4		4		4	
jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel	jumper	channel
1		1		1		1	
2		2		2		2	
3		3		3		3	
4		4		4		4	
	9		10		11		12
	13		14		15		16

If a jumper is **installed** the corresponding number is printed **bold**. E.g. for MIDI channel 1 all jumpers 1-4 have to be installed. This is the factory setting.

Mode (Jumper 5)

- Jumper 5 installed: note mode (factory setting)
- Jumper 5 removed: program change mode

Note/program basic offset (Jumper 8)

- Jumper 8 installed: offset = 0 (factory setting)
- Jumper 8 removed: offset = 36 (in **note** mode) / offset = 64 (in **program** mode)

Remark: If you want to change the note offset (= note number assigned to output #1) to the standard note number 36 (= lowest "C" of a standard 5 octave MIDI keyboard) jumper 8 has to be removed !

Octave Transpose (Jumper 6/7, effective only in note mode)

- Jumper 6 installed: offset = - 12 semitones (minus one octave) (factory setting)
- Jumper 6 removed: offset = 0 (no transposition)
- Jumper 7 installed: offset = + 12 semitones (plus one octave) (factory setting)
- Jumper 7 removed: offset = 0 (no transposition)

If both jumpers are installed there is no transposition (+12-12 = 0).

Output Polarity (JP7 - Jumper 5)

Jumper 5 installed: active output(s) = +0V
 (= inverse polarity) inactive outputs = +5V
(factory setting)

Jumper 5 removed: active output(s) = +5V
 (= normal polarity) inactive outputs = 0V

To obtain **normal polarity** (i.e. +5V for active outputs and 0V for inactive outputs) this jumper has to be removed !

Remark: In the first issue of this manual the function of jumper 5 of JP7 was mixed up

LED Display

The **LED** is used to display any MIDI In/Out activity. After power on the LED is permanently on. As soon as a MIDI in event occurs the LED turns off for a short time thus indicating MIDI activity.

Remark: If the device controlling the MTC64 transmits "MIDI Active Sensing" messages the LED will flicker permanently. This is normal as "Active Sensing" is a dummy messages that is sent permanently and checks only if the MIDI hardware connection is OK.

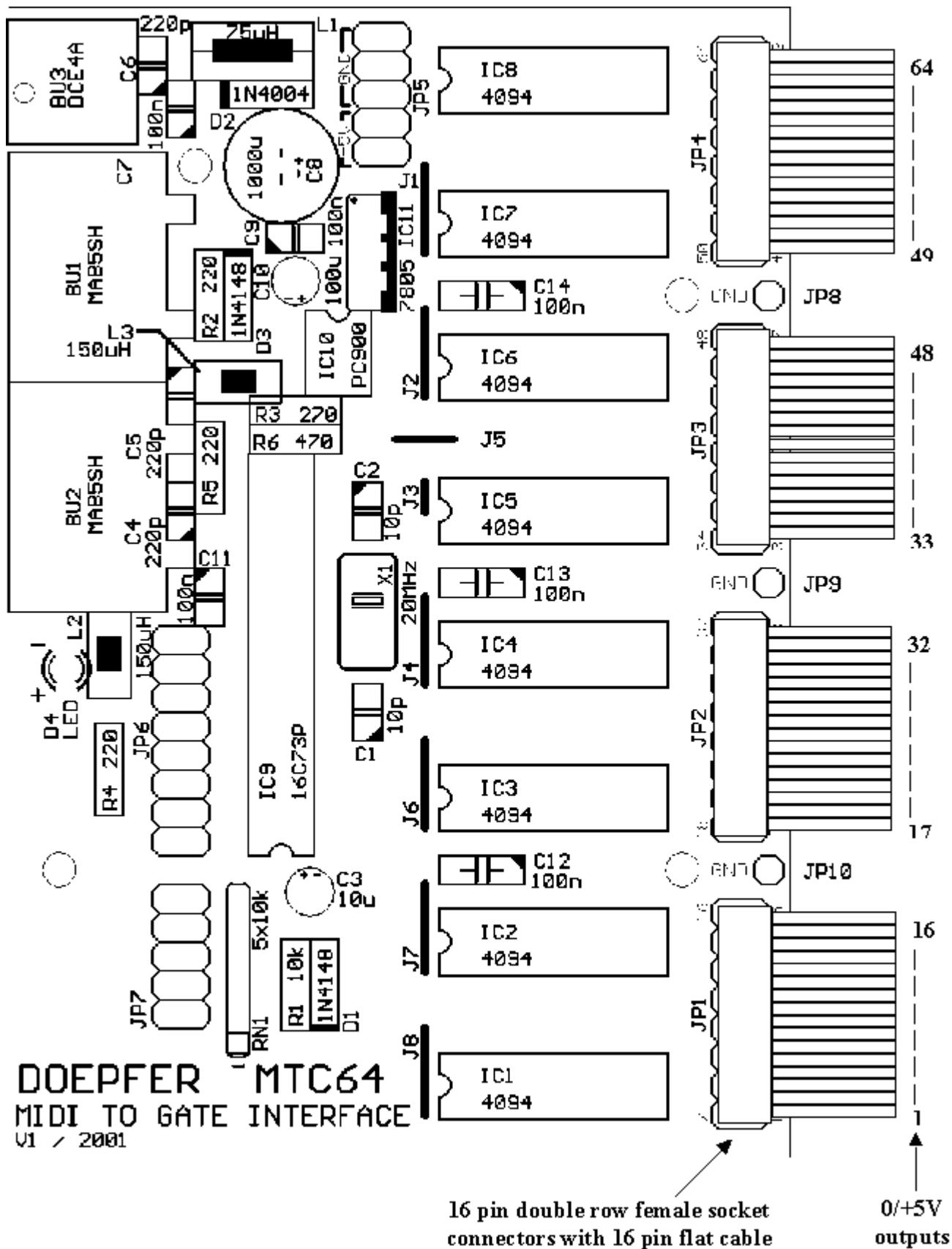
Check list

In case that your MTC64 installation does not work at the first go please check the following points:

- Is the power supply working correctly ? After power on the LED has to be on ! Otherwise the AC adapter used is not suitable, has the wrong polarity or does not work. The correct polarity is: outside ring = GND, inside lead = +7...12V.
- Is the control LED flickering if incoming MIDI messages appear at the MIDI In of MTC64 ?
- Are the MIDI connections between MTC64 and the other MIDI devices installed correctly? MIDI In MTC64 has to be connected to MIDI Out of the MIDI device controlling the MTC64. Especially when computers are used MIDI In and Out are very often mixed up by the user. Once again: MIDI Out ® MIDI In (not MIDI Out ® MIDI Out and not MIDI In ® MIDI In). Please use only cables that are suitable for MIDI.
- Is the right MIDI channel selected ? The same MIDI channel for MTC64 and the device controlling the MTC64 is required !
- Is the right note range / program change range selected ? If the wrong note/program change range is selected the MTC64 outputs will not respond or not in the expected way.
- Is the right output polarity selected (JP7-Jumper 5) ? If all outputs are +5V after power on one has selected the inverse polarity.
- If you are 100% sure that all these items are correct probably the MTC64 is defective !

Appendix

Connection schematics of the MTC64



Basic Test

The basic function of MTC64 can be tested very easily:

- Connect a low current LED (max. 2 mA) via a current limiting resistor (about 2 kOhm) between output #1 and GND.
- Select the inverse polarity (JP7 / Jumper 5 installed)
- Connect the power supply
- The LED will light up if everything is OK.
- If now the MIDI message that activates output #1 (i.e. note on or program change message) is sent to MIDI In of the MTC64 the LED will turn off. Otherwise you have not chosen the correct settings (i.e. MIDI channel, mode, offset)

If no low current LEDs are available the following procedure will lead to the same results:

- Connect a LED (max. 5 mA) via a current limiting resistor (about 2 kOhm) between output #1 and +5V (one of the +5V pins of JP5).
- Select normal polarity (JP7 / Jumper 5 removed)
- Connect the power supply
- The LED will light up if everything is OK.
- If now the MIDI message that activates output #1 (i.e. note on or program change message) is sent to MIDI In of the MTC64 the LED will turn off. Otherwise you have not chosen the correct settings (i.e. MIDI channel, mode, offset)

Factory Setting of the Jumpers

In the factory all jumpers are installed:

- Pin header JP6: all 8 jumpers are installed
- Pin header JP7: jumper 5 is installed (jumpers 1...4 have no meaning)

This corresponds to:

- MIDI channel 1
- Note mode
- Offset (= note number assigned to output #1): 0
- Octave transpose: $+12 - 12 = 0$
- inverse polarity

Remarks:

- *If you want to change the note offset (= note number assigned to output #1) to the standard note number 36 (= lowest "C" of a standard 5 octave MIDI keyboard) jumper 8 of JP6 has to be removed !*
- *To obtain normal polarity (i.e. +5V for active outputs and 0V for inactive outputs) this jumper has to be removed !*

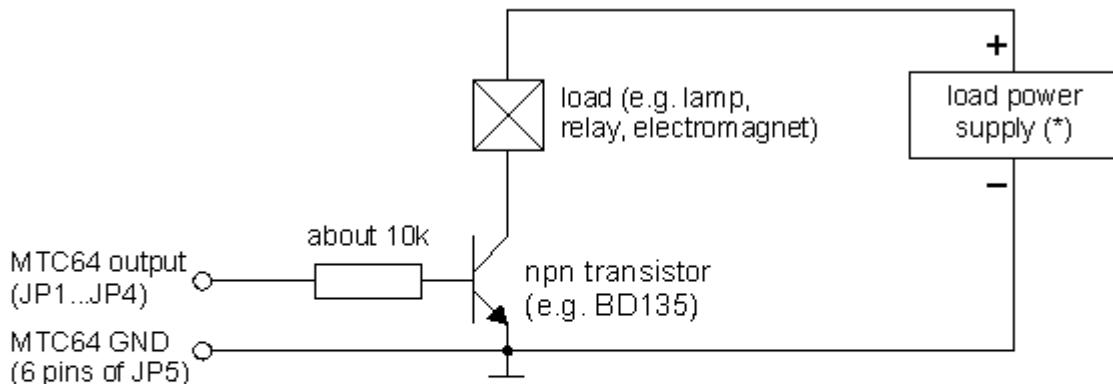
Output Driver Circuit

The MTC64 outputs are able to drive only about max. 5 mA in the "high" state (+5V) and about max. 10 mA in the "low" state (0V). If one wants to drive higher loads (e.g. lamps, relays, electromagnets, electromagnetic valves or similar) an additional driver for each MTC64 output is required. Each MTC64 output is connected to the base of a power transistor (e.g. BD135) via a resistor (about 10 kOhm). The emitter of the transistor is connected to GND. The load (i.e. the lamp, relay and so on) is connected between the collector of the transistor and the positive power supply for the load(s). The voltage of the power supply has to agree with the

voltage of the load(s). E.g. if 24V relays are used the power supply needs to be 24V. The current of the power supply is the sum of the currents of all loads. E.g. if 64 relays with 20mA each are used a power supply with $64 \times 20\text{mA} = 1280\text{mA} = 1.3\text{ A}$ is required. In this example a power supply with 24V/1.3A would be necessary.

The auxiliary +5V power supply of the MTC64 (4 pins of JP5) can be used only if +5V voltage and not more than 100mA are required. In other cases an external power supply is necessary.

Output driver for MTC64



Remark (*):

The required voltage of the load power supply depends upon the voltage for the load(s). E.g. if 24V lamps are used the voltage has to be 24V. If 5V relays are used the voltage needs to be 5V. The required current of the load power supply depends upon the total load current. E.g. if 20 lamps with 50 mA each are used the power supply needs to deliver $20 \times 50\text{mA} = 1\text{A}$.

If 5V power supply is required and the total current is less than 100mA the +5V of the MTC64 (available at 4 pins of JP5) can be used.

As suitable driver board with 16 drivers is planned for end of 2001.

CTM64

The counterpart to MTC64 is the Contact To MIDI interface CTM64 that converts up to 64 free contacts into 64 succeeding note or program change messages. Closing a contact connected to the CTM64 causes the transmission of the corresponding MIDI note or program change message. CTM64 can be used to retrofit keyboards, switches, button arrangements or any other types of contactes with MIDI out.

A typical application of CTM64 and MTC64 is the following:

- Contacts -> CTM64 -> (Computer-Sequencer) -> MTC64 @ lamps/relays/electromagnets

This arrangement can be used to record any contact operations with a computer sequencer and play it back later to lamps, relays, magnetic valves, motors and so on. If recording is not required the sequencer can be omitted:

- Contacts -> CTM64 -> MTC64 -> lamps/relays/electromagnets

Telemecanique

Drives...

Altivar 08 – drive

Altivar 08



IP20



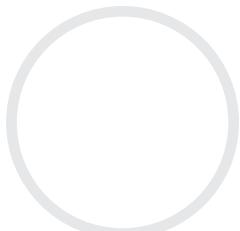
*It's
simple...*

Motor starter drive – IP67

The motor starter solution is a self-contained drive with lower isolation, stop-start, forward/reverse and speed control capability, built into a standard off the shelf product. As the product also has a high ingress protection level it is an ideal solution for the replacement of traditional motor starting solutions where the need for speed control or mechanical soft start is now a requirement.

With both options stocked, the applications available to the designer include:

- mechanical variable drives solutions
- electronic drives solutions
- electro-mechanical solutions.



Contents

Presentation	Page 9
Characteristics	Pages 10 and 11
References	Pages 12 and 13
Dimensions and schemes	Page 14
Mounting	Page 15
Functions	Pages 16 to 19

Variable speed controllers for asynchronous motors

Characteristics :

pages 10 and 11

References :

pages 12 and 13

Dimensions, schemes :

pages 14 and 15

Functions :

pages 16 to 19

Altivar 08

Presentation

Applications

As a frequency inverter for 3-phase asynchronous squirrel cage motors and single-phase 200 to 240 V asynchronous motors, the Altivar 08 incorporates the latest technological developments. Its functions meet the requirements of the most up-to-date applications, notably :

- horizontal materials handling (conveyors, etc)
 - packing/packaging (gluing machines, labelling machines, etc)
 - special machines (mixers, display units, etc)
-

Functions

The main functions are :

- starting and speed control
 - inversion of the operating direction
 - deceleration, acceleration, stopping
 - motor and speed controller protection, etc
-

Versions

The Altivar 08 is available in three versions for integration into machines :

- **ATV-08HU•••• standard speed controller with heatsink (label 1)**
For normal ambient, within enclosure.
 - **ATV-08PU•••• speed controller with base plate (label 2)**
Enables the speed controller to be mounted on the machine frame where the mass of the frame allows for heat adsorption. In this case, no special cut-outs are required other than the fixing holes for the speed controller.
 - **ATV-08EU•••• ready-assembled speed controller (label 3)**
This IP 65 enclosure comprises a speed controller with a built-in EMC filter, a power switch, direction inverter and a potentiometer used to adjust the speed.
This enclosure, fully wired and ready to use, can be installed close to the motor.
-

Electromagnetic compatibility (EMC)

The Altivar 08 has built-in EMC filters. The incorporation of filters in the speed controllers simplifies installation and reduces the cost of conformity for CE marking.

They are sized to conform to the following standards : EN 61800-3/IEC 1800-3, public and industrial supplies.

ATV-08HU•••• and ATV-08PU•••• speed controllers are also available without EMC filters if conformity to EMC standards is not required.

Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :
pages 8 and 9
References :
pages 12 and 13
Dimensions, schemes :
pages 14 and 15
Functions :
pages 16 to 19

Altivar 08

Characteristics

Environment

Conformity to standards		Altivar 08 speed controllers have been developed to conform to the strictest international standards and to the recommendations for electrical industrial control devices (IEC, EN), notably : <ul style="list-style-type: none"> ● EN 50178 ● EMC immunity : <ul style="list-style-type: none"> - IEC 61000-4-2/EN 61000-4-2 level 3 - IEC 61000-4-3/EN 61000-4-3 level 3 - IEC 61000-4-4/EN 61000-4-4 level 4 - IEC 61000-4-5/EN 61000-4-5 level 3 (access to power) - IEC 61800-3/EN 61800-3, environments 1 and 2 ● EMC, conducted and radiated emissions : <ul style="list-style-type: none"> - IEC 1800-3/EN 61800-3, environments : 2 (industrial supply) and 1 (public supply) with restricted distribution - EN 55011, EN 55022 class B (radio interference suppression filters included)
CE marking		The speed controllers have CE marking in respect of the European low voltage (73/23/CEE and 93/68/CEE) and EMC (89/336/CEE) directives.
Product certifications		UL and CSA
Degree of protection		IP 20 : ATV-08PU##### and ATV-08HU##### speed controllers, all ratings IP 65 : ATV-08EU##### speed controllers, all ratings
Vibration resistance		Conforming to IEC 68-2-6 : <ul style="list-style-type: none"> - 1.5 mm peak from 3 to 13 Hz - 1 gn from 13 to 200 Hz
Shock resistance		15 gn for 11 ms conforming to IEC 68-2-27
Maximum relative humidity		93 % without condensation or dripping water, conforming to IEC 68-2-3
Ambient air temperature in the vicinity of the device		
Storage	°C	- 25...+ 65
Operation	°C	ATV-08PU##### and ATV-08EU##### speed controllers, all ratings : 0...+ 40 ATV-08HU##### speed controllers, all ratings : <ul style="list-style-type: none"> ● 0...+ 40 without derating ● Up to + 60 with current derating of 2.2 % per °C above 40 °C
Maximum operating altitude	m	1000 without derating (above this, derate the current by 1 % per additional 100 m)
Operating position		Vertical for ATV-08HU##### and ATV-08EU##### Vertical for horizontal for ATV08PU#####

Drive characteristics

Output frequency range	Hz	0.5...120
Switching frequency	kHz	4
Speed range		1...10
Transient overtorque		150 % of nominal motor torque
Braking torque		50 % of nominal motor torque
Maximum transient current		120 % of speed controller nominal current for 20 s 150 % of speed controller nominal current for 1 s

Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :

pages 8 and 9

References :

pages 12 and 13

Dimensions, schemes :

pages 14 and 15

Functions :

pages 16 to 19

Altivar 08

Characteristics (cont.)

Electrical characteristics

Power supply	Voltage	V	200 - 10 % to 240 + 10 % single-phase
	Frequency	Hz	50 ± 5 % or 60 ± 5 %
	Icc	A	≤ 1000 (presumed short-circuit current at connection point)
Output voltage	Maximum 3-phase voltage equal to mains supply voltage		
Electrical isolation	Electrical isolation between power and control (inputs, outputs, supplies)		
Available internal supplies	Protected against short-circuits and overloads : <ul style="list-style-type: none"> - One + 5 V supply for the setpoint potentiometer (2.2 kΩ), maximum rate 10 mA - One + 5 V supply for control inputs, maximum rate 100 mA 		
Analogue input AI	1 configurable analogue input : <ul style="list-style-type: none"> - voltage 0-5 V, impedance 50 kΩ - voltage 0-10 V, impedance 50 kΩ - current 0-20 mA or 4 - 20 mA with the addition of a 500 Ω external resistor 		
Logic inputs LI	4 assignable logic inputs with an impedance of 5 kΩ + 15 V internal or 24 V external power supply (11 V min., 30 V max.) State 0 if < 5 V, state 1 if ≥ 10 V Sampling time : 30 ms max.		
Analogue outputs AO	Open collector PWM type output at 1.2 kHz. Max. current 10 mA Output impedance 1 kΩ Linearity ± 1 %		
Logic outputs	1 relay logic output R1 (open contact when fault present and protected against overvoltages) 1 N/O contact Minimum switching capacity : 10 mA for ≈ 24 V Maximum switching capacity : <ul style="list-style-type: none"> ● on resistive load ($\cos \varphi = 1$) : 5 A for ≈ 250 V or ≈ 30 V ● on inductive load ($\cos \varphi = 0.3$ and $L/R = 10 \text{ ms}$) : 2 A for ≈ 250 V or ≈ 30 V 		
Acceleration and deceleration ramps	Ramp shape : linear Automatic adaptation of the deceleration ramp time if the braking capacity is exceeded		
Braking to a standstill	d.c. injection : automatically on stopping if the frequency falls below 0.5 Hz, duration adjustable from 0 to 20 s or continuous, current adjustable from 0.25 In to In		
Main protective and safety devices on the speed controller	<ul style="list-style-type: none"> ● Thermal protection against excessive overheating ● Protection against short-circuits between output phases ● Protection against overcurrents between output phases and ground on power up ● Mains undervoltage and overvoltage protection 		
Motor protection	Thermal protection integrated in the speed controller by continuous calculation of I^2t Thermal memory cleared when switched off		
Insulation resistance to earth	MΩ	> 500 (electrical isolation)	

Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :

pages 8 and 9

References :

pages 12 and 13

Dimensions, schemes :

pages 14 and 15

Functions :

pages 16 to 19

Altivar 08

for asynchronous motors from 0.18 to 0.75 kW

Single-phase supply voltage 200...240 V 50/60 Hz

References

Speed controllers with heatsink (frequency range from 0.5 to 120 Hz)



ATV-08HU••••

Motor Power indicated on rating plate	Mains supply Altivar 08		Maximum transient current (1)	Power dissipated at nominal load	Reference	Weight
	Line current for presumed current Icc 1 kA	Permanent output				
kW	A	A		W		kg
0.18	2.7	1.1	1.32	15	ATV-08HU05M2 (2)	1.000
0.37	4.5	2.1	2.52	27	ATV-08HU09M2 (2)	1.000
0.75	8.2	3.6	4.32	39	ATV-08HU18M2 (2)	1.150



ATV-08PU••••

Speed controllers on baseplate (frequency range from 0.5 to 120 Hz)

0.18	2.7	1.1	1.32	15	ATV-08PU05M2 (2)	0.880
0.37	4.5	2.1	2.52	27	ATV-08PU09M2 (2)	0.880
0.75	8.2	3.6	4.32	39	ATV-08PU18M2 (2)	0.910



ATV-08EU••••

Ready-assembled speed controllers (frequency range from 0.5 to 120 Hz)

0.18	2.7	1.1	1.32	-	ATV-08EU05M2	2.500
0.37	4.5	2.1	2.52	-	ATV-08EU09M2	2.500
0.75	8.2	3.6	4.32	-	ATV-08EU18M2	2.500

(1) For 20 seconds.

(2) Speed controller supplied with built-in RFI filter. For a speed controller without filter, add an X at the end of the reference.

Example : for the **ATV-08HU05M2** controller without filter, the reference would be : **ATV-08HU05M2X**.

In this case the speed controller does not conform to EMC emissions standards.

Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :

Presentation
pages 8 and 9

References :

pages 12 and 13

Dimensions:

pages 14 and

Functions :

Altivar 08

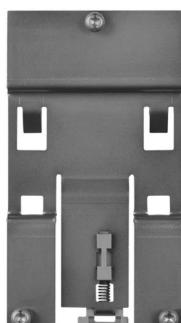
for asynchronous motors from 0.18 to 0.75 kW

Single-phase supply voltage 200...240 V 50/60 Hz

References, associations

Accessories for speed controllers with heatsink

Description	Reference	Weight kg
Plate for mounting on - rail (width 35 mm)	VW3-A08851	0.250
Flange to assist EMC mounting	VW3-A08831	0.160



VW3-A08851



VW3-A08831

Additional components for customer assembly

Function : to ensure the protection of people and equipment, regardless of the level of overcurrent encountered (overload or short-circuit).

Power ratings for 3-phase, 4-pole 50/60 Hz 230 V motors	Circuit-breaker		Maximum short-circuit current	Speed controller Reference (1)
	Reference	Rating		
kW	A	kA		
0.18	GB2-DB10	5	1	ATV-08●U05M2
0.37	GB2-DB10	5	1	ATV-08●U09M2
0.75	GB2-DB16	10	1	ATV-08●U18M2



GB2-DB
+
ATV-08

(1) Replace the bullet point in the reference according to the type of speed controller required (see page opposite).

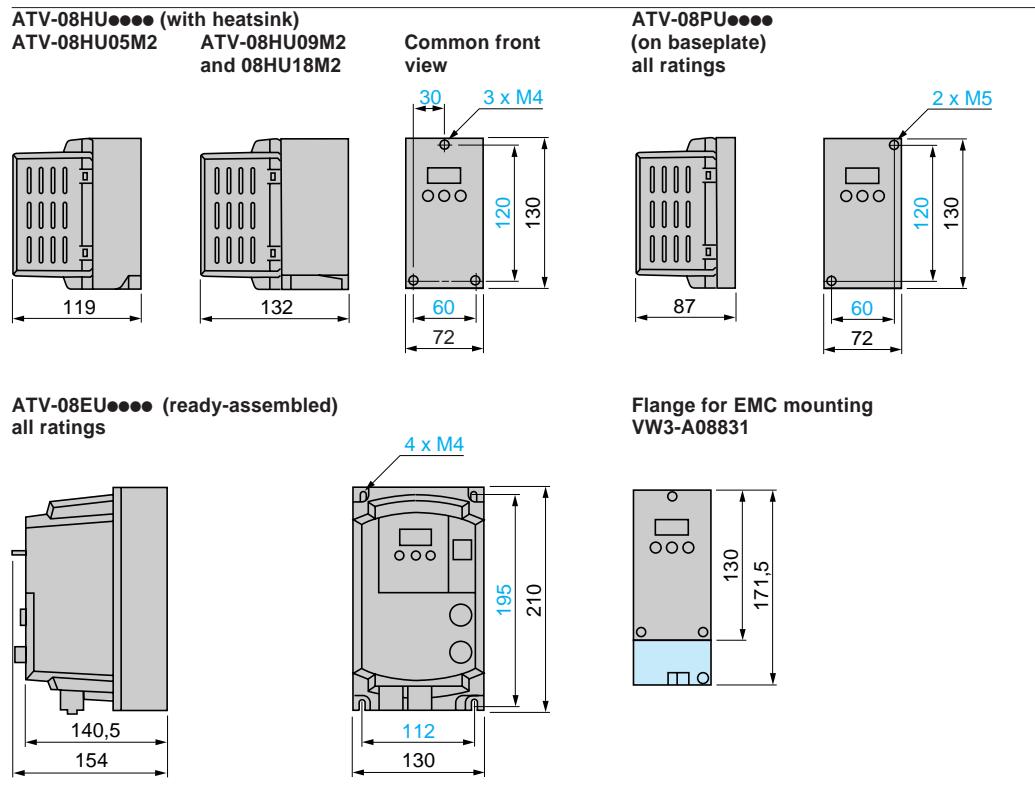
Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :
pages 8 and 9
Characteristics :
pages 10 and 11
References :
pages 13 and 14
Functions :
pages 16 to 19

Altivar 08

Dimensions, schemes

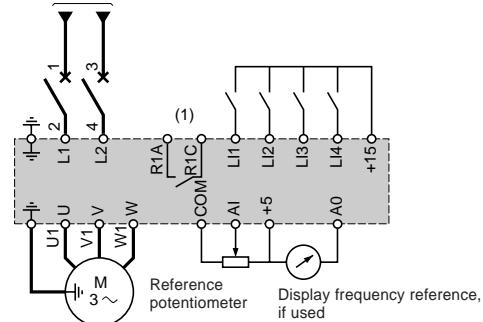
Dimensions



Schemes (basic schemes only: to be adapted to meet local standards and regulations)

ATV-08HU0000 and ATV-08PU0000

200...240 V 50/60 Hz

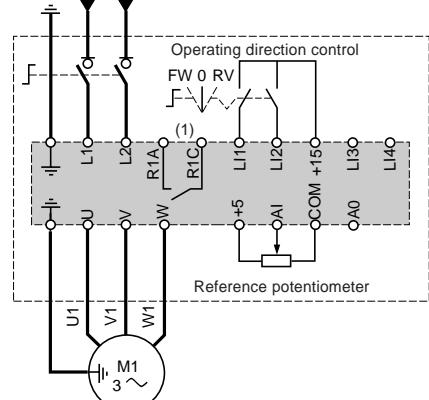


(1) Fault relay contact, signals the state of the controller remotely (open when fault present or power off):

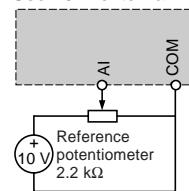
- L11 : forward
- L12 : reverse
- L13/L14 : 4 preset speeds : speed 1 (L13 = 0, L14 = 0), speed 2 (L13 = 1, L14 = 0), speed 3 (L13 = 0, L14 = 1), speed 4 (L13 = 1, L14 = 1).

ATV-08EU0000

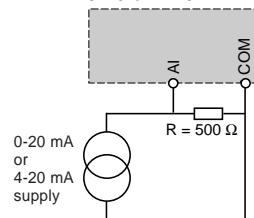
200...240 V 50/60 Hz



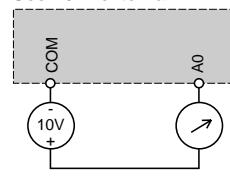
Analogue input
Use 10 V external



Analogue input
0-20 or 4-20 mA



Analogue output
Use 10 V external



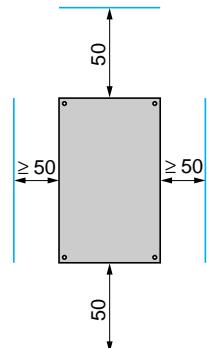
Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :
pages 8 and 9
Characteristics :
pages 10 and 11
References :
pages 13 and 14
Functions :
pages 16 to 19

Altivar 08

Mounting

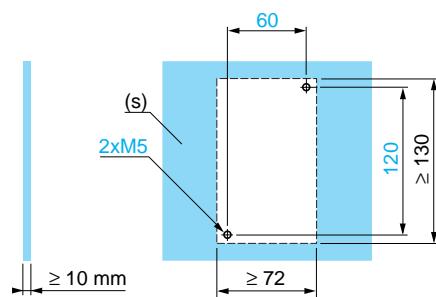
Installation precautions



Install the device vertically, at $\pm 10^\circ$, except for the ATV-08PU●●●● which can be installed vertically or horizontally.

- Do not place it close to heating elements.
- Leave sufficient clearance for air circulation necessary for cooling. Cooling is via an air flow from bottom to top.
- Clearance in front of the device : 10 mm minimum.

Precautions when mounting on the machine frame (specific to ATV-08PU●●●● controllers)



These can be mounted on (or in) a steel or aluminium machine frame, if the following conditions are respected :

- Maximum ambient temperature : 40 °C
- Speed controller contact surface (130 x 72) machined on frame, with a smooth surface of 100 μm max. and unevenness of 3.2 μm max.
- The variable speed controller must be fixed in the centre of a support (frame) with a minimum thickness of 10 mm and a minimum cooling surface area (0.12 m^2 for steel or 0.09 m^2 for aluminium), open to the air.

To ensure heat transfer, thermal contact grease (or equivalent) must be applied to all contact surfaces.

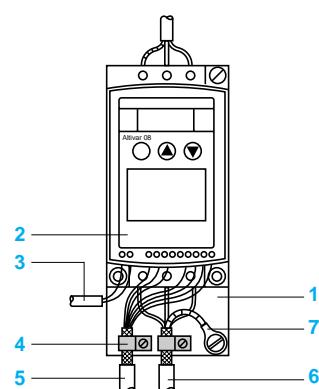
Check this mounting when operating conditions are close to the maximum limits (power, cycle and temperature) by monitoring the thermal state (tHd) of the controller.

Mounting for conformity to EMC standards

Principle :

- High frequency potentiality of earthing between the speed controller, the motor and the cable shielding
- Use of shielded cables with 360° connection of the shield to earth at both ends for the motor cable and the control-command cables. This shielding can be provided by metal tubes or ducting provided that continuity is guaranteed.
- The power supply cable (mains) and motor cable should be kept as far apart as possible.

Installation layout for ATV-08HU●●●● :



1 VW3-A08831 flange (supplied with two metallic clamps) to be mounted on the controller.

To respect radiated emissions, we recommend that this flange (to be ordered separately) is used to earth the cable shielding. However, for level A, earthing the cables to the machine ground wiring using clamps (enclosure backplane or machine frame) is sufficient.

2 Altivar 08

3 Unshielded cable for the fault relay contact output

4 Metal clamps

5 Shielded cables for control/command connection

6 Shielded cable for motor connection

7 Lug for PE conductor

For the ATV-08PU●●●●, attach the clamps directly to the machine ground wiring as close as possible to the speed controller.
ATV-08EU●●●● speed controllers already meet EMC requirements.

Variable speed controllers for asynchronous motors

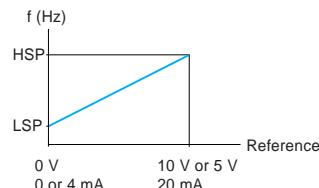
Presentation :
pages 8 and 9
Characteristics :
pages 10 and 11
References :
pages 12 and 13
Dimensions, schemes :
pages 14 and 15

Altivar 08

Functions

Operating speed range

Function : determines the 2 frequency limits which define the speed range permitted by the machine in real operating conditions.



Adjustments :

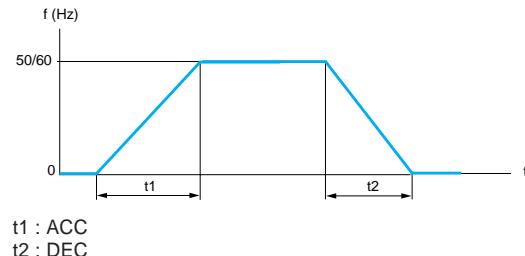
LSP : low speed, 0 to HSP, factory preset 0.

HSP : high speed, LSP to 120 Hz, factory preset 50 Hz.

Acceleration and deceleration ramp times

Function : determines the acceleration and deceleration times as a function of the application and the machine dynamics.

Adjustments : acceleration (ACC) and deceleration (DEC). Adjustment 0.1 to 100 s, factory preset 3 s.



Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :

pages 8 and 9

Characteristics :

pages 10 and 11

References :

pages 12 and 13

Dimensions, schemes :

pages 14 and 15

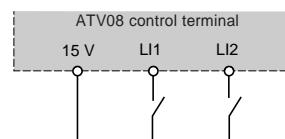
Altivar 08

Functions (cont.)

2-wire control

Function : controls the operating direction via stay-put contact with forward direction having priority over reverse direction.

Wiring example



LI1 : Forward

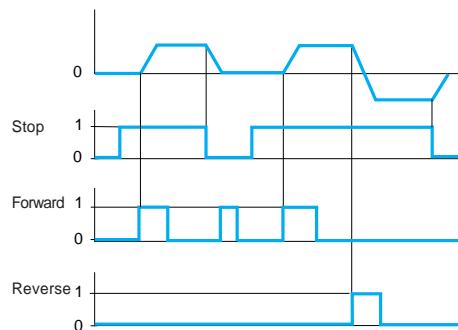
LI2 : Reverse

3-wire control

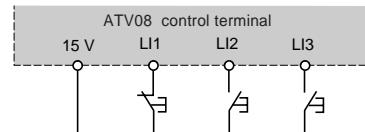
Function : controls the operating direction and stopping via pulsed contacts.

Enable : via 2 or 3 logic inputs (1 or 2 operating directions).

Motor frequency



Wiring example



LI1 : Stop

LI2 : Forward

LI3 : Reverse

Configuration of analogue input AI

Function : used to modify the characteristics of the analogue input.

Factory preset : 0-5 V.

Other values : 0-10 V or, with a 500 Ω external resistor : 0-20 mA or 4-20 mA.

Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :
pages 8 and 9
Characteristics :
pages 10 and 11
References :
pages 12 and 13
Dimensions, schemes :
pages 14 and 15

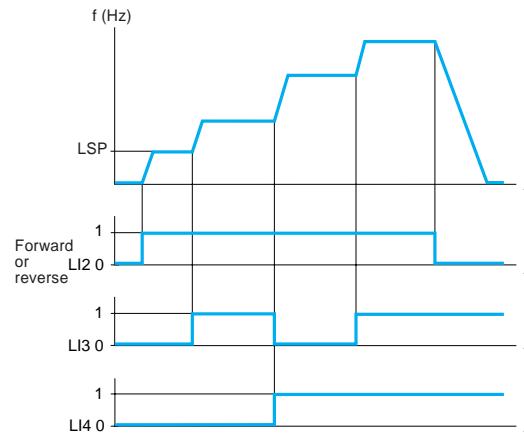
Altivar 08

Functions (cont.)

Preset speeds

Function : switching of preset speed references. Choice of either 2 or 4 preset speeds.
Enable : 1 or 2 logic inputs

Example with 4 speeds



Speed achieved with inputs LI3 and LI4 at state 0 : LSP or speed reference depending on the level of analogue input AI.
Adjustment of preset speeds from 0.5 Hz to maximum frequency.

d.c. injection braking

Functions :

- braking to a standstill by d.c. injection (0.5 to 0 Hz)
 - the injection current is adjustable from 0.25 In to In
 - the injection time is adjustable from 0 (function disabled) to 20 s or continuous. If the injection time is continuous the adjusted current is divided by 2 after 30 s.

Variable speed controllers for asynchronous motors

Presentation :

pages 8 and 9

Characteristics :

pages 10 and 11

References :

pages 12 and 13

Dimensions, schemes :

pages 14 and 15

Altivar 08

Functions (cont.)

Automatic restart

Function : providing the operating conditions permit, automatic restart of the speed controller on the disappearance of certain types of faults listed below.

Faults which allow automatic restart :

- motor thermal overload
- speed controller thermal overload
- supply undervoltage
- overvoltage due to excessive deceleration, supply overvoltage (in these two cases, the speed controller restarts if the fault has disappeared at least one minute after it appeared)

If six faults which can be reset occur within a six minute period, the speed controller remains locked.

There are three possible configurations :

- automatic restart inactive
- automatic restart active for supply undervoltage only
- automatic restart active for all faults listed above

This function requires the speed reference and operating direction to be maintained.
It is reserved for fans, pumps and conveyor systems.

Fault relay, unlocking

The fault relay energises when the speed controller is powered up and there are no faults present.

The speed controller is unlocked after a fault by :

- switching speed controller off for at least 1 minute and then switching it on again
 - using the "automatic restart" function if it has been configured
-

Thermal protection of the motor

Function : indirect thermal protection of the motor by continuous calculation of its theoretical overheating.
The controller locks on a fault if overheating exceeds 118 % of nominal heating.

The microprocessor calculates theoretical overheating using two different elements :

- current absorbed by the motor
- operating time

The thermal memory is reset to zero by the microprocessor if the supply to the speed controller is interrupted.

40 °C is considered to be the maximum ambient temperature around the motor.

Adjustment :

- 0.45 to 1.2 times the nominal speed controller current
 - set to the nominal current shown on the motor rating plate
-

Thermal protection of the speed controller

Function : direct protection via a thermistor attached to the heatsink, providing protection for components even in the event of poor ventilation or excessive ambient temperature.
The speed controller locks if there is a fault.

Solenoids

Series 42 Small, high force/stroke ratio Solenoid



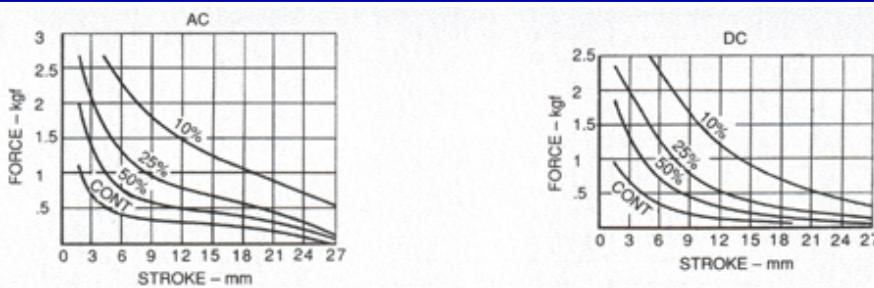
GENERAL DESCRIPTION

- AC & DC types
- Pull and thrust versions
- Shading ring for quiet AC operation

PERFORMANCE

	ITEM	SPECIFICATION
Electrical	Maximum on Time	See table below
	Closed power (continuous rating)	AC: 15VA DC: 10W
	Maximum permissible voltage	240V
	Insulation	All coils tested to frame at 1500V RMS 50Hz
Mechanical	Weight	Total: 213g. approx. Plunger: 42.5g
	Ambient temperature	The information given on this page is based on a room temperature of 20°C allowing for a nominal 75°C temperature rise in the coil.
	Force/stroke curves	These force curves show average performance only. In addition to normal manufacturing tolerances, deviations can be expected at some voltages due to the coil winding tolerances.

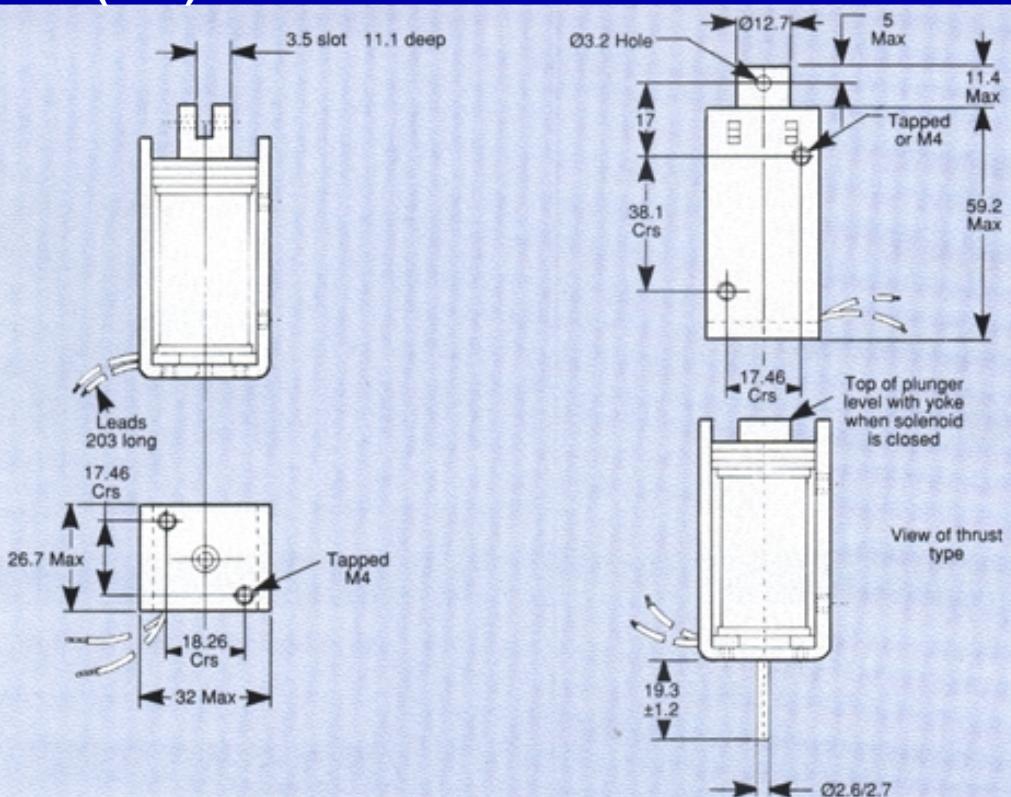
FORCE/STROKE CURVE



MAXIMUM ON TIME

	10%		25%		50%	
	1 cycle	Cont. cycle	1 cycle	Cont. cycle	1 cycle	Cont. cycle
AC	55 sec	40 sec	3 min	2 min	10 min	7 min
DC	50 sec	30 sec	2 min	1.25 min	5.75 min	4 min

DIMENSIONS (mm)



CODING

	4 2	1 2 0	X X X	X X X	
TYPE/ACTION	AC DC	1 6	1		
Pull			1		
Push			2		
Standard			0		
With push-off spring			1		
	RATING				
	Cont.	50%	25%	10%	
COIL	24V AC 50Hz	0 1	0 2	0 3	0 4
	50V AC 50Hz	0 8	0 9	1 0	1 1
	115V AC 50Hz	1 5	1 6	1 7	1 8
	220V AC 50Hz	2 3	2 4	2 5	2 6
	230V AC 50Hz	3 9	4 0	4 1	4 2
	115V AC 60Hz	1 9	2 0	2 1	2 2
	220V AC 60Hz	2 7	2 8	2 9	3 0
	230V AC 60Hz	4 3	4 4	4 5	4 6
	6V DC	5 4	5 5	5 6	5 7
	9V DC	5 8	5 9	6 0	6 1
	12V DC	6 2	6 3	6 4	6 5
	24V DC	7 2	7 3	7 4	7 5
	28V DC	7 6	7 7	7 8	7 9
	36V DC	8 0	8 1	8 2	8 3
	50V DC	8 4	8 5	8 6	8 7
	115V DC	8 8	8 9	9 0	9 1
	220V DC	9 2	9 3	9 4	9 5
	240V DC	9 6	9 7	9 8	9 9
	Standard Leads			0	
	Faston Tags			3	

Other operating voltages and ratings available on request

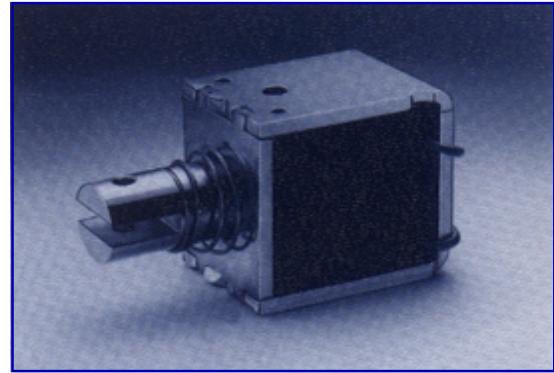
We reserve the right to change without prior notice the information contained in this leaflet

Consumer Protection Act 1987 and Health & Safety at Work Act etc., 1974

Our products are designed, manufactured and tested to ISO 9001 quality standards. Some of them are capable of being operated by and capable of switching high voltages and/or currents. Care must therefore be exercised in the installation, protection and use of such products. If in doubt please contact your supplier or BLP Engineering Department immediately.

Solenoids

Series 41 Small, powerful, high force/stroke ratio Solenoid



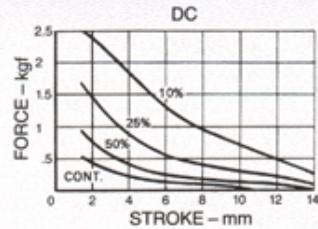
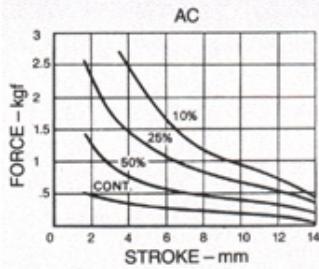
GENERAL DESCRIPTION

- AC & DC types
- Pull and thrust versions
- Shading ring for quiet AC operation

PERFORMANCE

	ITEM	SPECIFICATION
Electrical	Maximum on Time	See table below
	Closed power (continuous rating)	AC: 10.5VA DC: 6.5W
	Maximum permissible voltage	240V
	Insulation	All coils tested to frame at 1500V RMS 50Hz
Mechanical	Weight	Total: 142g. approx. Plunger: 35g
	Ambient temperature	The information given on this page is based on a room temperature of 20°C allowing for a nominal 75°C temperature rise in the coil.
	Force/stroke curves	These force curves show average performance only. In addition to normal manufacturing tolerances, deviations can be expected at some voltages due to the coil winding tolerances.

FORCE/STROKE CURVE

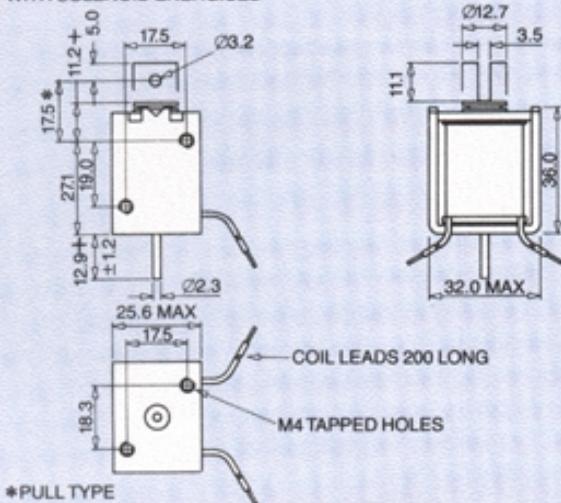


MAXIMUM ON TIME

	10%		25%		50%	
	1 cycle	Cont. cycle	1 cycle	Cont. cycle	1 cycle	Cont. cycle
AC	50 sec	30 sec	2.75 min	1.7 min	8 min	6.25 min
DC	35 sec	20 sec	1.75 min	1.0 min	4.5 min	3.75 min

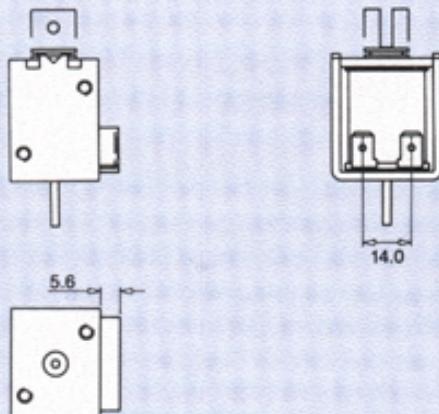
DIMENSIONS (mm)

WITH SOLENOID ENERGISED



*PULL TYPE
+THRUST TYPE

STANDARD LEADS



FASTON TAGS "250" TYPE

CODING

	4	1	1	2	X	X	X	X	X
BASIC	Standard	0							
	Faston Tags (Use coil **3 only)	2							
TYPE/ACTION	AC			1					
	DC			6					
	Pull				1				
	Push (S)				2				
	Standard				0				
	With Push-off Spring				1				
COIL	RATING								
	Cont.		50%		25%		10%		
24V AC 50Hz	0	1	0	2	0	3	0	4	
50V AC 50Hz	0	8	0	9	1	0	1	1	
115V AC 50Hz	1	5	1	6	1	7	1	8	
220V AC 50Hz	2	3	2	4	2	5	2	6	
240V AC 50Hz	3	1	3	2	3	3	3	4	
115V AC 60Hz	1	9	2	0	2	1	2	2	
220V AC 60Hz	2	7	2	8	2	9	3	0	
240V AC 60Hz	3	5	3	6	3	7	3	8	
6V DC	5	4	5	5	5	6	5	7	
9V DC	5	8	5	9	6	0	6	1	
12V DC	6	2	6	3	6	4	6	5	
24V DC	7	2	7	3	7	4	7	5	
28V DC	7	6	7	7	7	8	7	9	
36V DC	8	0	8	1	8	2	8	3	
50V DC	8	4	8	5	8	6	8	7	
115V DC	8	8	8	9	9	0	9	1	
220V DC	9	2	9	3	9	4	9	5	
240V DC	9	6	9	7	9	8	9	9	
Standard Leads							0		
Faston Tags "250" Type							3		

We reserve the right to change without prior notice the information contained in this leaflet

Consumer Protection Act 1987 and Health & Safety at Work Act etc., 1974

Our products are designed, manufactured and tested to ISO 9001 quality standards. Some of them are capable of being operated by and capable of switching high voltages and/or currents. Care must therefore be exercised in the installation, protection and use of such products. If in doubt please contact your supplier or BLP Engineering Department immediately.



BLP Components Ltd., Exning Road, Newmarket, Suffolk CB8 0AX, England

Tel: (01638) 665161 Fax: (01638) 660718

TOSHIBA PHOTOCOUPLED GaAs IRED & PHOTO-TRANSISTOR

TLP504A, TLP504A-2

PROGRAMMABLE CONTROLLERS

AC / DC-INPUT MODULE

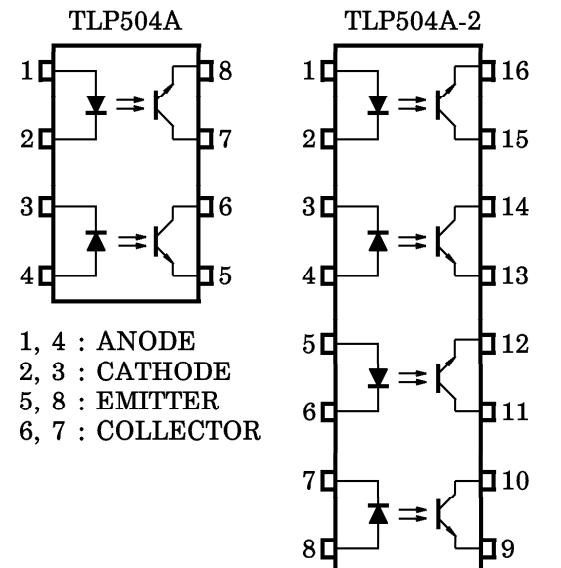
SOLID STATE RELAY

The TOSHIBA TLP504A and TLP504A-2 consists of a photo-transistor optically coupled to a gallium arsenide infrared emitting diode.

The TLP504A offers two isolated channels in a eight lead plastic DIP package, while the TLP504A-2 provides four isolated channels in a sixteen plastic DIP package.

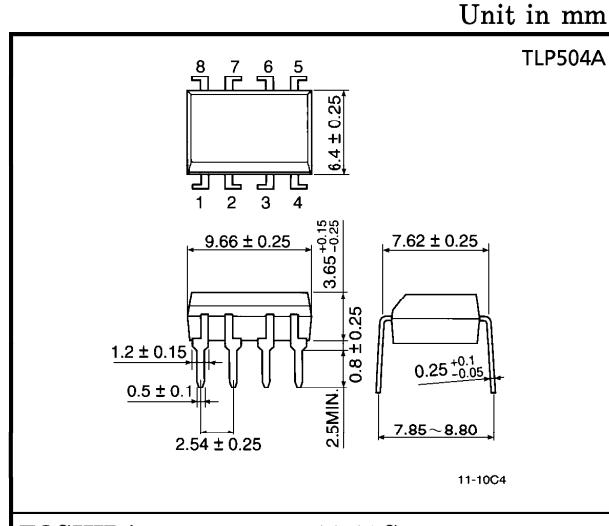
- Collector-Emitter Voltage : 55V (Min.)
- Current Transfer Ratio : 50% (Min.)
Rank GB : 100% (Min.)
- Isolation Voltage : 2500Vrms (Min.)
- UL Recognized : UL1577,
File No. E67349

PIN CONFIGURATIONS (TOP VIEW)

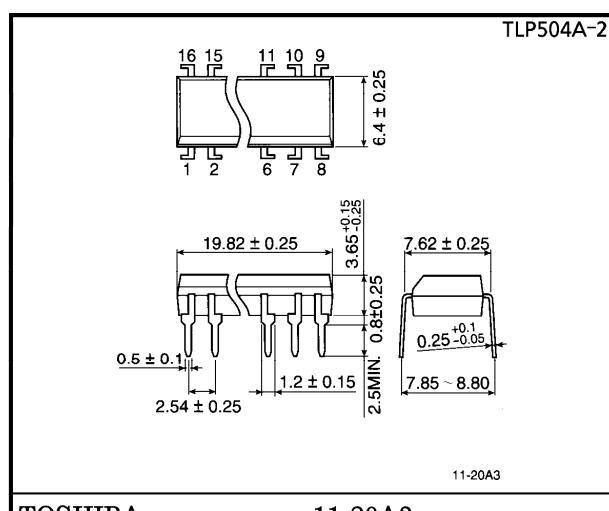


1, 4 : ANODE
2, 3 : CATHODE
5, 8 : EMITTER
6, 7 : COLLECTOR

1, 4, 5, 8 : ANODE
2, 3, 6, 7 : CATHODE
9, 12, 13, 16 : EMITTER
10, 11, 14, 15 : COLLECTOR



TOSHIBA 11-10C4
Weight : 0.54g



TOSHIBA 11-20A3
Weight : 1.1g

● TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to observe standards of safety, and to avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.

961001EBC2

MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING		UNIT
		TLP504A	TLP504A-2	
LED	Forward Current	I_F	60	mA
	Forward Current Derating	$\Delta I_F / ^\circ\text{C}$	-0.7 ($T_a \geq 39^\circ\text{C}$)	mA / $^\circ\text{C}$
	Pulse Forward Current	I_{FP}	1 (100 μs pulse, 100pps)	A
	Reverse Voltage	V_R	5	V
	Junction Temperature	T_j	125	$^\circ\text{C}$
DETECTOR	Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	55	V
	Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	7	V
	Collector Current	I_C	50	mA
	Collector Power Dissipation (1 Circuit)	P_C	150	mW
	Collector Power Dissipation Derating (1 Circuit $T_a \geq 25^\circ\text{C}$)	$\Delta P_C / ^\circ\text{C}$	-1.5	mW / $^\circ\text{C}$
	Junction Temperature	T_j	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	$-55 \sim 150$		$^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	T_{opr}	$-55 \sim 100$		$^\circ\text{C}$
Lead Soldering Temperature	T_{sol}	260 (10s)		$^\circ\text{C}$
Total Package Power Dissipation	R_T	250	150	mW
Total Package Power Dissipation Derating ($T_a \geq 25^\circ\text{C}$)	$\Delta P_T / ^\circ\text{C}$	-2.5	-1.5	mW / $^\circ\text{C}$
Isolation Voltage	BV_S	2500 (AC, 1min., R.H. $\leq 60\%$) (Note 1)		Vrms

(Note 1) Device considered a two terminal device : LED side pins shorted together and DETECTOR side pins shorted together.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Supply Voltage	V_{CC}	—	5	24	V
Forward Current	I_F	—	16	20	mA
Collector Current	I_C	—	1	10	mA
Operating Temperature	T_{opr}	-25	—	85	$^\circ\text{C}$

961001EBC2'

- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to foreign exchange and foreign trade control laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

INDIVIDUAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
LED	Forward Voltage	V_F	$I_F = 10\text{mA}$	1.0	1.15	1.3	V
	Reverse Current	I_R	$V_R = 5\text{V}$	—	—	10	μA
	Capacitance	C_T	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	—	30	—	pF
DETECTOR	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V(\text{BR})_{\text{CEO}}$	$I_C = 0.5\text{mA}$	55	—	—	V
	Emitter-Collector Breakdown Voltage	$V(\text{BR})_{\text{ECO}}$	$I_E = 0.1\text{mA}$	7	—	—	V
	Collector Dark Current	I_{CEO}	$V_{CE} = 24\text{V}$	—	10	100	nA
			$V_{CE} = 24\text{V}, T_a = 85^\circ\text{C}$	—	2	50	μA
	Capacitance Collector to Emitter	C_{CE}	$V = 0, f = 1\text{MHz}$	—	10	—	pF

COUPLED ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Current Transfer Ratio	I_C / I_F		$I_F = 5\text{mA}, V_{CE} = 5\text{V}$ Rank GB	50	—	600	%
				100	—	600	
Saturated CTR	$I_C / I_F(\text{sat})$		$I_F = 1\text{mA}, V_{CE} = 0.4\text{V}$ Rank GB	—	60	—	%
				30	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE}(\text{sat})$		$I_C = 2.4\text{mA}, I_F = 8\text{mA}$	—	—	0.4	V
			$I_C = 0.2\text{mA}, I_F = 1\text{mA}$ Rank GB	—	0.2	—	
			—	—	—	0.4	

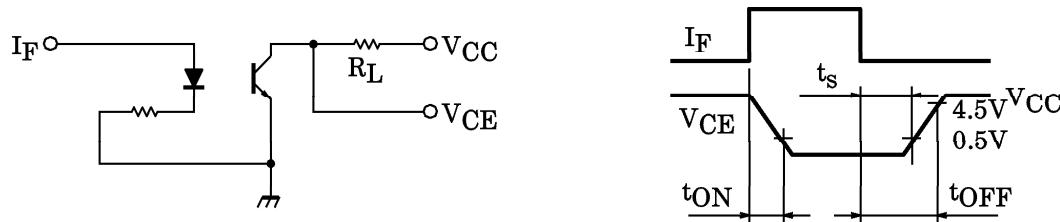
ISOLATION CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

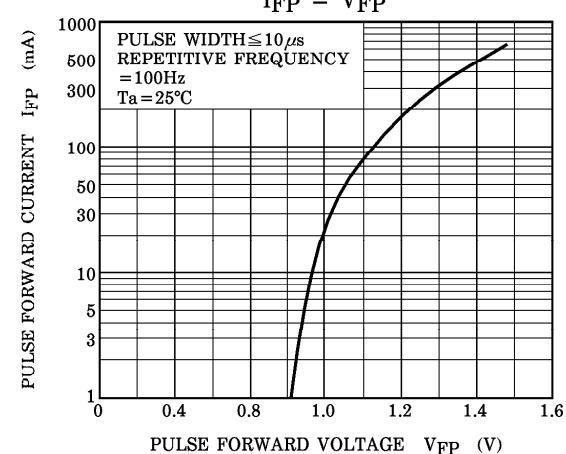
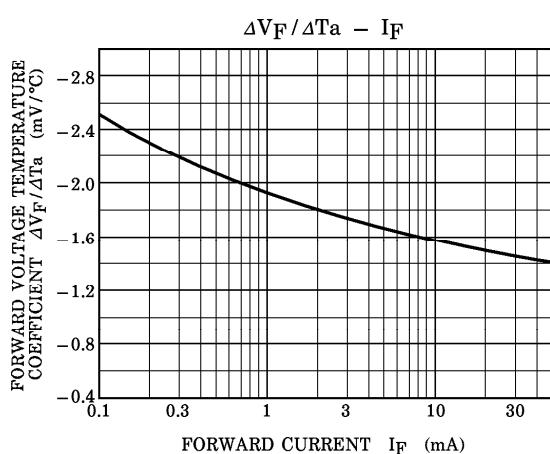
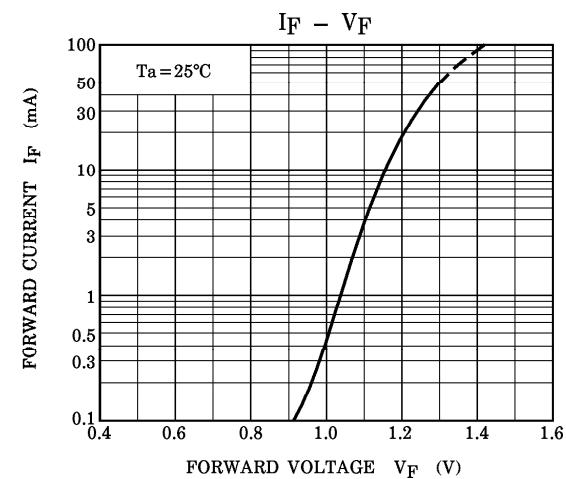
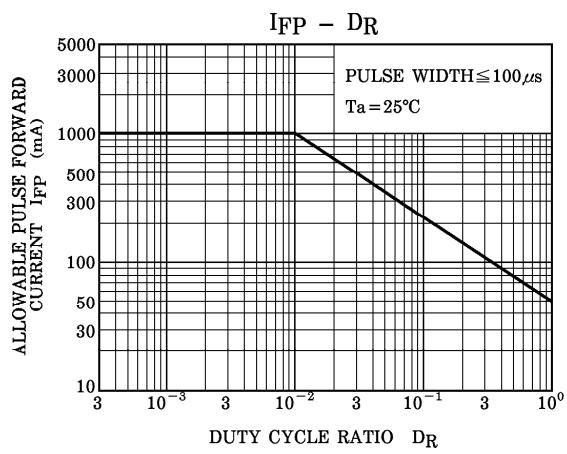
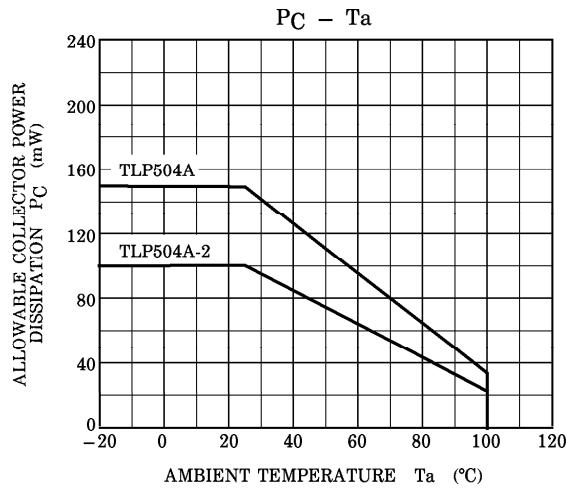
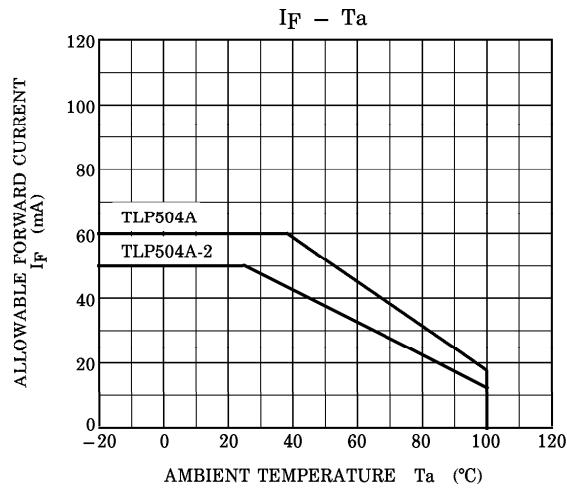
CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Capacitance Input to Output	C_S	$V_S = 0, f = 1\text{MHz}$	—	0.8	—	—	pF
Isolation Resistance	R_S	$V_S = 500\text{V}$	5×10^{10}	10^{14}	—	—	Ω
Isolation Voltage	BV_S	AC, 1 minute		2500	—	—	Vrms
		AC, 1 second, in oil		—	5000	—	
		DC, 1 minute, in oil		—	5000	—	Vdc

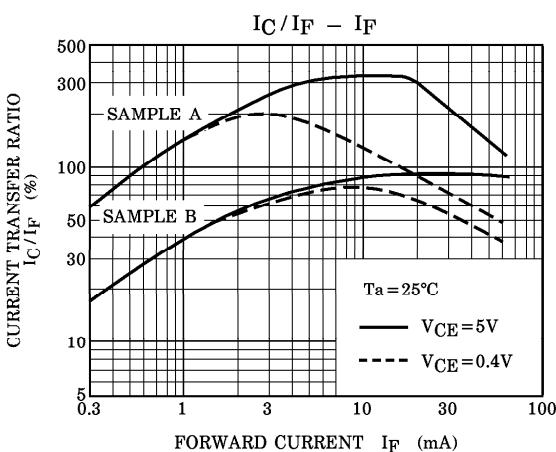
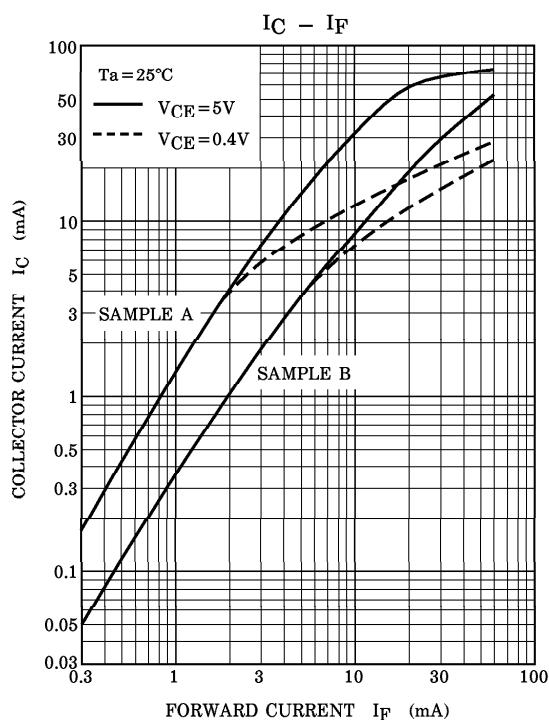
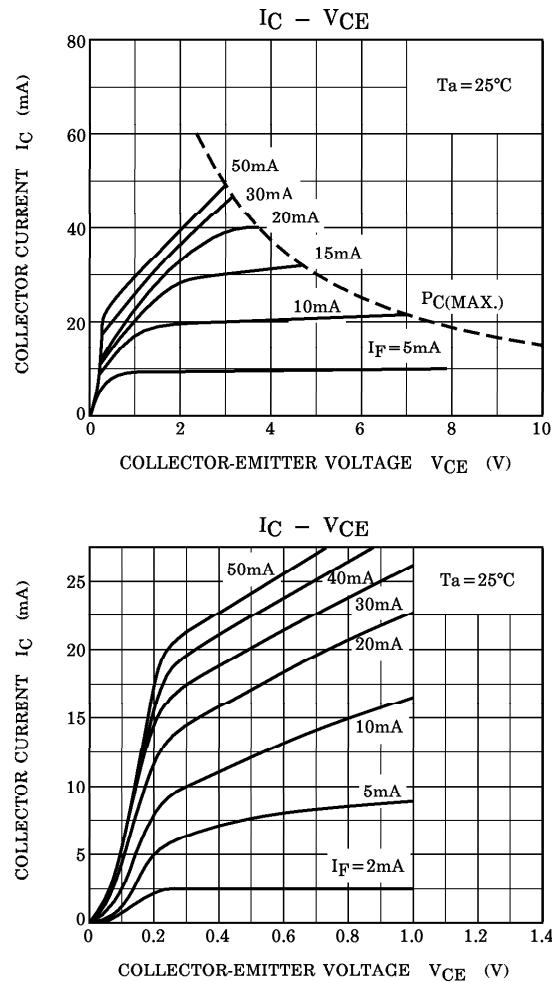
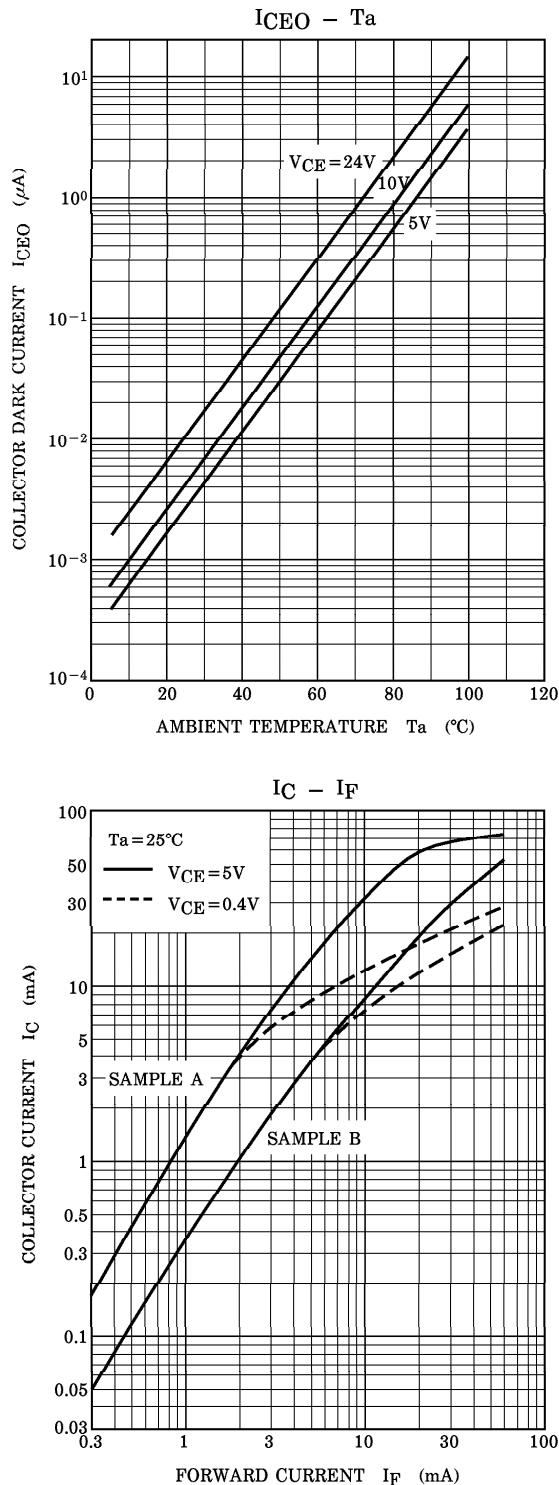
SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ C$)

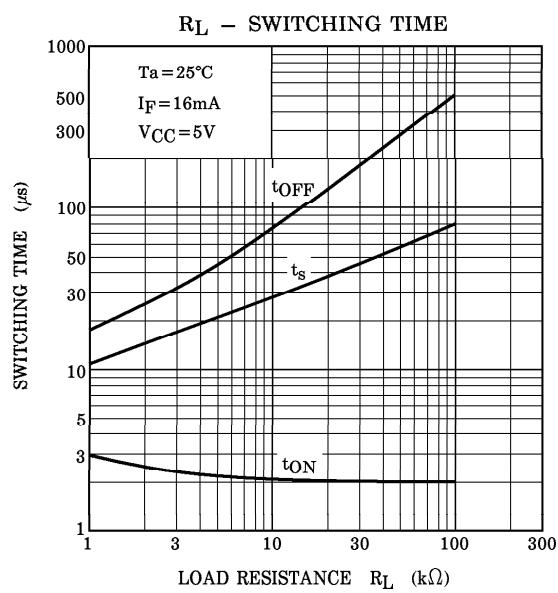
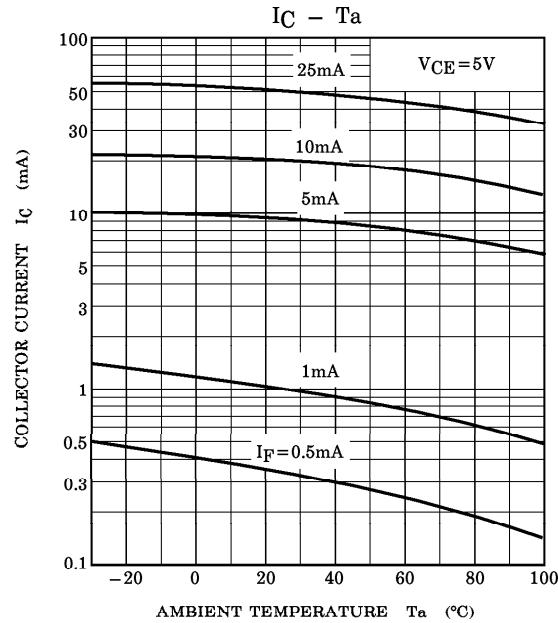
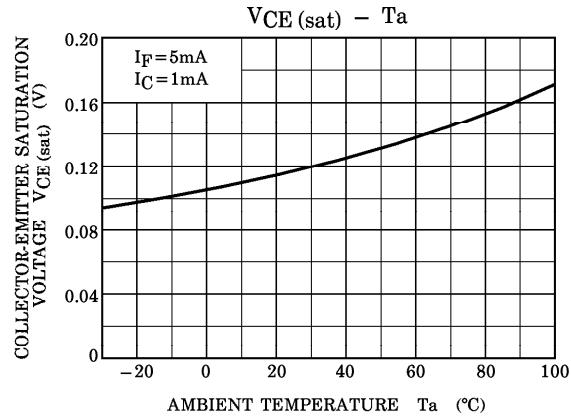
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Rise Time	t_r	$V_{CC} = 10V, I_C = 2mA$ $R_L = 100\Omega$	—	2	—	μs
Fall Time	t_f		—	3	—	
Turn-on Time	t_{on}		—	3	—	
Turn-off Time	t_{off}		—	3	—	
Turn-on Time	t_{ON}	$R_L = 1.9k\Omega$ (Fig.1) $V_{CC} = 5V, I_F = 16mA$	—	2	—	μs
Storage Time	t_s		—	15	—	
Turn-off Time	t_{OFF}		—	25	—	

Fig.1 Switching Time Test Circuit









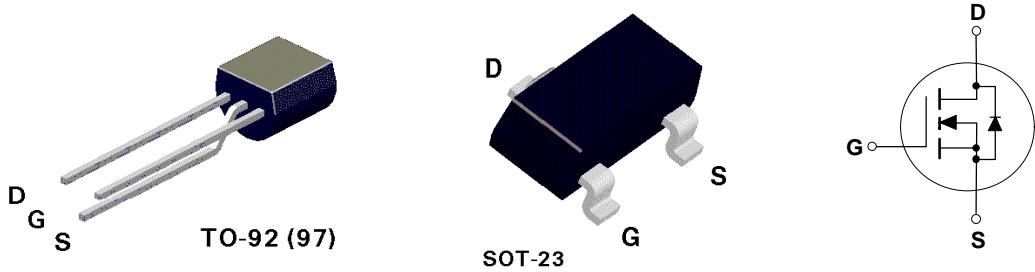
BS170 / MMBF170 N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor

General Description

These N-Channel enhancement mode field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, high cell density, DMOS technology. These products have been designed to minimize on-state resistance while provide rugged, reliable, and fast switching performance. They can be used in most applications requiring up to 500mA DC. These products are particularly suited for low voltage, low current applications such as small servo motor control, power MOSFET gate drivers, and other switching applications.

Features

- High density cell design for low $R_{DS(ON)}$.
- Voltage controlled small signal switch.
- Rugged and reliable.
- High saturation current capability.



Absolute Maximum Ratings

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	BS170	MMBF170	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	60		V
V_{DGR}	Drain-Gate Voltage ($R_{GS} \leq 1\text{M}\Omega$)	60		V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage	± 20		V
I_D	Drain Current - Continuous	500	500	mA
	- Pulsed	1200	800	
P_D	Maximum Power Dissipation	830	300	mW
	Derate Above 25°C	6.6	2.4	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150		°C
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from Case for 10 Seconds	300		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

R_{JJA}	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	150	417	°C/W
-----------	---	-----	-----	------

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)							
Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS							
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{\text{GS}} = 0 \text{ V}$, $I_D = 100 \mu\text{A}$	All	60			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{\text{DS}} = 25 \text{ V}$, $V_{\text{GS}} = 0 \text{ V}$	All			0.5	μA
I_{GSSF}	Gate - Body Leakage, Forward	$V_{\text{GS}} = 15 \text{ V}$, $V_{\text{DS}} = 0 \text{ V}$	All			10	nA
ON CHARACTERISTICS (Note 1)							
$V_{\text{GS(h)}}$	Gate Threshold Voltage	$V_{\text{DS}} = V_{\text{GS}}$, $I_D = 1 \text{ mA}$	All	0.8	2.1	3	V
$R_{\text{DS(ON)}}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$, $I_D = 200 \text{ mA}$	All		1.2	5	Ω
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{\text{DS}} = 10 \text{ V}$, $I_D = 200 \text{ mA}$	BS170		320		mS
		$V_{\text{DS}} \geq 2 V_{\text{DS(on)}}$, $I_D = 200 \text{ mA}$	MMBF170		320		
DYNAMIC CHARACTERISTICS							
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{\text{DS}} = 10 \text{ V}$, $V_{\text{GS}} = 0 \text{ V}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$	All		24	40	pF
C_{oss}	Output Capacitance		All		17	30	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		All		7	10	pF
SWITCHING CHARACTERISTICS (Note 1)							
t_{on}	Turn-On Time	$V_{\text{DD}} = 25 \text{ V}$, $I_D = 200 \text{ mA}$, $V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$, $R_{\text{GEN}} = 25 \Omega$	BS170			10	ns
		$V_{\text{DD}} = 25 \text{ V}$, $I_D = 500 \text{ mA}$, $V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$, $R_{\text{GEN}} = 50 \Omega$	MMBF170			10	
t_{off}	Turn-Off Time	$V_{\text{DD}} = 25 \text{ V}$, $I_D = 200 \text{ mA}$, $V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$, $R_{\text{GEN}} = 25 \Omega$	BS170			10	ns
		$V_{\text{DD}} = 25 \text{ V}$, $I_D = 500 \text{ mA}$, $V_{\text{GS}} = 10 \text{ V}$, $R_{\text{GEN}} = 50 \Omega$	MMBF170			10	

Note:

1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

Typical Electrical Characteristics

BS170 / MMBF170

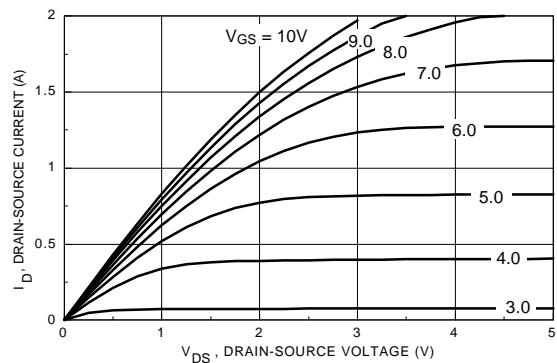


Figure 1. On-Region Characteristics.

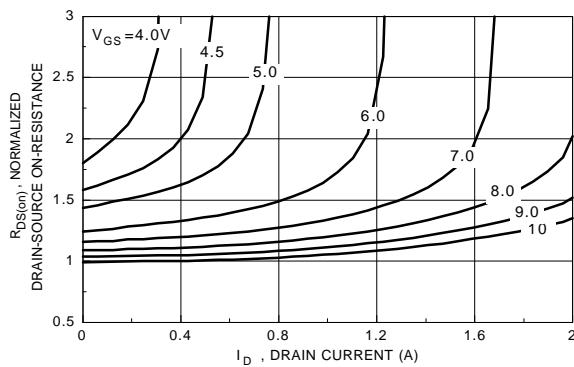


Figure 2. On-Resistance Variation with Gate Voltage and Drain Current.

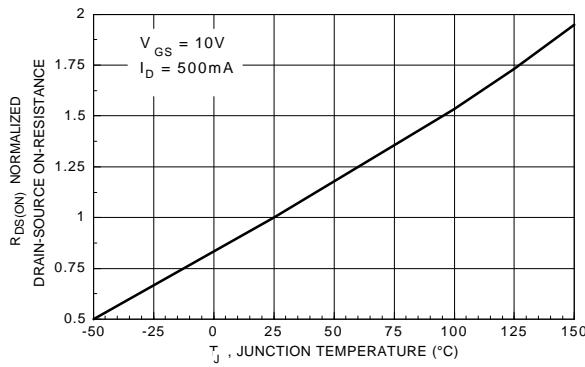


Figure 3. On-Resistance Variation with Temperature.

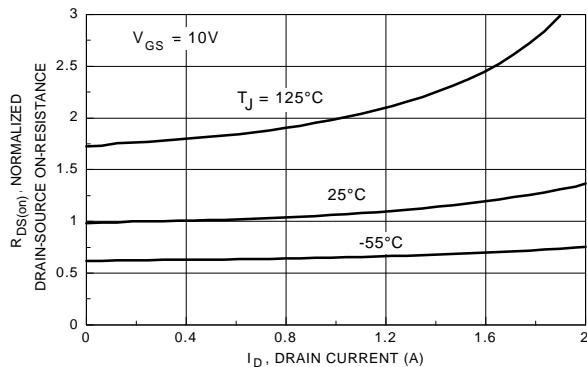


Figure 4. On-Resistance Variation with Drain Current and Temperature.

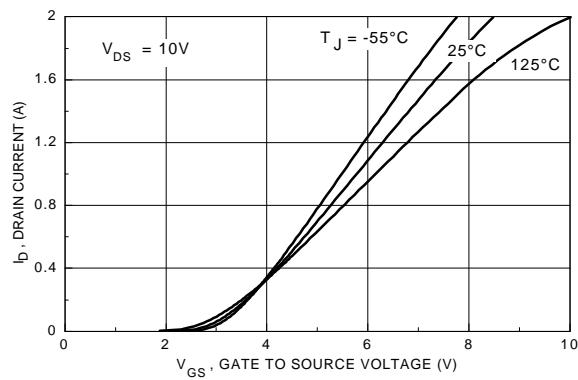


Figure 5. Transfer Characteristics.

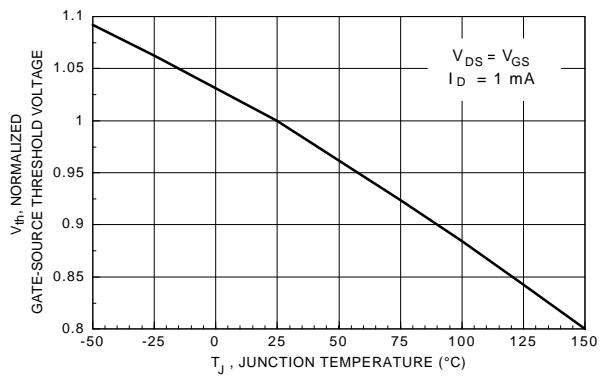


Figure 6. Gate Threshold Variation with Temperature.

Typical Electrical Characteristics (continued)

BS170 / MMBF170

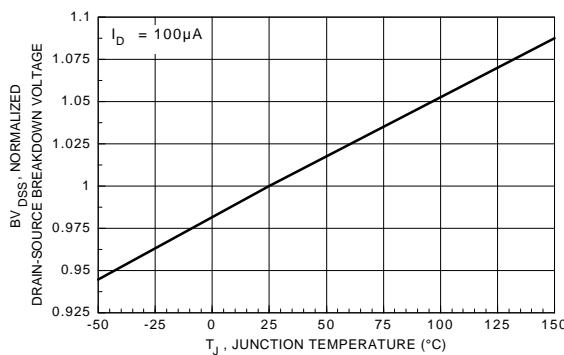


Figure 7. Breakdown Voltage Variation with Temperature.

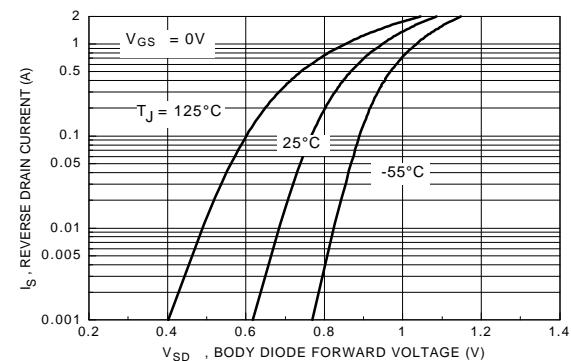


Figure 8. Body Diode Forward Voltage Variation with Current and Temperature.

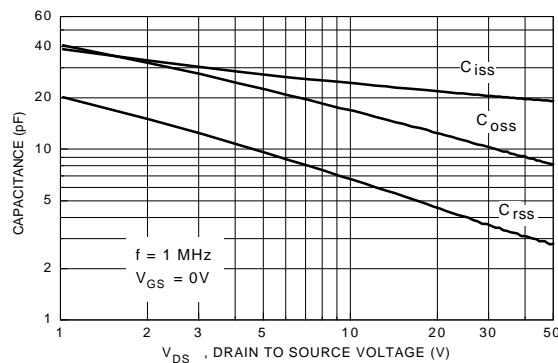


Figure 9. Capacitance Characteristics.

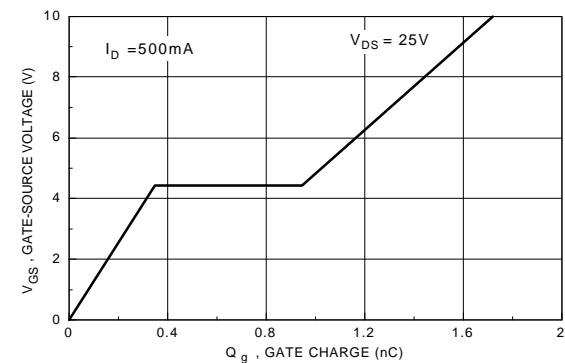


Figure 10. Gate Charge Characteristics.

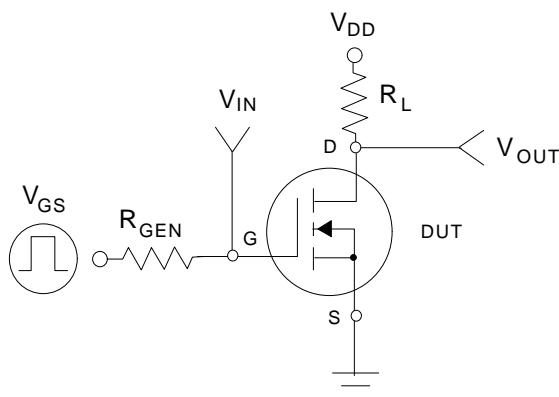


Figure 11. Switching Test Circuit.

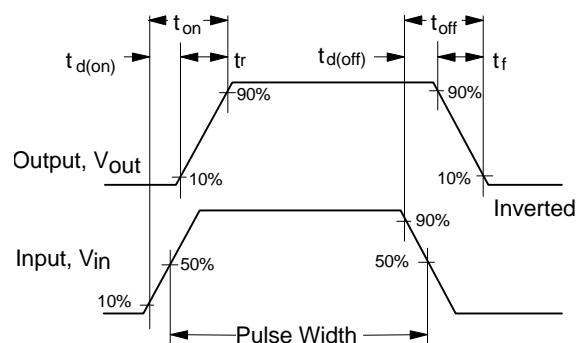


Figure 12. Switching Waveforms.

Typical Electrical Characteristics (continued)

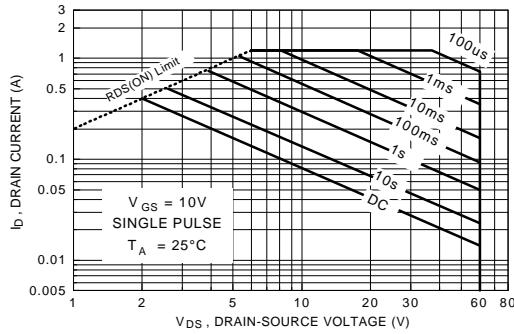


Figure 13. BS170 Maximum Safe Operating Area.

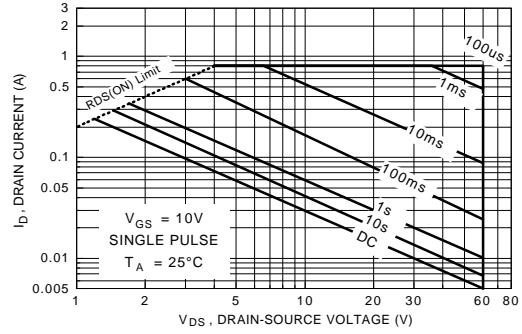


Figure 14. MMBF170 Maximum Safe Operating Area.

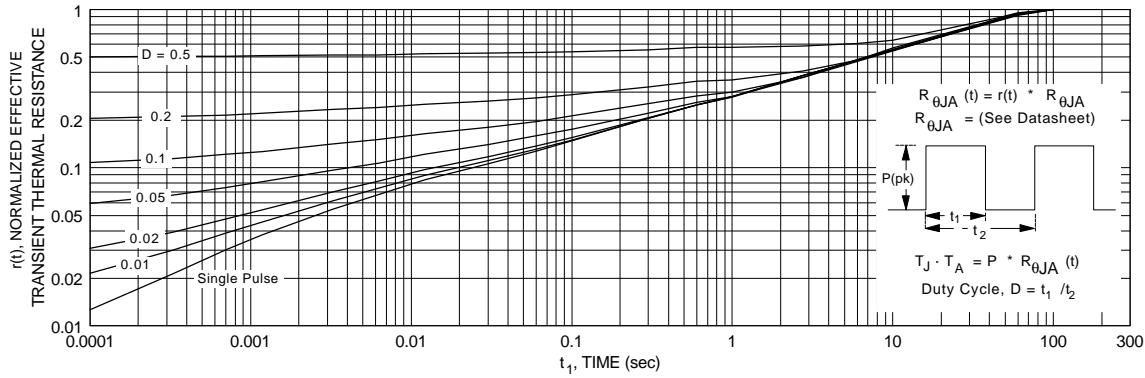


Figure 15. TO-92, BS170 Transient Thermal Response Curve.

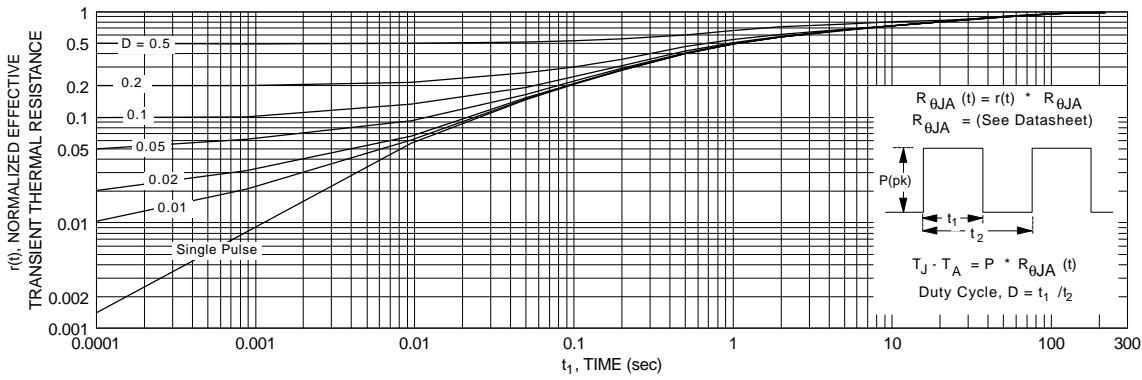


Figure 16. SOT-23, MMBF170 Transient Thermal Response Curve.

**IRF830**

N - CHANNEL 500V - 1.35Ω - 4.5A - TO-220 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF830	500 V	< 1.5 Ω	4.5 A

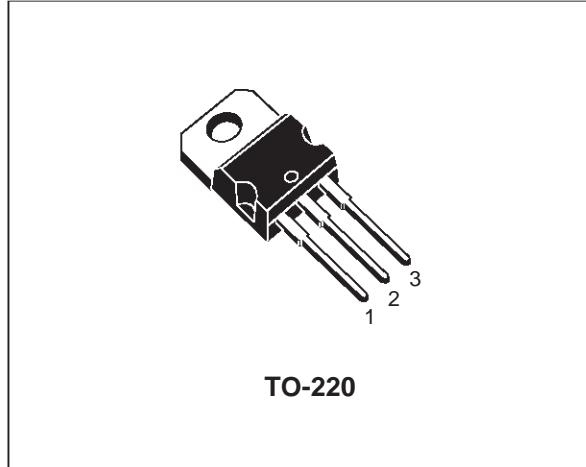
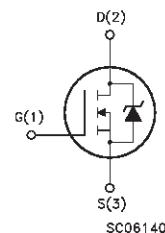
- TYPICAL R_{DS(on)} = 1.35 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVER

**INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM**

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	4.5	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	2.9	A
I _{DM(•)}	Drain Current (pulsed)	18	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	100	W
	Derating Factor	0.8	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(•) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} ≤ 4.5A, di/dt ≤ 75 A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_j ≤ T_{JMAX}

First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

IRF830

THERMAL DATA

R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.25	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	°C/W
R _{thc-sink}	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5	°C/W
T _I	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max)	4.5	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	290	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA V _{GS} = 0	500			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating T _c = 125 °C			1 50	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ± 20 V			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} I _D = 250 μA	2	3	4	V
R _{D(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V I _D = 2.7 A		1.35	1.5	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{D(on)max} V _{GS} = 10 V	4.5			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (*)	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{D(on)max} I _D = 2.7 A	2.5			S
C _{iss} C _{oss} C _{rss}	Input Capacitance Output Capacitance Reverse Transfer Capacitance	V _{DS} = 25 V f = 1 MHz V _{GS} = 0		610 120 10		pF pF pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ t_r	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250 \text{ V}$ $I_D = 2.9 \text{ A}$ $R_G = 4.7 \Omega$ $V_{GS} = 10 \text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		11.5 8		ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400 \text{ V}$ $I_D = 3 \text{ A}$ $V_{GS} = 10 \text{ V}$		22 7.2 8	30	nC nC nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(V_{off})}$ t_f t_c	Off-voltage Rise Time Fall Time Cross-over Time	$V_{DD} = 400 \text{ V}$ $I_D = 4.5 \text{ A}$ $R_G = 4.7 \Omega$ $V_{GS} = 10 \text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		7 5 15		ns ns ns

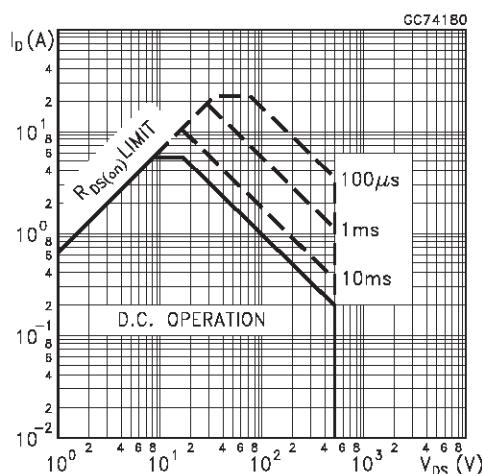
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD} $I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				4.5 18	A A
$V_{SD} (\ast)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 4.5 \text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 4.5 \text{ A}$ $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100 \text{ V}$ $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		435		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	(see test circuit, figure 5)		3.3		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			15		A

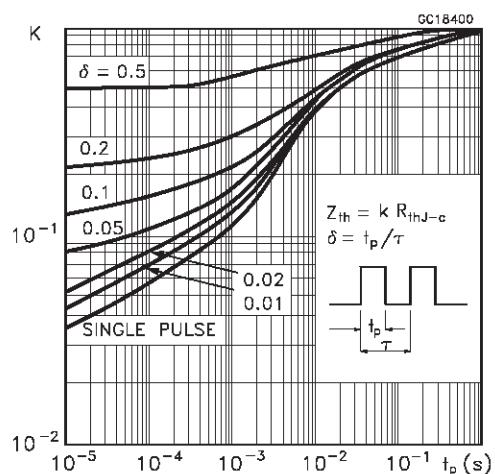
(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

(•) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area

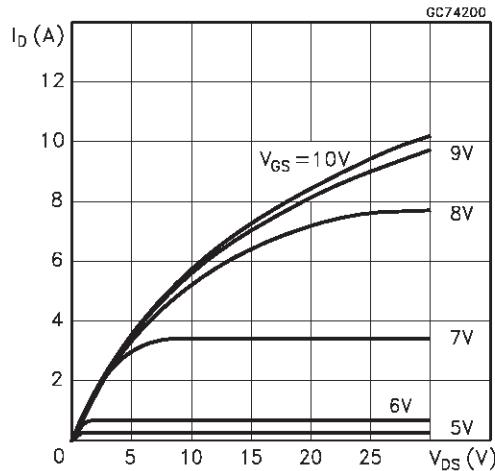


Thermal Impedance

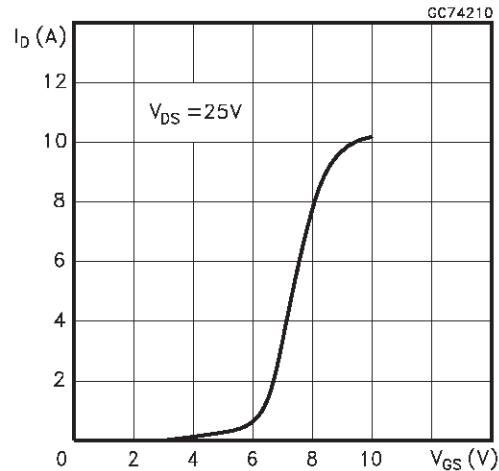


IRF830

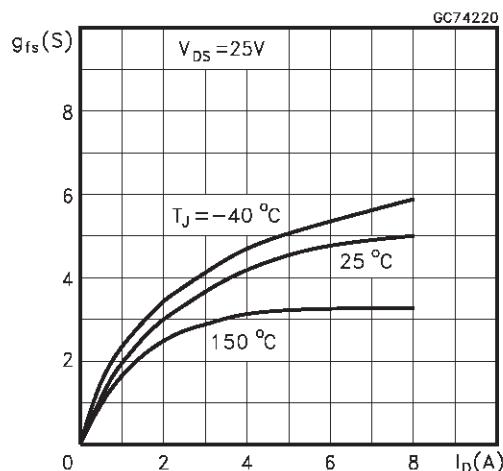
Output Characteristics



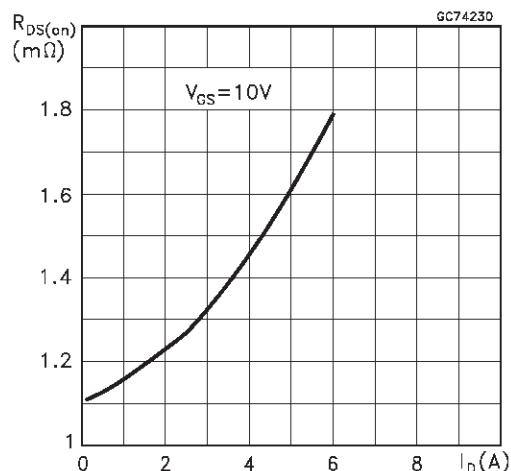
Transfer Characteristics



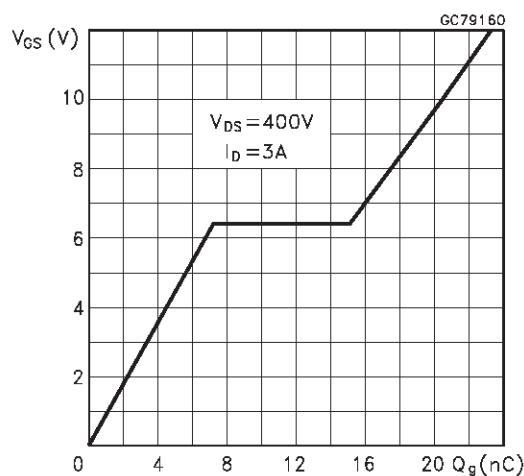
Transconductance



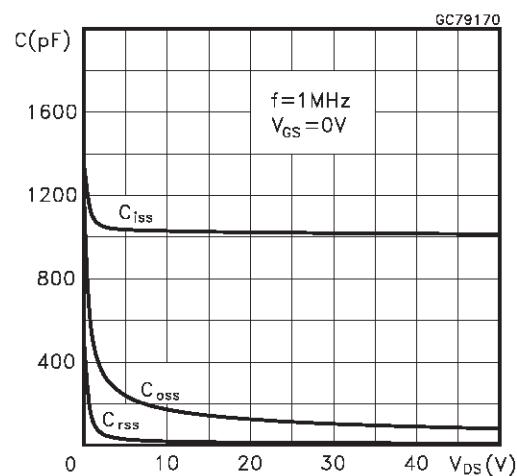
Static Drain-source On Resistance



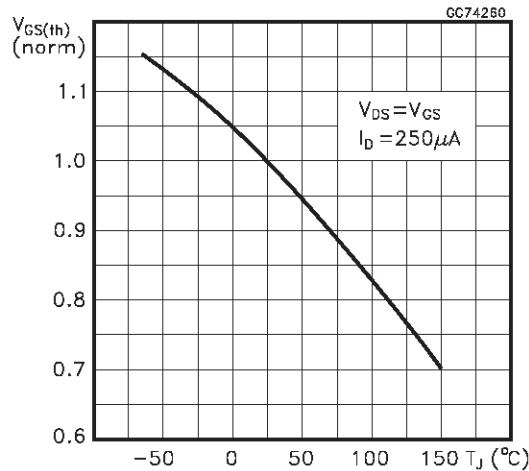
Gate Charge vs Gate-source Voltage



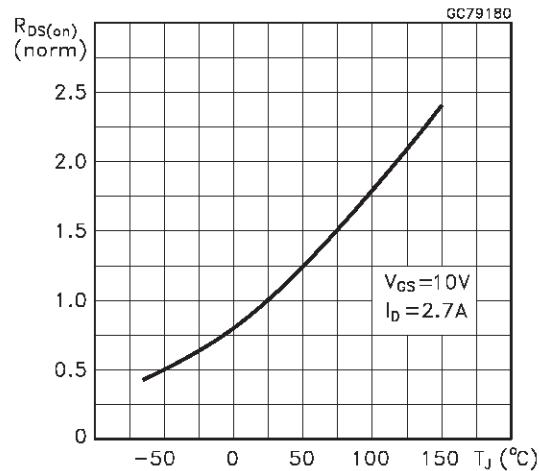
Capacitance Variations



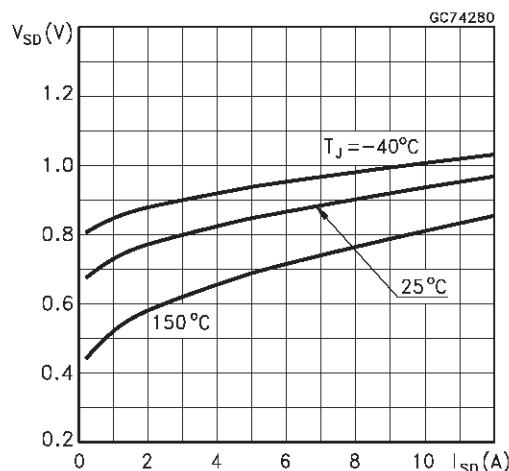
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics



IRF830

Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

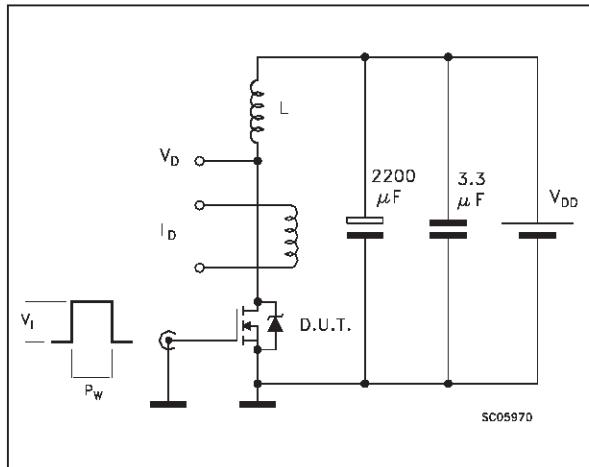


Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform

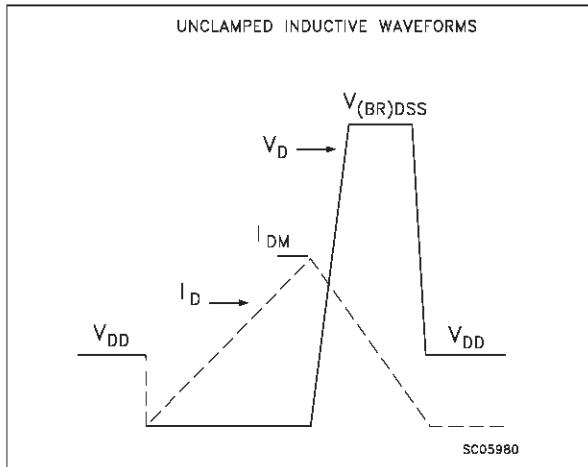


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

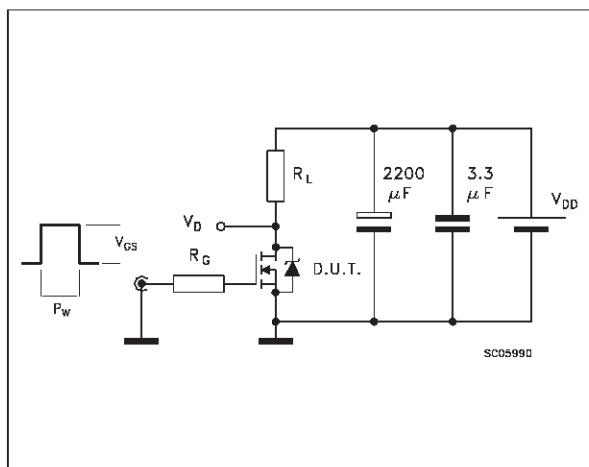


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

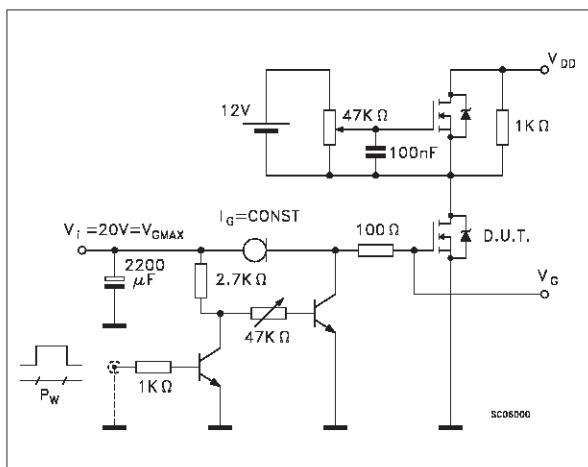
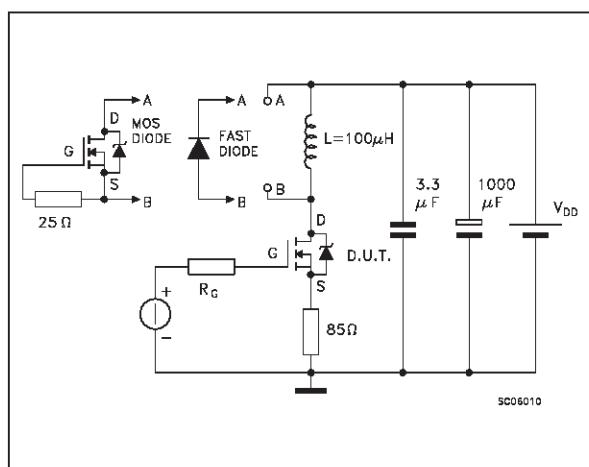
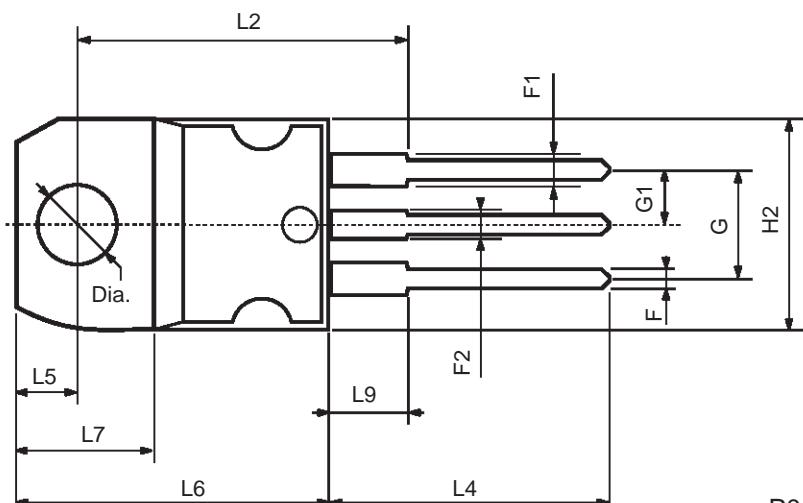
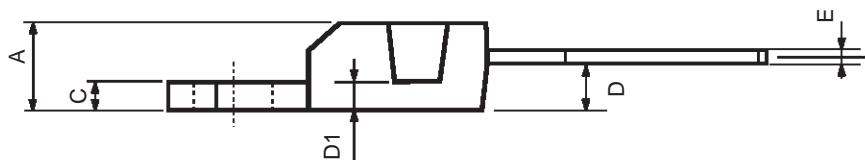


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



LM158/LM258/LM358/LM2904

Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
 - The unity gain cross frequency is temperature compensated.
 - The input bias current is also temperature compensated.

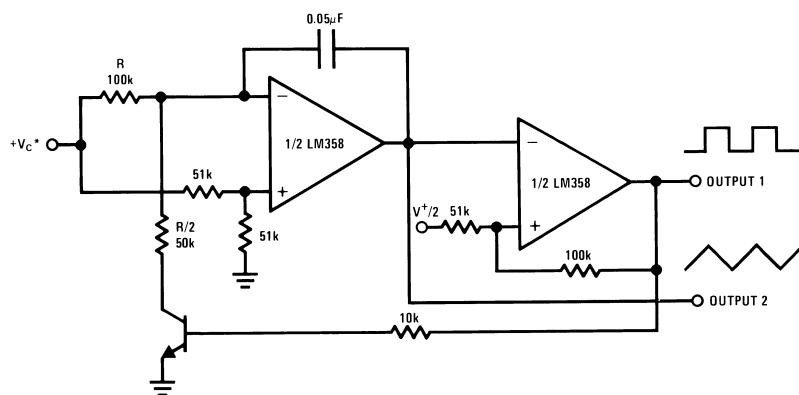
Advantages

- Two internally compensated op amps
 - Eliminates need for dual supplies
 - Allows direct sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
 - Compatible with all forms of logic
 - Power drain suitable for battery operation
 - Pin-out same as LM1558/LM1458 dual op amp

Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package.
(See AN-1112)
 - Internally frequency compensated for unity gain
 - Large dc voltage gain: 100 dB
 - Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz
(temperature compensated)
 - Wide power supply range:
 - Single supply: 3V to 32V
 - or dual supplies: $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
 - Very low supply current drain (500 μA)—essentially independent of supply voltage
 - Low input offset voltage: 2 mV
 - Input common-mode voltage range includes ground
 - Differential input voltage range equal to the power supply voltage
 - Large output voltage swing: 0V to $V^+ - 1.5V$

Voltage Controlled Oscillator (VCO)



00778723

Absolute Maximum Ratings (Note 9)

If Military/Aerospace specified devices are required,
please contact the National Semiconductor Sales Office/

Distributors for availability and specifications.

	LM158/LM258/LM358	LM2904
	LM158A/LM258A/LM358A	
Supply Voltage, V ⁺	32V	26V
Differential Input Voltage	32V	26V
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	830 mW	830 mW
Metal Can	550 mW	
Small Outline Package (M)	530 mW	530 mW
micro SMD	435mW	
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)		
V ⁺ ≤ 15V and T _A = 25°C	Continuous	Continuous
Input Current (V _{IN} < -0.3V) (Note 3)	50 mA	50 mA
Operating Temperature Range		
LM358	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
LM258	-25°C to +85°C	
LM158	-55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature, DIP (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Lead Temperature, Metal Can (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD Tolerance (Note 10)	250V	250V

Electrical Characteristics

V⁺ = +5.0V, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), T _A = 25°C	1	2		2	3		2	5		mV
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , T _A = 25°C, V _{CM} = 0V, (Note 6)	20	50		45	100		45	150		nA
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C	2	10		5	30		3	30		nA
Input Common-Mode Voltage Range	V ⁺ = 30V, (Note 7) (LM2904, V ⁺ = 26V), T _A = 25°C	0	V ⁺ -1.5		0	V ⁺ -1.5		0	V ⁺ -1.5		V
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ on All Op Amps V ⁺ = 30V (LM2904 V ⁺ = 26V) V ⁺ = 5V	1	2		1	2		1	2		mA
		0.5	1.2		0.5	1.2		0.5	1.2		mA

Electrical Characteristics

$V^+ = +5.0V$, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), $T_A = 25^\circ C$		2	7		2	7	mV
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = 0V$, (Note 6)		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30V$, (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$), $T_A = 25^\circ C$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ on All Op Amps $V^+ = 30V$ (LM2904 $V^+ = 26V$) $V^+ = 5V$		1	2		1	2	mA
		0.5	1.2		0.5	1.2		mA

Electrical Characteristics

$V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L \geq 2 k\Omega$, (For $V_O = 1V$ to 11V)	50	100		25	100		50	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ C$, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$	70	85		65	85		70	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to 30V (LM2904, $V^+ = 5V$ to 26V), $T_A = 25^\circ C$	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred), (Note 8)		-120			-120			-120		dB
Output Current	Source $V_{IN^+} = 1V$, $V_{IN^-} = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$	20	40		20	40		20	40		mA
	Sink $V_{IN^-} = 1V$, $V_{IN^+} = 0V$, $V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$, $V_O = 2V$	10	20		10	20		10	20		mA
	$V_{IN^-} = 1V$, $V_{IN^+} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$, $V_O = 200\text{ mV}$, $V^+ = 15V$	12	50		12	50		12	50		μA
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ C$, (Note 2), $V^+ = 15V$		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			5			7		mV
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$		7	15		7	20		7		μV/°C
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $		30			75			100		nA
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$		10	200		10	300		10		pA/°C
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$		40	100		40	200		40	300	nA
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V$, (Note 7) (LM2904, $V^+ = 26V$)	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	V

Electrical Characteristics (Continued)V⁺ = +5.0V, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = +15V (V _O = 1V to 11V) R _L ≥ 2 kΩ	25			15			25			V/mV
Output Voltage Swing	V _{OH}	V ⁺ = +30V (LM2904, V ⁺ = 26V)	R _L = 2 kΩ	26	26			26			V
	V _{OL}	V ⁺ = 5V, R _L = 10 kΩ		27 28	27 28			27 28			V
Output Current	Source	V _{IN} ⁺ = +1V, V _{IN} ⁻ = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V		10 20	10 20			10 20			mA
	Sink	V _{IN} ⁻ = +1V, V _{IN} ⁺ = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V		10 15	5 8			5 8			mA

Electrical CharacteristicsV⁺ = +5.0V, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = 15V, T _A = 25°C, R _L ≥ 2 kΩ, (For V _O = 1V to 11V)	25 100			25 100			V/mV	
Common-Mode Rejection Ratio	T _A = 25°C, V _{CM} = 0V to V ⁺ –1.5V	65 85			50 70			dB	
Power Supply Rejection Ratio	V ⁺ = 5V to 30V (LM2904, V ⁺ = 5V to 26V), T _A = 25°C	65 100			50 100			dB	
Amplifier-to-Amplifier Coupling	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referred), (Note 8)	–120			–120			dB	
Output Current	Source	V _{IN} ⁺ = 1V, V _{IN} ⁻ = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	20 40			20 40			mA
	Sink	V _{IN} ⁻ = 1V, V _{IN} ⁺ = 0V V ⁺ = 15V, T _A = 25°C, V _O = 2V	10 20			10 20			mA
Short Circuit to Ground	T _A = 25°C, (Note 2), V ⁺ = 15V	40 60			40 60			mA	
Input Offset Voltage	(Note 5)	9			10			mV	
Input Offset Voltage Drift	R _S = 0Ω	7			7			µV/°C	
Input Offset Current	I _{IN(+)} – I _{IN(–)}	150			45 200			nA	
Input Offset Current Drift	R _S = 0Ω	10			10			pA/°C	
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(–)}	40 500			40 500			nA	
Input Common-Mode Voltage Range	V ⁺ = 30 V, (Note 7) (LM2904, V ⁺ = 26V)	0 V ⁺ –2			0 V ⁺ –2			V	

Electrical Characteristics (Continued)

$V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter		Conditions		LM358			LM2904			Units
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain		$V^+ = +15V$ $(V_O = 1V \text{ to } 11V)$ $R_L \geq 2 k\Omega$			15		15			V/mV
Output Voltage Swing	V_{OH}	$V^+ = +30V$ (LM2904, $V^+ = 26V$)	$R_L = 2 k\Omega$ $R_L = 10 k\Omega$	26		22	23	24		V
	V_{OL}	$V^+ = 5V, R_L = 10 k\Omega$			5	20	5	100	mV	V
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = +1V, V_{IN}^- = 0V$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$			10	20	10	20		mA
	Sink	$V_{IN}^- = +1V, V_{IN}^+ = 0V$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$			5	8	5	8		mA

Note 1: For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a $+125^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $120^\circ C/W$ for MDIP, $182^\circ C/W$ for Metal Can, $189^\circ C/W$ for Small Outline package, and $230^\circ C/W$ for micro SMD, which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a $+150^\circ C$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of both amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of $+15V$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3V$ (at $25^\circ C$).

Note 4: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for the LM158/LM158A. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM358/LM358A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2904 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: $V_O = 1.4V, R_S = 0\Omega$ with V^+ from $5V$ to $30V$; and over the full input common-mode range ($0V$ to $V^+ - 1.5V$) at $25^\circ C$. For LM2904, V^+ from $5V$ to $26V$.

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than $0.3V$ (at $25^\circ C$). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ (at $25^\circ C$), but either or both inputs can go to $+32V$ without damage ($+26V$ for LM2904), independent of the magnitude of V^+ .

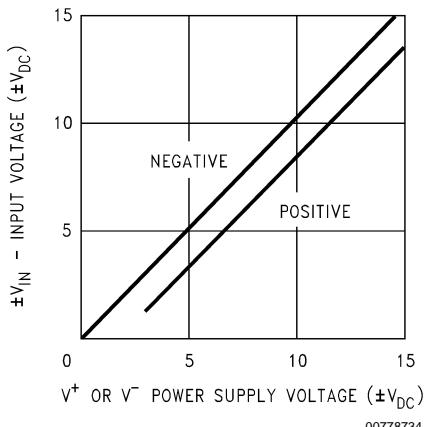
Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

Note 9: Refer to RETS158AX for LM158A military specifications and to RETS158X for LM158 military specifications.

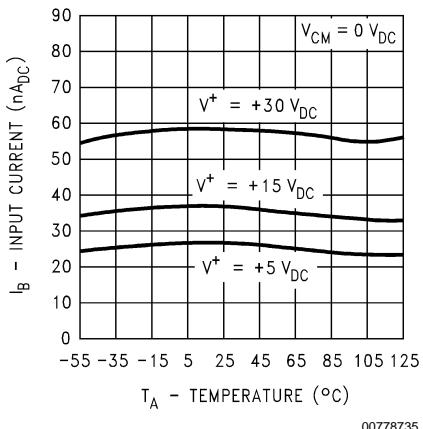
Note 10: Human body model, $1.5 k\Omega$ in series with $100 pF$.

Typical Performance Characteristics

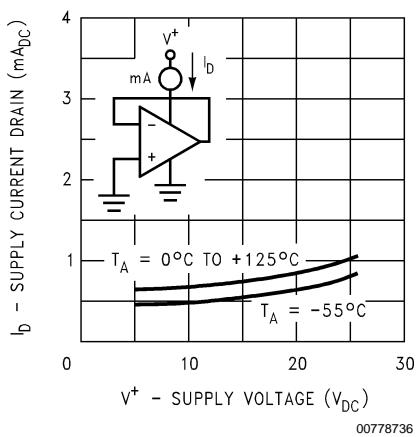
Input Voltage Range



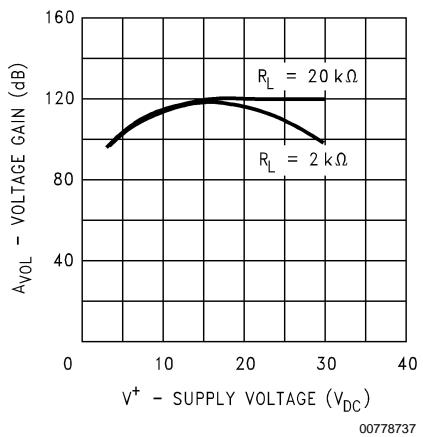
Input Current



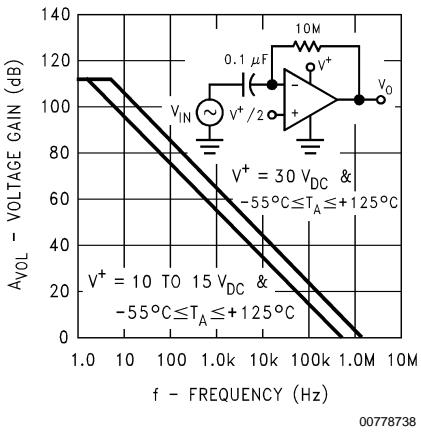
Supply Current



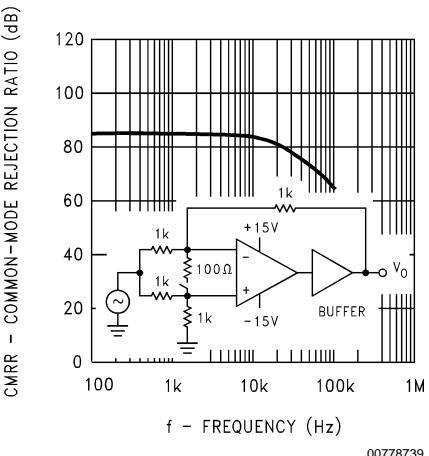
Voltage Gain



Open Loop Frequency Response

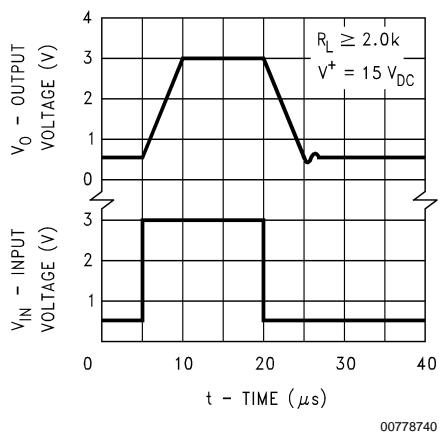


Common-Mode Rejection Ratio

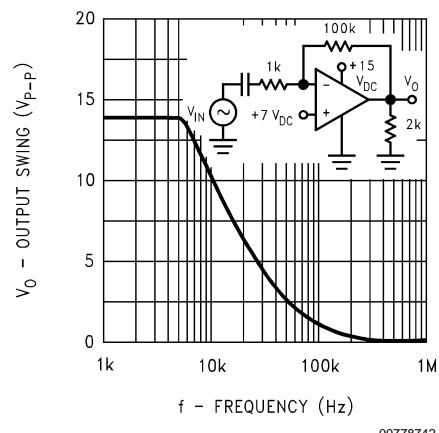


Typical Performance Characteristics (Continued)

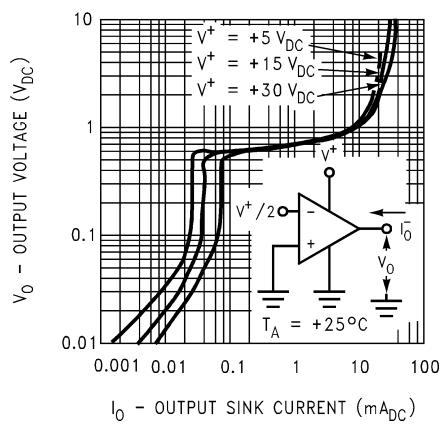
Voltage Follower Pulse Response



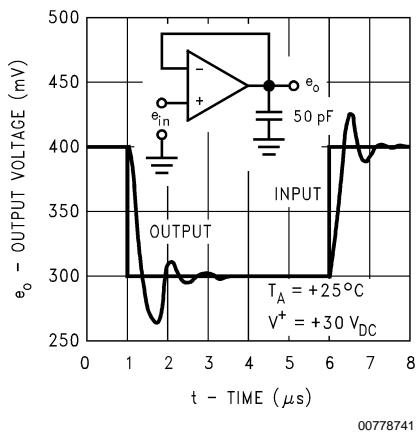
Large Signal Frequency Response



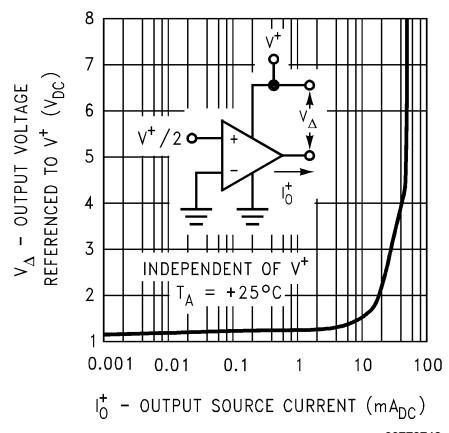
Output Characteristics Current Sinking



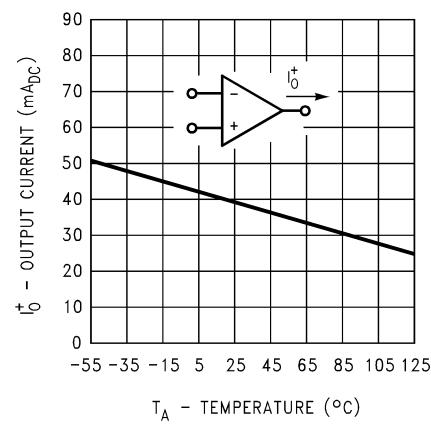
Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



Output Characteristics Current Sourcing

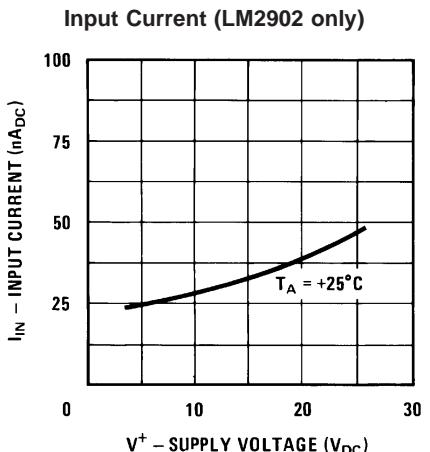


Current Limiting

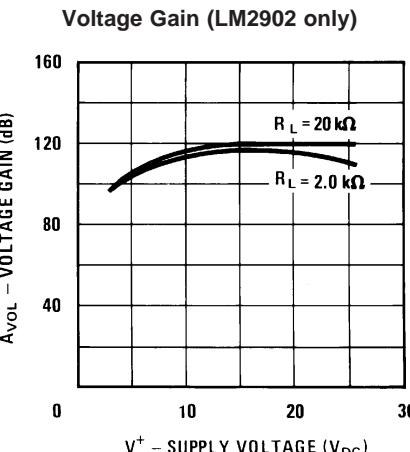


Typical Performance Characteristics

(Continued)



00778746



00778747

Application Hints

The LM158 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC}. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC}.

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V⁺ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V_{DC} (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

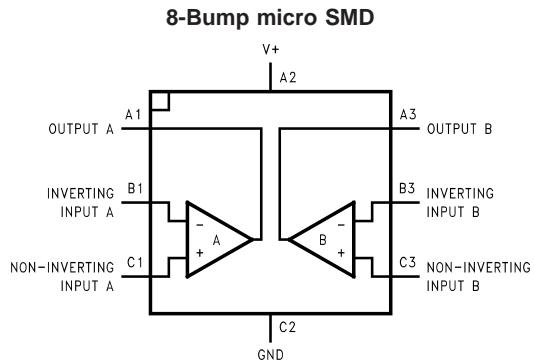
Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM158 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of 3 V_{DC} to 30 V_{DC}.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

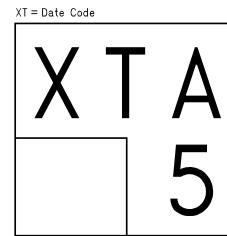
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V^{+/2}) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

Connection Diagrams



**Top View
(Bump Side Down)**

LM358 micro SMD Marking Orientation

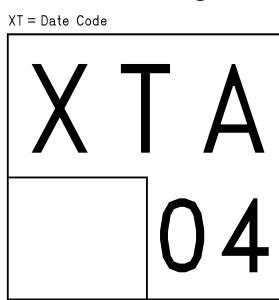


Pin A1 Corner
Pin A1 is identified by lower left corner with respect to the text.

00778756

Top View

LM2904 micro SMD Marking Orientation

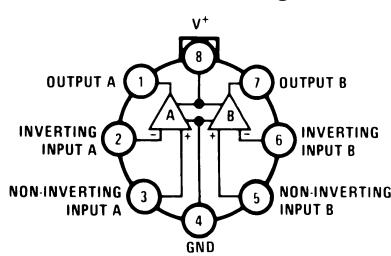


Pin A1 Corner
Pin A1 is identified by lower left corner with respect to the text.

00778757

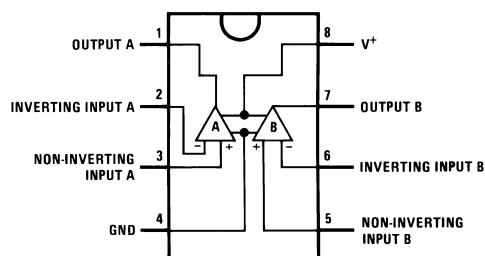
Top View

Metal Can Package



Top View

DIP/SO Package



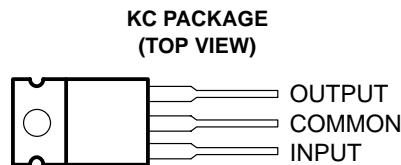
Top View

- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 1.5 A
- Internal Thermal-Overload Protection
- High Power-Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Direct Replacements for Fairchild µA7800 Series

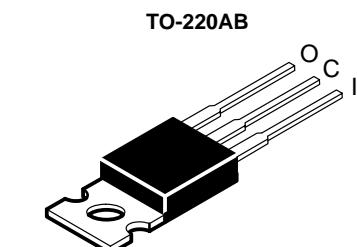
description

This series of fixed-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 A of output current. The internal current-limiting and thermal-shutdown features of these regulators essentially make them immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents, and also can be used as the power-pass element in precision regulators.

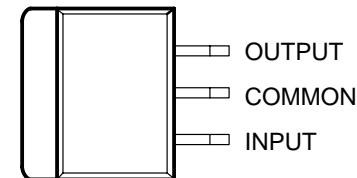
The µA7800C series is characterized for operation over the virtual junction temperature range of 0°C to 125°C.



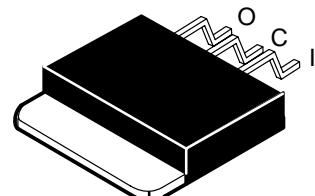
The COMMON terminal is in electrical contact with the mounting base.



**KTE PACKAGE
(TOP VIEW)**



The COMMON terminal is in electrical contact with the mounting base.



AVAILABLE OPTIONS

T _J	V _{O(NOM)} (V)	PACKAGED DEVICES	
		PLASTIC FLANGE MOUNT (KC)	HEAT-SINK MOUNTED (KTE)
0°C to 125°C	5	µA7805CKC	µA7805CKTE
	8	µA7808CKC	µA7808CKTE
	10	µA7810CKC	µA7810CKTE
	12	µA7812CKC	µA7812CKTE
	15	µA7815CKC	µA7815CKTE
	24	µA7824CKC	µA7824CKTE

The KTE package is only available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., µA7805CKTER).

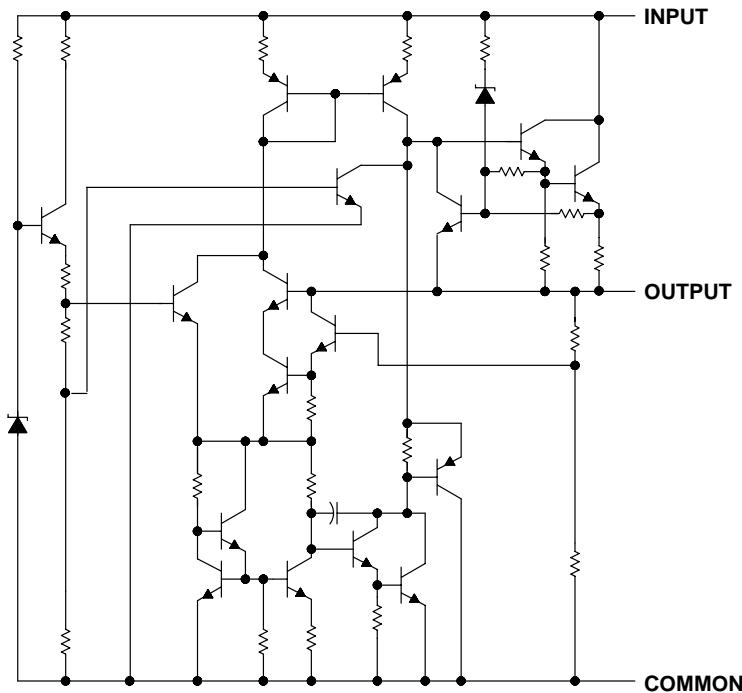


Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

μ A7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056G – MAY 1976 – REVISED OCTOBER 2001

schematic



absolute maximum ratings over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)[†]

Input voltage, V_I : μ A7824C	40 V
All others	35 V
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 1 and 2): KC package	22°C/W
(see Notes 1 and 3): KTE package	23°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Virtual junction temperature range, T_J	0°C to 150°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Selecting the maximum of 150°C can impact reliability.
 2. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-5.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT
V_I Input voltage	μ A7805C	7	25	V
	μ A7808C	10.5	25	
	μ A7810C	12.5	28	
	μ A7812C	14.5	30	
	μ A7815C	17.5	30	
	μ A7824C	27	38	
I_O Output current			1.5	A
T_J Operating virtual junction temperature	μ A7800C series	0	125	°C

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 10 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J^\dagger	μA7805C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$, $V_I = 7 \text{ V to } 20 \text{ V}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$	25°C	4.8	5	5.2	V
		0°C to 125°C	4.75		5.25	
Input voltage regulation	$V_I = 7 \text{ V to } 25 \text{ V}$	25°C		3	100	mV
	$V_I = 8 \text{ V to } 12 \text{ V}$			1	50	
Ripple rejection	$V_I = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$	0°C to 125°C	62	78		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$	25°C		15	100	mV
	$I_O = 250 \text{ mA to } 750 \text{ mA}$			5	50	
Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$	0°C to 125°C		0.017		Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5 \text{ mA}$	0°C to 125°C		-1.1		mV/°C
Output noise voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$	25°C		40		μV
Dropout voltage	$I_O = 1 \text{ A}$	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.2	8	mA
Bias current change	$V_I = 7 \text{ V to } 25 \text{ V}$	0°C to 125°C			1.3	mA
	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$				0.5	
Short-circuit output current		25°C		750		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 14 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J^\dagger	μA7808C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$, $V_I = 10.5 \text{ V to } 23 \text{ V}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$	25°C	7.7	8	8.3	V
		0°C to 125°C	7.6		8.4	
Input voltage regulation	$V_I = 10.5 \text{ V to } 25 \text{ V}$	25°C		6	160	mV
	$V_I = 11 \text{ V to } 17 \text{ V}$			2	80	
Ripple rejection	$V_I = 11.5 \text{ V to } 21.5 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$	0°C to 125°C	55	72		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$	25°C		12	160	mV
	$I_O = 250 \text{ mA to } 750 \text{ mA}$			4	80	
Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$	0°C to 125°C		0.016		Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5 \text{ mA}$	0°C to 125°C		-0.8		mV/°C
Output noise voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$	25°C		52		μV
Dropout voltage	$I_O = 1 \text{ A}$	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.3	8	mA
Bias current change	$V_I = 10.5 \text{ V to } 25 \text{ V}$	0°C to 125°C			1	mA
	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$				0.5	
Short-circuit output current		25°C		450		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

μ A7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056G – MAY 1976 – REVISED OCTOBER 2001

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 17 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J^\dagger	μ A7810C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$, $V_I = 12.5 \text{ V to } 25 \text{ V}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$	25°C	9.6	10	10.4	V
		0°C to 125°C	9.5	10	10.5	
Input voltage regulation	$V_I = 12.5 \text{ V to } 28 \text{ V}$	25°C		7	200	mV
	$V_I = 14 \text{ V to } 20 \text{ V}$			2	100	
Ripple rejection	$V_I = 13 \text{ V to } 23 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$	0°C to 125°C	55	71		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$	25°C		12	200	mV
	$I_O = 250 \text{ mA to } 750 \text{ mA}$			4	100	
Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$	0°C to 125°C		0.018		Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5 \text{ mA}$	0°C to 125°C		-1		mV/°C
Output noise voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$	25°C		70		μV
Dropout voltage	$I_O = 1 \text{ A}$	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.3	8	mA
Bias current change	$V_I = 12.5 \text{ V to } 28 \text{ V}$	0°C to 125°C		1		mA
	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$			0.5		
Short-circuit output current		25°C		400		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33- μF capacitor across the input and a 0.1- μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 19 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J^\dagger	μ A7812C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$, $V_I = 14.5 \text{ V to } 27 \text{ V}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$	25°C	11.5	12	12.5	V
		0°C to 125°C	11.4		12.6	
Input voltage regulation	$V_I = 14.5 \text{ V to } 30 \text{ V}$	25°C		10	240	mV
	$V_I = 16 \text{ V to } 22 \text{ V}$			3	120	
Ripple rejection	$V_I = 15 \text{ V to } 25 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$	0°C to 125°C	55	71		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$	25°C		12	240	mV
	$I_O = 250 \text{ mA to } 750 \text{ mA}$			4	120	
Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$	0°C to 125°C		0.018		Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5 \text{ mA}$	0°C to 125°C		-1		mV/°C
Output noise voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$	25°C		75		μV
Dropout voltage	$I_O = 1 \text{ A}$	25°C		2		V
Bias current		25°C		4.3	8	mA
Bias current change	$V_I = 14.5 \text{ V to } 30 \text{ V}$	0°C to 125°C		1		mA
	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$			0.5		
Short-circuit output current		25°C		350		mA
Peak output current		25°C		2.2		A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33- μF capacitor across the input and a 0.1- μF capacitor across the output.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_J = 23 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J^\dagger	μA7815C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$	25°C 0°C to 125°C	14.4 14.25	15	15.6 15.75	V
Input voltage regulation	$V_J = 17.5 \text{ V to } 30 \text{ V}$ $V_J = 20 \text{ V to } 26 \text{ V}$	25°C	11	300	3	
Ripple rejection	$V_J = 18.5 \text{ V to } 28.5 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$	0°C to 125°C	54	70		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$ $I_O = 250 \text{ mA to } 750 \text{ mA}$	25°C	12	300	4	mV
Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.019			
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5 \text{ mA}$	0°C to 125°C	–1			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$	25°C	90			μV
Dropout voltage	$I_O = 1 \text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.4	8		mA
Bias current change	$V_J = 17.5 \text{ V to } 30 \text{ V}$ $I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$	0°C to 125°C	1		0.5	mA
Short-circuit output current		25°C	230			
Peak output current		25°C	2.1			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_J = 33 \text{ V}$, $I_O = 500 \text{ mA}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J^\dagger	μA7824C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$, $V_J = 27 \text{ V to } 38 \text{ V}$, $P_D \leq 15 \text{ W}$	25°C 0°C to 125°C	23 22.8	24	25 25.2	V
Input voltage regulation	$V_J = 27 \text{ V to } 38 \text{ V}$ $V_J = 30 \text{ V to } 36 \text{ V}$	25°C	18	480	6	
Ripple rejection	$V_J = 28 \text{ V to } 38 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$	0°C to 125°C	50	66		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$ $I_O = 250 \text{ mA to } 750 \text{ mA}$	25°C	12	480	4	mV
Output resistance	$f = 1 \text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.028			
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5 \text{ mA}$	0°C to 125°C	–1.5			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$	25°C	170			μV
Dropout voltage	$I_O = 1 \text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.6	8		mA
Bias current change	$V_J = 27 \text{ V to } 38 \text{ V}$ $I_O = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$	0°C to 125°C	1		0.5	mA
Short-circuit output current		25°C	150			
Peak output current		25°C	2.1			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.