

Trevi JF

Lorenzo Perlo

Settembre 2021 - October 2024

Indice

| | |
|---|-----------|
| Introduzione | 2 |
| Funzionamento complessivo | 2 |
| Materiali | 2 |
| Sfide | 2 |
| Elettronica | 2 |
| L'idea | 3 |
| Nuova sfida | 3 |
| Come impedire che la corrente aumenti? | 3 |
| Requisiti e obiettivi | 4 |
| Ipotesi di circuito di test | 4 |
| Il circuito di test | 4 |
| Componenti | 5 |
| Simulazione | 6 |
| Schematico prima versione | 8 |
| Modello 3D | 9 |
| BOM | 9 |
| Immagini scheda | 9 |
| Ottimizzazioni future | 10 |
| AHA moment! | 11 |
| Misure e risultati | 11 |
| Conclusione | 12 |

Introduzione

In questo documento si intende descrivere il comportamento di un sistema volto al controllo e test degli elettromagneti presenti nei **JF** di casa Trevi. Al momento della scrittura, il sistema è ancora in fase di valutazione.

Funzionamento complessivo

Il JF ha dai quattro agli otto elettromagneti che vengono continuamente azionati per far saltare un piatto appoggiato sopra questi. L'obiettivo è ribaltare nella corretta posizione i pezzi sul piatto, dopodiché un braccio robotico li muoverà al passo successivo nella catena di produzione.

Il sistema studiato serve a controllare precisamente le correnti all'interno e i tempi di azionamento degli elettromagneti, preservando le temperature di questi. Per far ciò è meglio dividere il circuito in tre parti:

- potenza, due transistor MOSFET, relativi gate driver e diodi di freewheel per controllare le correnti all'interno dell'elettromagnete;
- analogica, un sensore di corrente per misurare le correnti nel carico e un comparatore per verificare che sia stata superata una certa soglia o meno;
- digitale, per creare il segnale PWM che controllerà accensione e spegnimento dei mosfet.

Materiali

Gli elettromagneti scelti sono gli **N200** di Cei Elettromagneti, con un power rating di 25W a 24V, resistenza serie di 23 Ω e induttanza di 330 mH. Perciò per rimanere a temperature e potenze consigliate e testate dal produttore la corrente all'interno non dovrebbe superare gli 1.1A. Possono essere alimentati a tensioni più grandi per raggiungere potenze maggiori, ma la loro temperatura esterna non deve superare i 100°C.

La massima forza espressa è di 4Kg con una corsa massima di 15mm e vengono solo eccitati perché, una volta diseccitati, una molla li riporta alla posizione di partenza. Perciò il verso della corrente applicata deve sempre essere lo stesso.

Sfide

Il problema principale sta nella frequenza con cui questi magneti possono essere controllati attraverso un semplice controllore on-off e evitando allo stesso tempo di non eccedere con la corrente interna per non danneggiare sia l'elettromagnete che il transistor di controllo.

Nel mettere un diodo di freewheel si "salva" il transistor a costo della velocità con cui i magneti "saltano". La velocità è importante perché gli elettromagneti hanno un'inerzia nel movimento meccanico, perciò andare ad alta velocità può in prima approssimazione sembrare controintuitivo, ma il vantaggio del JF risiede proprio nella capacità di controllare quanto "forte saltare" a seconda del pezzo messo sul piatto.

Dunque controllare la corrente nel carico e la sua frequenza di salto è fondamentale per adattare il salto al tipo di pezzo. Meno corrente significa una corsa più lenta e più corta, ad alta frequenza significa non lasciare il tempo al sistema inerziale di raggiungere la massima escursione, evitando salti spropositati per pezzi piccoli e leggeri. Viceversa per prodotti più pesanti.

Corrente e frequenza sono le due variabili indipendenti principali per il corretto controllo del funzionamento.

Elettronica

La difficoltà dunque risiede nell'andar veloce pur riuscendo a fare tutta l'escursione a seconda dei pezzi sul piatto, controllando la corrente nel carico per evitare il surriscaldamento dei componenti.

Perciò sono stati scelti mosfet di potenza in grado di resistere alle tensioni in gioco (che saranno nell'ordine dei 48-60 Volt) e sufficientemente veloci nell'accensione e spegnimento.

Leggere [questa fonte](#) per maggiori informazioni.

L'idea

L'idea sta nell'alzare la tensione per rendere la dinamica più veloce. L'elettromagnete è in pratica una serie di resistenza e induttanza, perciò mi aspetto che se in un circuito RL applico una tensione, la corrente inizierà a crescere in maniera esponenziale fino ad un massimo dato da:

$$i_{max} = \frac{VDD}{R}$$

Se VDD fosse di 24 Volt, su 23 Ω nominali, mi aspetto 1.04 Ampere in un tempo molto lungo.

$$i(t) = \frac{VDD}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

dove $\tau = \frac{L}{R}$.

Il problema è che 1A per muovere l'induttanza con una certa accelerazione e per superarne l'inerzia, almeno in quelle applicazioni dove il pezzo (non proprio leggero) deve essere capovolto in una certa direzione. Tirando giù due calcoli, spiego il motivo della scelta di alzare la tensione:

$$t = -\tau \ln\left(1 - \frac{I_{nom}}{i_{max}}\right) = 41.45 \text{ ms} \quad VDD = 24V$$

$$t = -\tau \ln\left(1 - \frac{I_{nom}}{i_{max}}\right) = 8.5 \text{ ms} \quad VDD = 48V$$

$$t = -\tau \ln\left(1 - \frac{I_{nom}}{i_{max}}\right) = 6.3 \text{ ms} \quad VDD = 60V$$

dove $I_{nom} = 1A$.

Quelli calcolati sono i tempi necessari per raggiungere nel carico una corrente di 1A, da qui poi il magnete inizierà a muoversi con la sua accelerazione (data da forza magnetica, direttamente proporzionale alla corrente, e dalla sua massa).

Se alzo la tensione, posso aumentare la frequenza di salto senza dover abbassare la corrente. Notare che è deleterio anche per carichi leggeri andare ad alta frequenza (il sistema reagisce lentamente) e a bassa corrente, il risultato finale sarebbe un piatto che non si muove in maniera percettibile all'applicazione.

Nuova sfida

Chiarito il motivo per lavorare a tensione più grande, bisogna controllare che nel carico non scorra troppa corrente. A 48V, può arrivare a 2.09A, con una potenza media dissipata dalla resistenza serie del carico pari a:

$$P = I_{rms}^2 R = 100W$$

Ciò comporta l'aumento delle temperature all'interno dell'elettromagnete e maggiore stress sull'elettronica di controllo non molto distante. Ovviamente i 2A sarebbero raggiunti comunque in un tempo abbastanza lungo per cui se lo switch si spegne prima, il carico non raggiungerà mai quel picco. Ma di nuovo, non bisogna dimenticarsi che per riportare su (o giù a seconda di come funziona la molla) si deve portare la corrente nell'elettromagnete a zero, perciò i tempi di scarica sono un compromesso da considerare (altrimenti il piatto non si muove).

Come impedire che la corrente aumenti?

Con un current peak controller: misuro la corrente che scorre nel carico e se è sopra una certa soglia apro lo switch e inizio a scaricare l'induttanza attraverso il diodo.

L'effetto finale deve essere un magnete che oscilla (salta) su e giù con un periodo di 40ms (20ms giù e 20 su, 50% di duty cycle) per esempio, ma durante i 20 ms di ON, il transistor viene controllato per avere all'interno dell'induttanza una corrente media settata da una soglia.

Durante l'ON il transistor viene acceso/spento ad una frequenza di 20-100KHz con un duty cycle variabile dato dal circuito di feedback che parte dal sensore di corrente. Quest'applicazione non è nuova (vedasi il [DRV110](#) di Texas Instrument), il documento è pensato puramente a scopo descritto della sua funzione, utile in Trevi per testare diversi elettromagneti (anche con R e L diversi) a seconda dell'applicazione.

Requisiti e obiettivi

L'obiettivo principale rimane controllare indipendentemente la corrente all'interno del carico e la frequenza di salto. Il controllore non sarà complesso (c'è un buon numero di modi con cui si può fare la stessa cosa) e non avrà requisiti estremi sulla precisione della corrente interna o della frequenza di salto.

Il sistema è usato come test per elettromagneti fruibile a qualsiasi dipendente di Trevi, quindi si vedrà più avanti che molte opzioni che avrebbero potuto ottimizzare il controllo, la potenza dissipata, la sensibilità di misura non sono state implementate in favore di semplicità sia di costruzione/progetto che di utilizzo. Dunque anche i costi saranno contenuti.

Inoltre, se dovesse funzionare particolarmente bene, sarebbe, almeno in linea concettuale, la base per il vero controller industriale. Quindi il sistema è anche una prova di concetto.

Ipotesi di circuito di test

Ci sono diversi modi per controllare un carico induttivo, il più famoso è sicuramente il ponte H, circuito che però ha bisogno di un preciso controllo per evitare di stressare i transistor.

Quando un'induttanza viene scollegata dalla rete, la sua corrente non svanisce nel nulla ma inizia a spingere nel nodo del transistor che è ora spento. Così facendo si ha una corrente non piccola forzata in un nodo ad alta impedenza (switch aperto), perciò la tensione ai capi del mosfet aumenta fino a valori che possono causare la rottura del mosfet e il sicuro surriscaldamento.

Il ponte H agisce su questa corrente da scaricare via quando il mosfet si chiude aggiungendo altri switch per portare a massa questa corrente. Ma il controllo deve essere preciso, minimo ritardo nell'azionamento degli switch ausiliari e la tensione ai capi del mosfet può averne già causato la rottura. Ma con i driver e l'elettronica di oggi tutto è possibile quindi questa è una soluzione valida. Viene scartata anche perché non si conosce il comportamento degli elettromagneti con una corrente in direzione opposta.

Il circuito di test

Siccome la scheda servirà meramente per testare gli elettromagneti, caratterizzarli e sceglierli in base all'applicazione, il circuito scelto è simile ad un mezzo ponte H con due diodi di freewheel.

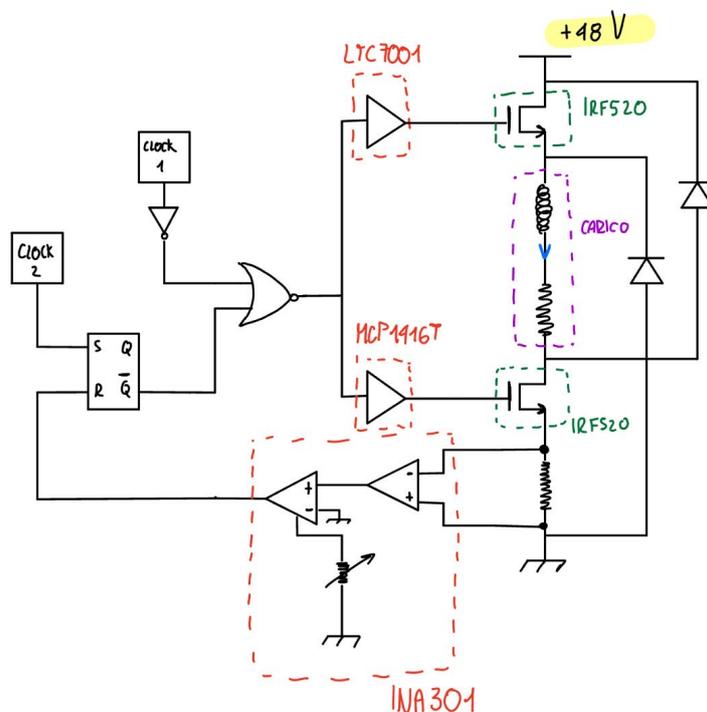


Figura 1: Circuito completo

Fonte figura 1.

In questo modo la funzione di protezione è automaticamente offerta dai diodi: non appena le tensioni ai capi dei MOSFET sale dopo il loro spegnimento, i diodi si accendono dando un doppio percorso di scarica della corrente nell'induttanza, garantendo una scarica veloce.

In un circuito come quello in figura 1 i transistor sono accesi e spenti insieme e all'inizio, quando la corrente è nulla nel carico, devono rimanere attivi fino a quando la corrente misurata non supera la soglia stabilita.

I due clock sono a frequenze molto diverse:

- quello "più visibile" all'esterno è la frequenza di salto dell'elettromagnete (10-30 Hz);
- l'altro è a maggior frequenza (20-100 KHz) per accendere e spegnere i mosfet in modo da controllare la corrente dentro l'induttanza durante il periodo di ON del primo clock (e soprattutto mantenere in CCM il carico).

Componenti

- I mosfet scelti sono degli [IRF520](#), sul loro gate arriverà una tensione di 12V che garantisce resistenze di accensione inferiori ai 270 mΩ. Gestiscono fino a 100V sul loro drain e le correnti del carico sono ben sopportate dai transistor. Sono ottimizzati per accensione e spegnimento veloci.
- I diodi Schottky sono stati scelti in favore dei diodi PIN per la loro velocità di accensione. Alle tensioni di lavoro (48-60V), ci si può risparmiare il discorso riguardante la reverse recovery charge Q_{rr} .
- La resistenza di sensing per la misura di corrente è stata scelta di 50 mΩ con una tolleranza dello 0.5%, in grado di sopportare correnti ben più alte di quelle raggiungibili persino in caso di cortocircuito. Non può essere scelta troppo grande perché aumenterebbe il consumo di potenza e darebbe una diversa tensione V_{gs} da quella che si vuole per accendere il transistor in basso, ma neppure troppo piccola visto che misuro la tensione differenziale che si sviluppa ai suoi capi e più le tensioni sono piccole più diventa difficile la scelta dell'amplificatore (difficile trovare amplificatori con offset inferiori a 1mV)
- L'amplificatore che misura la corrente è l'[INA301](#) di Texas Instrument. Integra al suo interno un comparatore con soglia attraverso un pin su cui vengono imposti 80 μA, quindi piazzando un potenziometro si possono scegliere soglie pari a

$$V_{th} = R_{pot} * 80\mu A$$

L'amplificatore funziona a 5V e può lavorare con common mode tra 0 e 36V, perciò la resistenza di sense può essere messa sotto il source del transistor in basso. Ha un basso offset, decine di μV, ma si è limitati dall'offset del comparatore nell'ordine di mV. Il suo guadagno è di 20, quindi con 1A su 50mΩ mi aspetto che la sua uscita (ingresso del comparatore) sarà di 1V. L'uscita alert è in transparent mode ed è compatibile con CMOS input, è open collector ed è invertita (quindi prima di andare nel flip-flop SR deve passare per un inverter CMOS).

- I gate CMOS scelti per la realizzazione della parte digitale a 5V sono della famiglia MC140 di Onsemi.
- L'oscillatore scelto per creare i due clock è l' [icm7556](#) di Analog Devices. Essendo un 555 CMOS, non ho problemi di spike sulla linea a 5V e posso raggiungere un perfetto duty cycle del 50% con una resistenza e una capacità:

$$f_{clock} = \frac{1}{1.4 R_{pot} C}$$

Anche qui dei potenziometri sono usati al posto della resistenza, non verrà cambiato il duty cycle ma direttamente la frequenza di operazione. Un clock sarà veloce e un clock sarà lento cambiando le capacità.

- Dalla parte digitale si arriva con un livello di tensione di 5V, non abbastanza per accendere i transistor oltre la soglia voluta. Perciò servono due gate driver, uno low side ([MCP1415/16](#) di Microchip) e uno high side ([LTC7004](#) di Analog Devices). In particolare l'high side deve essere in grado di tenere chiuso il mosfet in alto continuamente, perché all'inizio per raggiungere la corrente voluta gli switch vanno messi tenuti chiusi entrambi fino a quando la corrente non raggiunge la soglia stabilita. Per questo oltre alla capacità di bootstrap da 1 μF è stato scelto anche un diodo a bassa corrente di leakage per garantire il corretto funzionamento del charge pump interno al gate driver. LTC7004 lavora fino a 60V.

Simulazione

Il software scelto è PowerSim. Nella simulazione sono stati considerati mismatch tra i due gate driver, un non perfetto current sensor e un timer con un duty cycle non del 50%. Per il resto, essendo una simulazione, i risultati vanno presi con le pinze, ma aiutano a farsi un'idea del funzionamento, almeno della parte digitale.

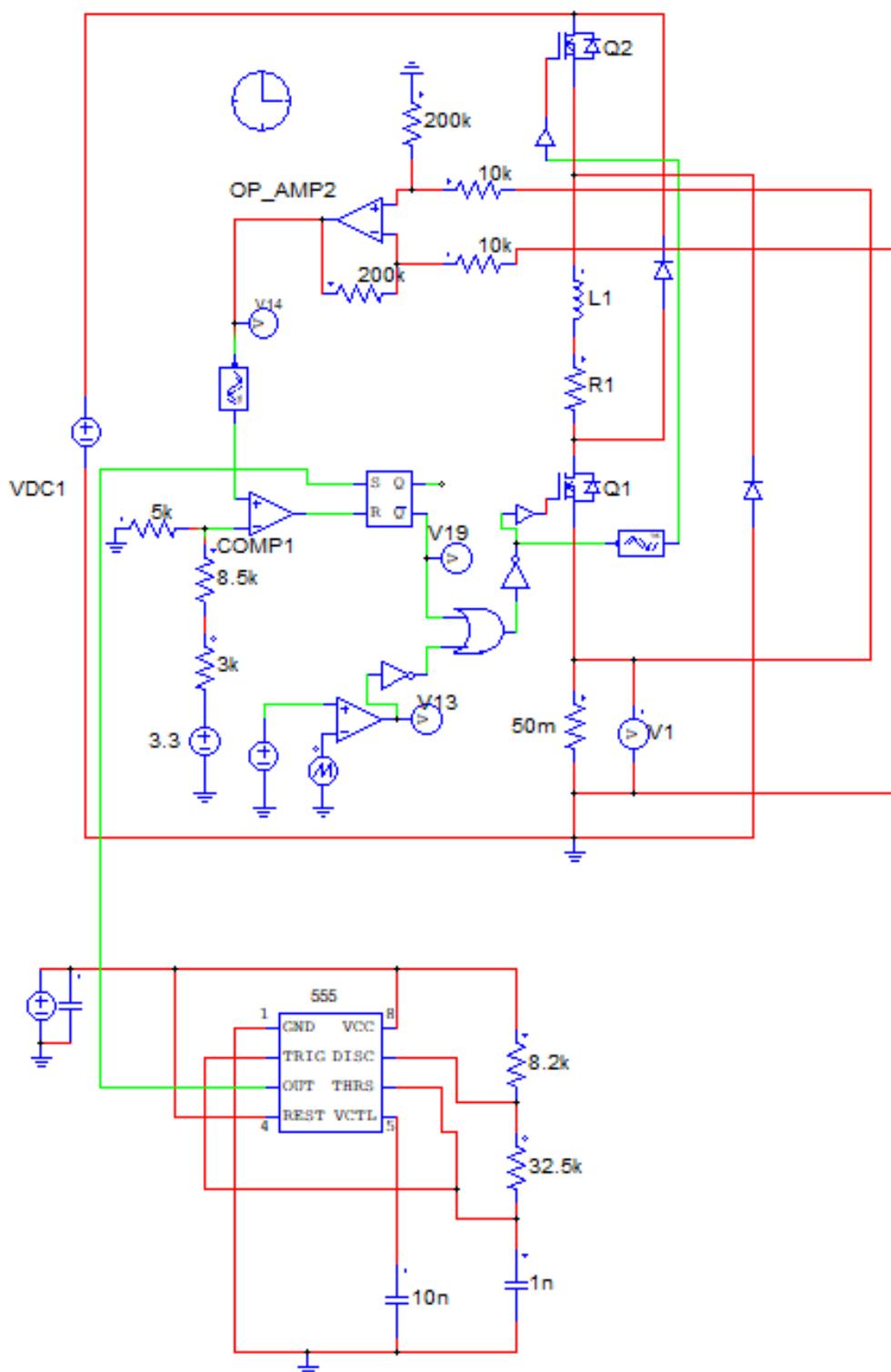


Figura 2: Circuito simulato

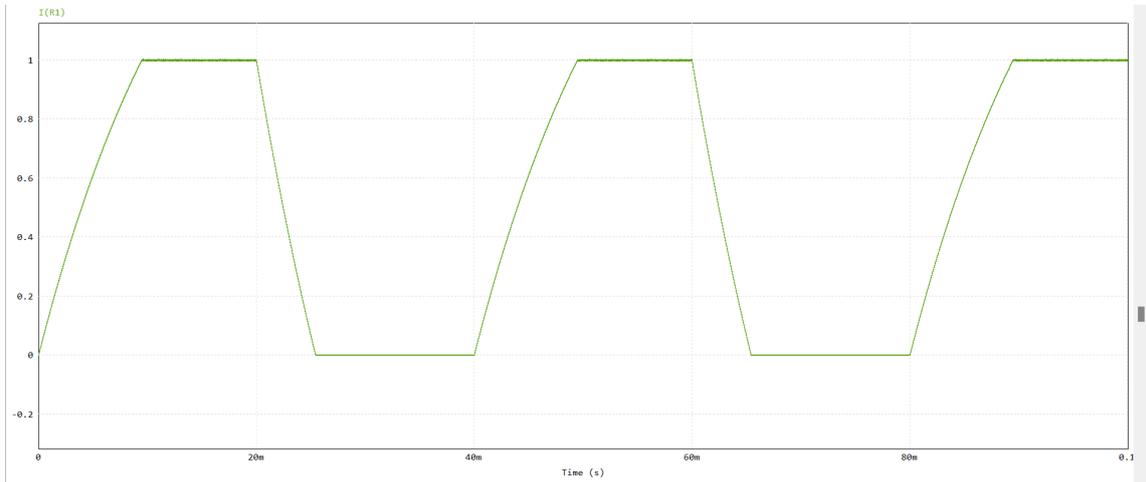


Figura 3: Corrente nel carico

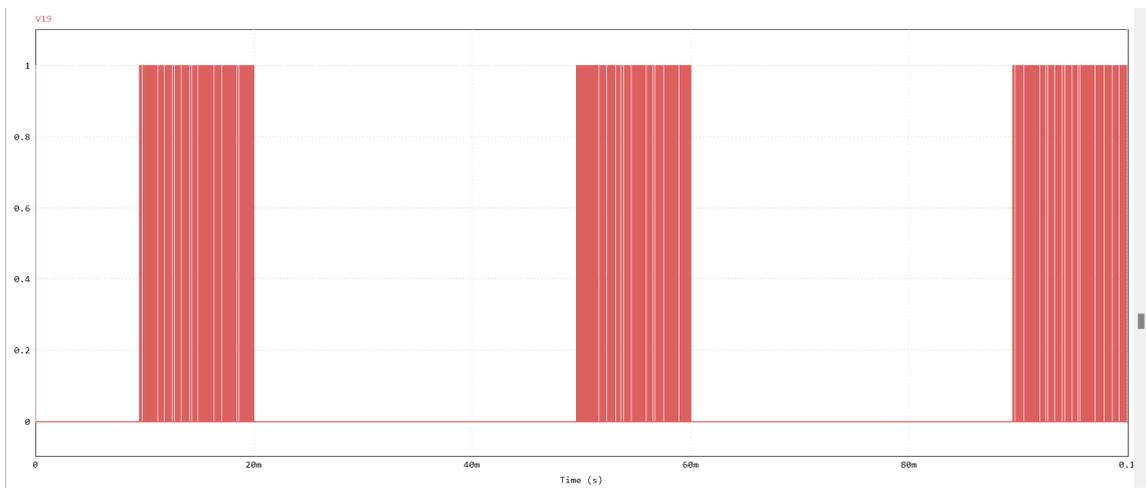


Figura 4: PWM quando ON

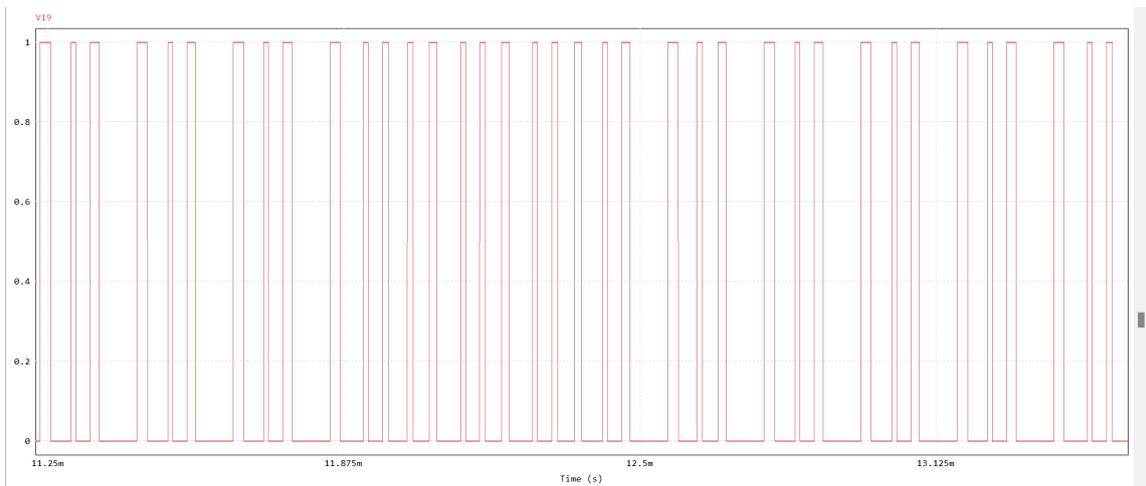


Figura 5: PWM zoom

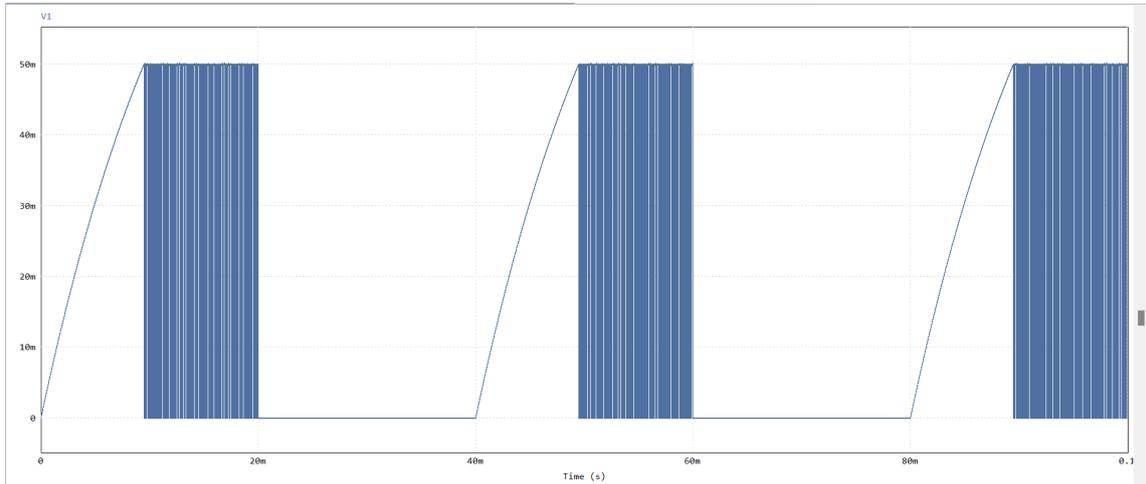


Figura 6: Tensione misurata sui 50 mΩ

Nelle figure si vedono i risultati delle simulazioni con frequenza di salto a 25 Hz e corrente interna da 1A. Durante il periodo di ON, la frequenza di switch dei transistor è pari a 20 KHz. Ovviamente in base alle applicazioni questi tre parametri si possono cambiare. In più non si sa da questi grafici come il carico risponderà, ma è il motivo del progetto di questo sistema. Anche un completo malfunzionamento del sistema di test, ci darà comunque la direzione verso altre soluzioni.

Schematico prima versione

Il software usato per il PCB layout è KiCAD. Notare l'aggiunta di un converter 12-5V per alimentare la logica digitale e l'INA301. In più quattro header pin servono a misurare le frequenze generate dai due timer per calibrarli con un oscilloscopio esterno.

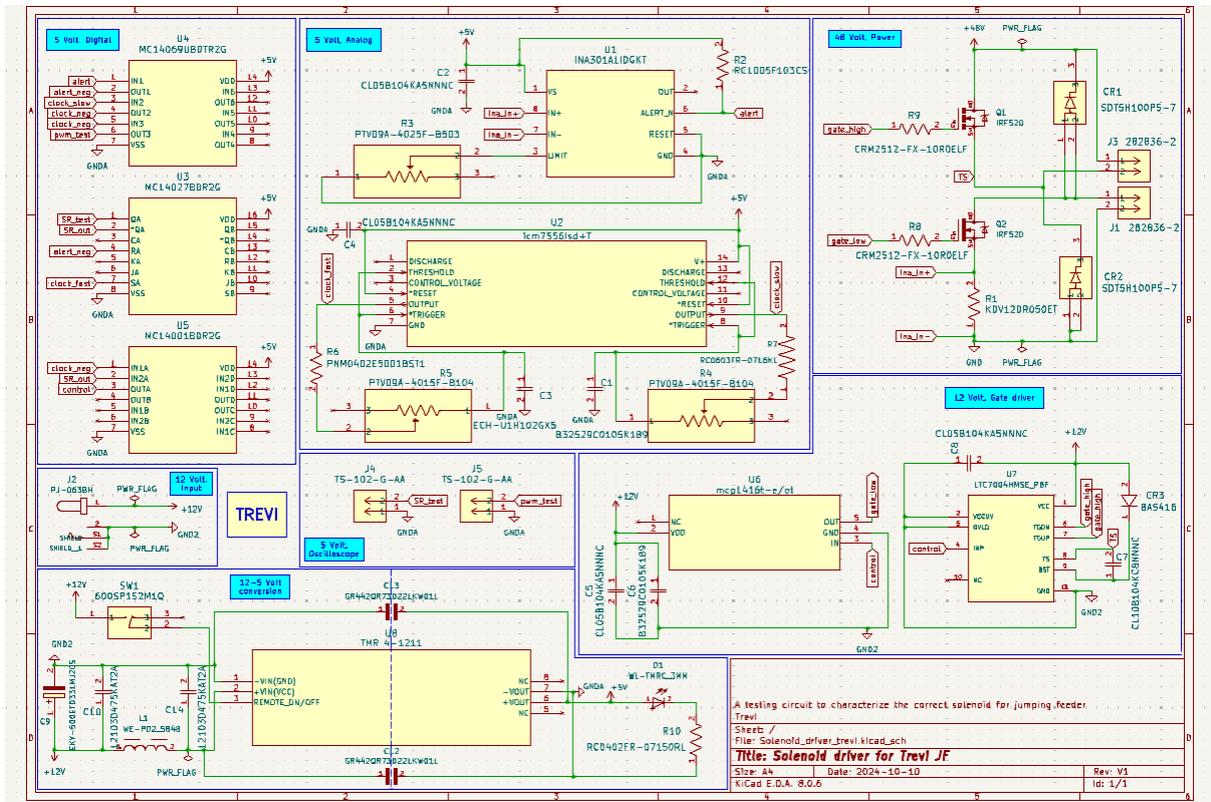


Figura 7: Schematico Kicad

Varie capacità e induttanze sono state aggiunte per debouncing dell'alimentazione come consigliato dai data-sheet e garantire compatibilità elettromagnetica classe A. Gli alimentatori esterni da 48V e 12V vanno scelti in base alle correnti che devono essere in grado di fornire. **Perchè "prima versione"?** Leggere [questa sezione](#).

Modello 3D

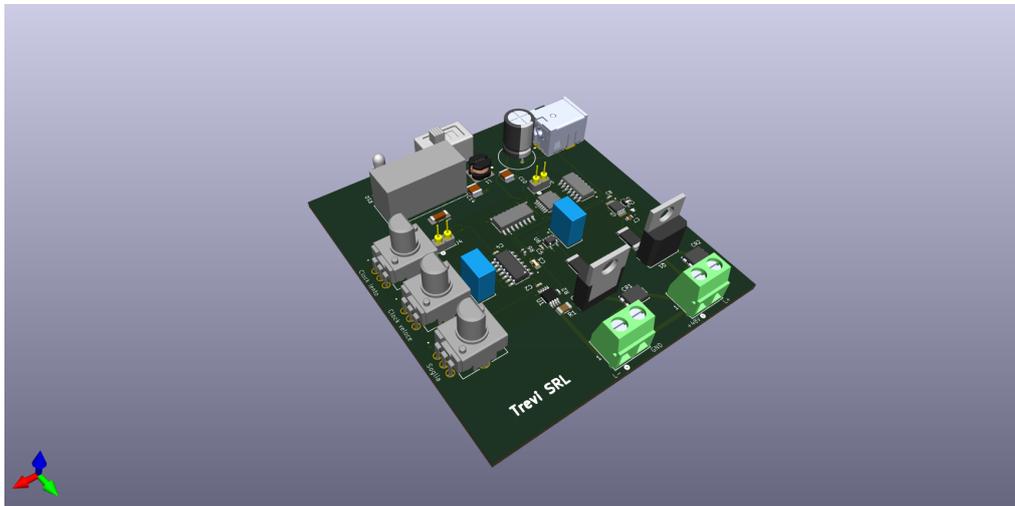


Figura 8: 82mm x 75.5mm

BOM

| Part number | Manufacturer | Tr Shop | Tr Shop Number | Tr Name | Tr Description | Tr Datasheet | Tr Link to shop | Price per unity | # Quantity | Plus | Price per quantity |
|--------------------|--------------|------------------------|--------------------|--------------------------|---|---|-----------------|-----------------|---|---------|--------------------|
| MCP1416TE-OT | DigiKey | MCP1416TE/OTDKR-ND | MCP1416TE-OT | Low-Side Gate Driver IC | https://www1.micr | https://www.digikey.it/en | \$0.74 | 1 | | \$0.74 | |
| LTC7004HMSE#PBF | DigiKey | LTC7004HMSE#PBF-ND | LTC7004 | High-Side Gate Driver IC | https://www.analog | https://www.digikey.it/en | \$9.71 | 1 | | \$9.71 | |
| BAS416.115 | DigiKey | 1727-4807-6-ND | BAS416.115 | Diode 75 V 200mA Surfa | https://assets.nor | https://www.digikey.it/en | \$0.15 | 1 | | \$0.15 | |
| CL10B104K030N9NC | DigiKey | 1276-6807-6-ND | CL10B104K030N9NC | 0.1 µF ±10% 100V Ceram | https://mm.digite | https://www.digikey.it/en | \$0.10 | 1 | | \$0.10 | |
| CRM2512-FX-10R0ELF | DigiKey | CRM2512-FX-10R0ELF-ND | CRM2512-FX-10R0ELF | 10 Ohms ±1% 2W Chip Re | https://www.bourn | https://www.digikey.it/en | \$0.56 | 1 | https://electr | \$0.56 | |
| IRFS20PBF-BE3 | DigiKey | 742-IRFS20PBF-BE3-ND | IRFS20 | N-Channel 100 V 9.2A (T | https://www.vishy | https://www.digikey.it/en | \$1.37 | 2 | | \$2.74 | |
| SDTSH100P5-7 | DigiKey | SDTSH100P5-70ICNT-ND | SDTSH100P5-7 | DIODE SCHOTTKY 100V | https://www.diode | https://www.digikey.it/en | \$0.52 | 2 | | \$1.04 | |
| MC14069UBDTRZG | DigiKey | MC14069UBDTRZGOSDK-ND | MC14069UB | IC INVERTER 6CH 1-INP | https://www.onse | https://www.digikey.it/en | \$0.98 | 1 | | \$0.98 | |
| MC14027BDR2G | DigiKey | MC14027BDR2GOSDKR-ND | MC14027BDR2G | Flip Flop 2 Element JK T | https://www.onse | https://www.digikey.it/en | \$0.64 | 1 | | \$0.64 | |
| MC14001BDR2G | DigiKey | MC14001BDR2GOSDKR-ND | MC14001B | NOR Gate IC 4 Channel 1 | https://www.onse | https://www.digikey.it/en | \$0.55 | 1 | | \$0.55 | |
| INA301A1IDGKT | DigiKey | 296-43928-6-ND | INA301A1IDGKT | Current Monitor Regulato | https://www.ti.co | https://www.digikey.it/en | \$4.11 | 1 | | \$4.11 | |
| PTV09A-4015F-B104 | DigiKey | PTV09A-4015F-B104-ND | PTV09A-4015F-B104 | 100k Ohm 1 Gang Linear | https://www.bour | https://www.digikey.it/en | \$0.90 | 2 | | \$1.80 | |
| PTV09A-4025F-B503 | DigiKey | PTV09A-4025F-B503-ND | PTV09A-4025F-B503 | 50k Ohm 1 Gang Linear T | https://www.bour | https://www.digikey.it/en | \$1.02 | 1 | | \$1.02 | |
| PNM0402E5001B8T1 | DigiKey | 541-1901-1-ND | PNM0402E5001B8T1 | 5 kOhms ±0.1% 0.05W, 1 | https://www.vishi | https://www.digikey.it/en | \$1.20 | 1 | | \$1.20 | |
| ECA-2WHG010 | DigiKey | P5872-ND | ECA-2WHG010 | 1 µF 450 V Aluminum Ele | https://industrialj | https://www.digikey.it/en | \$0.49 | 3 | | \$1.47 | |
| B32529C0105K189 | DigiKey | 495-2470-2-ND | B32529C0105K189 | 1 µF Film Capacitor 40V | https://producti | https://www.digikey.it/en | \$0.52 | 2 | | \$1.04 | |
| CLO5B104KASNNNC | DigiKey | 1276-6720-6-ND | CLO5B104KASNNNC | 0.1 µF ±10% 25V Ceramic | https://mm.digite | https://www.digikey.it/en | \$0.10 | 5 | | \$0.50 | |
| ECH4U1H102GX5 | DigiKey | PCF1296DKR-ND | ECH4U1H102GX5 | 1000 pF Film Capacitor 3 | https://industrialj | https://www.digikey.it/en | \$0.53 | 1 | | \$0.53 | |
| ECH4U1H103GX5 | DigiKey | PCF1308DKR-ND | ECH4U1H103GX5 | 10000 pF Film Capacitor | https://industrialj | https://www.digikey.it/en | \$0.63 | 2 | Optional | \$1.26 | |
| TMR 4-1211 | DigiKey | 1951-TMR4-1211-ND | TMR 4-1211 | Isolated Module DC DC C | https://www.traco | https://www.digikey.it/en | \$15.47 | 1 | | \$15.47 | |
| 121030475KAT2A | DigiKey | 478-KGM32JR51E475KU-ND | 121030475KAT2A | 4.7 µF ±10% 25V Ceramic | https://datasheet | https://www.digikey.it/en | \$0.51 | 1 | | \$0.51 | |
| GR442QR73D221KW01L | DigiKey | 490-6104-6-ND | GR442QR73D221KW01L | 220 pF ±10% 2000V (2kV | https://search.m | https://www.digikey.it/en | \$1.09 | 1 | | \$1.09 | |
| 744774168 | DigiKey | 732-1277-6-ND | 744774168 | 68 µH Unshielded Drum C | https://www.wes | https://www.digikey.it/en | \$1.87 | 1 | | \$1.87 | |
| EKY500ET0331M20S | Mouser | 661-EKY50ET0331M20E-ND | EKY500ET0331M20S | 330µF 50 Volt Aluminium | https://eu.mouser | https://www.digikey.it/en | \$0.72 | 1 | | \$0.72 | |
| PJ-063BH | DigiKey | CP-063BH-ND | PJ-063BH | Power Barrel Connector | https://www.samt | https://www.digikey.it/en | \$1.98 | 1 | https://www.s | \$1.98 | |
| 282836-2 | DigiKey | A98076-ND | 282836-2 | 2 Position Wire to Board | https://www.le-c | https://www.digikey.it/en | \$0.60 | 2 | | \$1.20 | |
| 6009P152M1Q | Mouser | 612-6009P152M1Q-ND | 6009P152M1Q | Slide Switch SPDT Throu | https://configure | https://www.mouser.it/p | \$2.59 | 1 | | \$2.59 | |
| TS-102-G-AA | DigiKey | 612-TS-102-G-AA-ND | TS-102-G-AA | 2 Position Header Conne | https://mm.digite | https://www.digikey.it/en | \$0.70 | 3 | 1 is optional | \$2.10 | |
| ERA-2AEB202X | DigiKey | P2.0KDCCT-ND | ERA-2AEB202X | 2 kOhms ±0.1% 0.063W, 1 | https://industrialj | https://www.digikey.it/en | \$0.18 | 1 | | \$0.18 | |
| ICM7556ISD+T | DigiKey | ICM7556ISD+TDKR-ND | ICM7556ISD+T | 555 Type,Timer/Oscillat | https://www.anal | https://www.digikey.it/en | \$8.26 | 1 | | \$8.26 | |
| KDV12DR050ET | DigiKey | 273-KDV12DR050ETDKR-ND | KDV12DR050ET | 50 mOhms ±0.5% 0.5W, 1 | https://www.ohm | https://www.digikey.be/en | \$0.38 | 1 | | \$0.38 | |
| 151051BS04000 | DigiKey | 732-5015-ND | 151051BS04000 | Blue 470nm LED Indicat | https://www.w-e-q | https://www.digikey.it/en | \$0.26 | 1 | | \$0.26 | |
| 151031VS06000 | DigiKey | 732-5008-ND | 151031VS06000 | Green 568nm LED Indica | https://www.w-e-q | https://www.digikey.it/en | \$0.16 | 1 | | \$0.16 | |
| RC0402FR-07150RL | DigiKey | 311-150LRDKR-ND | RC0402FR-07150RL | 150 Ohms ±1% 0.063W, 1 | https://www.yage | https://www.digikey.it/en | \$0.10 | 1 | | \$0.10 | |
| RC0603FR-07432RL | DigiKey | 311-432HRTR-ND | RC0603FR-07432RL | 432 Ohms ±1% 0.1W, 1/1 | https://www.yage | https://www.digikey.it/en | \$0.10 | 1 | | \$0.10 | |
| RC1005F103CS | DigiKey | 1276-3431-6-ND | RC1005F103CS | 10 kOhms ±1% 0.063W, 1 | https://mm.digite | https://www.digikey.it/en | \$0.10 | 1 | | \$0.10 | |
| RC0603FR-0716KL | DigiKey | 311-16.0KHRDKR-ND | RC0603FR-0716KL | 16 kOhms ±1% 0.1W, 1/1 | https://www.yage | https://www.digikey.it/en | \$0.10 | 1 | | \$0.10 | |
| TOTAL | | | | | | | | | | | \$67.31 |

Figura 9: Lista della spesa

Immagini scheda

Come si può notare nell'immagine sono stati predisposti dei pin header per collegare un oscilloscopio esterno in modo da misurare la frequenza dei clock.

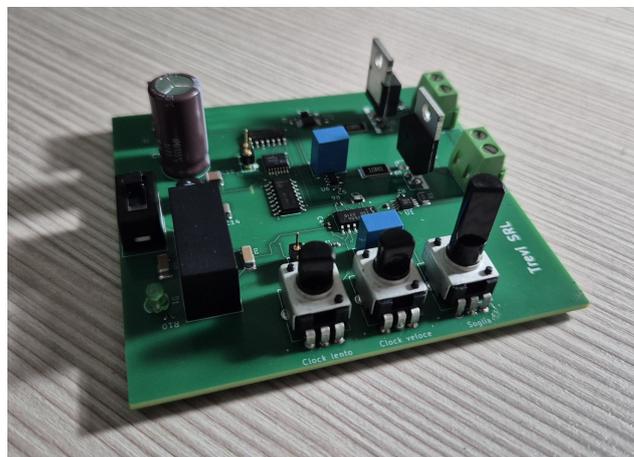
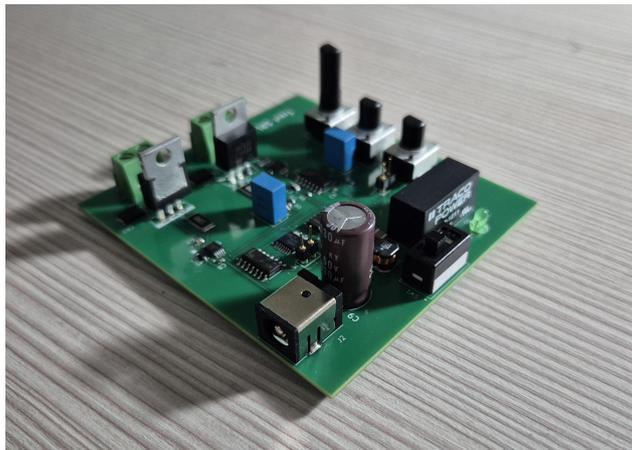


Figura 10: Realizzata da [PCBWay](#)

Ottimizzazioni future

- Inutile elencare la quantità di modi possibili per rendere la lettura di corrente più efficiente, sensibile e robusta a rumore e offset. Il metodo scelto qui esemplifica di molto il sistema e lo rende meno costoso, ma anche meno preciso (accettabile, infatti il controllo della corrente è più volto a farla muovere in un certo range, senza considerare troppo importanti variazioni di decine di mA). Interessanti i senseFET, verranno valutati in futuro.
- L'isolamento tra i circuiti non è stata presa in considerazione dato che i gate driver, i più vicini agli switch dove si concentrano le interferenze, possono sopportare le tensioni in gioco. Ma soprattutto perché la grande

induttanza degli elettromagneti riduce di molto la dinamica delle correnti in gioco, riducendo la possibilità di emissioni radiative. Inoltre in caso di switch danneggiati e chiusi, la loro resistenza più quella del carico impedirebbero la costruzione di un common mode elevato ai capi dell'INA301.

- I timer e i gate CMOS usati possono essere tutti portati in un microcontrollore. Dato che un JF è di solito costituito da 4-8 elettromagneti e questo circuito va dunque replicato per ognuno, un microcontrollore sarebbe inadatto a rispondere delle variazioni in ognuno in tempo reale. La scelta sarà su un FPGA per implementare i gate con un PLL per la creazione dei clock. Il microcontrollore può servire come collegamento al mondo esterno e per impostare dinamicamente soglia e frequenza. Qui diventerà cruciale l'uso di un digital isolator tra logica e parte ad alta potenza per il corretto funzionamento delle CPU.
- Con un microcontrollore si potrebbe introdurre un ulteriore variabile per il controllo del salto degli elettromagneti, ovvero il duty cycle del clock lento. Anche qui bisognerà testare sul campo cosa significa un DC del 10% contro uno del 70% per il carico.
- La soglia e le frequenze sono stabilite da potenziometri. In futuro da DAC, per sopperire alle vibrazioni del macchinario.
- Un sensore di temperatura attaccato alla carcassa del carico diminuirà la corrente se la temperatura è troppo vicina ai rate massimi specificati dal produttore. Qui il microcontrollore sarà cruciale, come in tutti i collegamenti con il mondo esterno.
- Con l'elettronica di oggi, non si esclude la possibilità di importare direttamente sulla scheda la conversione da 48V a 12V e poi da 12 a 3.3V (pensando a microcontrollori e fpga sulla scheda). I requisiti dell'alimentatore 220V AC - 48V DC saranno però maggiori, siccome dovrà fornire correnti piuttosto elevate anche ai gate driver (per il momento gestite da un alimentatore separato a 12V e 5A).
- Level shifter per il collegamento con elettronica a 24V (I/O PLC, telecamere e robot industriali).
- Le dimensioni totali dovranno essere compatibili con il quadro elettrico in cui il controllore verrà installato (e soprattutto il calore andrà dissipato). Il modello 3D è quindi una prima versione.
- I MOSFET con contatto kelvin, a cui applicare il segnale PWM, evitano problemi con induttanze parassite sul ground. ¹

AHA moment!

In figura 7 si nota un errore! ²

Usando [Traco Power TMR-4](#) per passare da 12V a 5V si ottengono due ground differenti. Il segnale di input ai gate driver è riferito ad un ground diverso rispetto a quello usato per alimentare i gate driver. Dunque il segnale di input proveniente dalla sezione digitale è distorto all'ingresso della sezione di potenza.

- La soluzione più semplice sta nel cambiare il convertitore dc-dc e passare da 12V a 5V condividendo il ground. ³
- La soluzione migliore si preoccupa anche del segnale che arriva sul gate dei transistor. Mentre l'high side può funzionare grazie al pin TS, il low side deve essere collegato allo stesso ground del mosfet (dove possono esserci anche 2A di corrente!). Perciò è meglio mantenere l'isolamento e cambiare gate driver. ⁴

Misure e risultati

Dalle misure sperimentali, la prova di concetto ha avuto successo. ⁵

- Il PCB e i suoi componenti non si scaldano. [V](#)
- L'elettromagnete dopo un'ora di ciclo continuato (non una funzione realistica) è diventato tiepido, non superiore alla temperatura dell'ambiente (22°C). [V](#)

¹Spiegazione di Toshiba

²Riferimenti di Infineon

³Una possibile alternativa

⁴Esempio di gate driver isolati

⁵Video realizzato sul campo

- Sul gate del MOSFET high-side arrivano 22V circa di picco. Essendo un segnale PWM, la media è inferiore, ma dà problemi di surriscaldamento nel caso di accensione prolungata (non una funzione realistica però). **Da correggere la scelta del gate driver, anche se non è un grosso problema.**
- Nella prima versione, con due ponticelli volanti si sono collegati i due ground da 5V e 12V. **Da correggere.**
- Il sistema è reattivo al cambio di frequenza di salto del magnete, pur controllando la corrente interna. **V**
- Serve meno di 1A per generare il salto necessario in buona parte delle applicazioni. Questo permette di saltare velocemente (vicino ai 50Hz) senza richiedere tensioni maggiori di 48V-60V, rendendo l'elettronica di potenza più semplice da progettare. **V**

Conclusione

È il primo PCB custom progettato internamente ed ha fornito risultati e risposte incoraggianti. Grazie per aver letto. Se ci sono incomprensioni e/o errori di battitura e domande al riguardo, contattatemi (lorenzoperlo@gmail.com).

Il prodotto è venduto da [Trevi SRL](#).