

# REGOLATORE PWM

Rev.1 del 24/02/2012

## Generalità

Propongo questo semplice circuito per il controllo di un dispositivo di potenza mediante la modulazione PWM (Pulse Width Modulation) di una tensione continua. Il circuito è in grado di controllare la velocità di rotazione di un motore in corrente continua, di una lampada o di qualsivoglia carico alimentabile da una tensione continua variabile.

Il dispositivo è molto efficiente ed è in grado di funzionare anche con tensioni e/o correnti elevate, purché si scelgano componenti idonei dotati di adeguato raffreddamento.

## Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento consiste nel generare un'onda quadra a frequenza fissa ove è possibile, tramite un trimmer, variarne il duty cycle. L'onda così generata viene utilizzata per alimentare il carico.

Infatti, esso si trova ad essere alimentato solo durante il periodo  $T_{ON}$  dell'onda quadra e quindi sottoposto alla tensione efficace  $V_{eff}$ :

$$V_{eff} = \frac{V_{CC} \cdot T_{ON}}{T} \quad (1)$$

Ove per  $T$  si intende il periodo dell'onda quadra generata espresso in secondi.

Và da sé che variando il tempo  $T_{ON}$  da 0 a  $T$ , ossia  $T_{ON}/T$  da 0 a 1, si potrà variare il valore efficace della tensione sul carico mantenendo costante la tensione continua di alimentazione  $V_{CC}$ .

Un regolatore PWM siffatto risulta molto efficiente perché varia il valore efficace della tensione dissipando potenza solo durante la conduzione e la commutazione (cioè il passaggio da on ad off e viceversa). Infatti, durante la fase di interdizione il transistor non dissipa nulla e durante la fase di conduzione il transistor si trova in saturazione per cui dissipa il meno possibile.

Così, se il transistor ha una bassa resistenza di ON, una velocità di commutazione elevata ed una frequenza di commutazione bassa, avremo minimizzato le perdite e quindi anche il calore da dissipare.

L'energia da dissipare durante il periodo di conduzione  $E_{ON}$ , ipotizzando un carico puramente resistivo e trascurando la  $I_B$  di base, sono:

$$E_{ON} = V_{CESat} \cdot I_L \cdot T_{ON} \quad [\text{J}] \text{ per un BJT} \quad (2)$$

$V_{CESat}$  è la tensione tra collettore ed emettitore con BJT in saturazione ed  $I_L$  è la corrente che scorre nel carico durante il periodo di conduzione.

e

$$E_{ON} = R_{DSon} \cdot I_L^2 \cdot T_{ON} \quad [\text{J}] \text{ per un MOS-FET} \quad (2')$$

E' evidente che l'energia da dissipare  $E_{ON}$  diminuisce proporzionalmente al diminuire del tempo  $T_{ON}$  ed è massima per  $T_{ON} = T$ .

Mentre per sapere l'energia da dissipare durante il periodo di commutazione  $E_{SW}$  è necessario conoscere il tempo di salita  $t_r$  e di discesa  $t_f$  del dispositivo di potenza (BJT o MOS-FET). Dati presenti sul datasheet del componente scelto.

$$E_{SW} = \frac{V_{CC} \cdot I_L}{2} (t_r + t_f) \quad [\text{J}] \quad (3)$$

I tempi di salita  $t_r$  e di discesa  $t_f$  sono di solito molto piccoli.

E' altrettanto evidente che l'energia da dissipare  $E_{SW}$  dipende dal dispositivo di potenza che si sceglie e non dal duty cycle.

Dalle equazioni (2) e (3) si ricava poi la potenza totale da dissipare durante il periodo di conduzione:

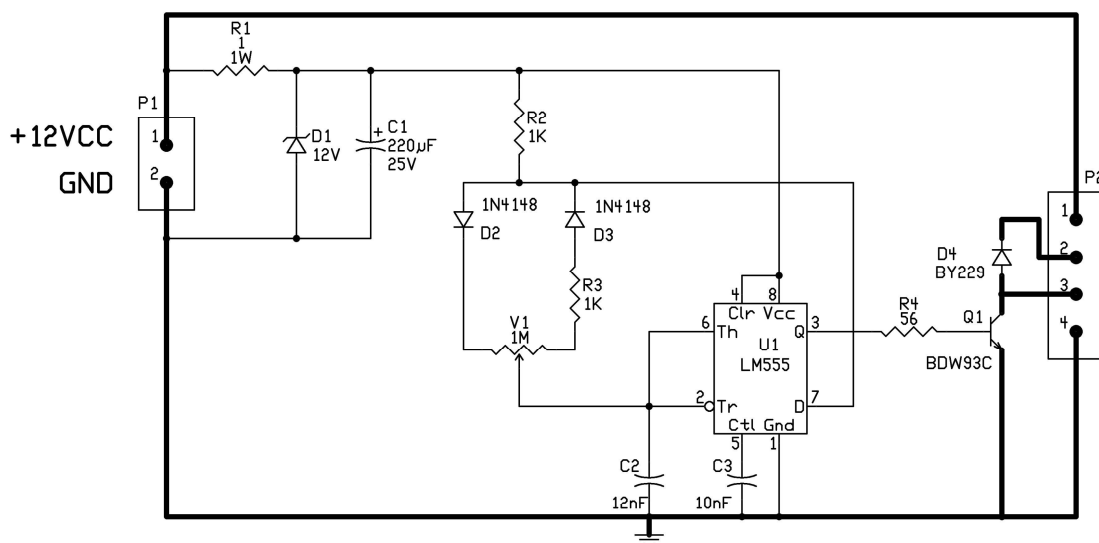
$$P = \frac{E_{ON} + E_{SW}}{T} \quad [\text{W}] \text{ ove il periodo } T \text{ è espresso in secondi} \quad (4)$$

Come abbiamo detto  $E_{ON}$  cresce al crescere del tempo di ON mentre  $E_{SW}$  resta costante al variare del tempo ON quindi la potenza complessiva generata non sarà mai nulla ma potrà essere abbassata aumentando il periodo  $T$  dell'onda quadra, cioè diminuendo la frequenza  $f$  di commutazione.

Infine, nota la potenza da dissipare  $P$  e scelta la sovratemperatura massima ammissibile del dispositivo di potenza  $\Delta T_{MAX}$  (solitamente =  $40^{\circ}\text{C}$ ) si può ricavare il valore della resistenza termica massima del sistema di dissipazione  $R_D$ :

$$R_D = \frac{\Delta T_{MAX}}{P} = \frac{40}{P} \quad \left[ \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \right] \text{ ove la potenza } P \text{ è espressa in W.} \quad (5)$$

## Circuito elettrico



Il circuito elettrico utilizza il consolidato integrato 555, configurato come multivibratore astabile (cioè come oscillatore ad onda quadra). La frequenza di oscillazione è determinata da  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_{V1}$  e  $C_2$ . A titolo di cronaca riporto le formule per il calcolo del periodo  $T$ :

$$T = 0,693 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3 + R_{V1}) \quad \text{in Secondi} \quad (6)$$

Ovviamente la frequenza è l'inverso del periodo.

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{Hertz} \quad (7)$$

Se i nostri valori li mettiamo nelle formule (6) e (7) otterremo:

$$T = 8,33 \text{ mS}$$

$$f = 120 \text{ Hz}$$

Come si diceva nel paragrafo precedente, la frequenza è fissa ma varia il duty cycle al variare della posizione del cursore del trimmer  $V_1$ , che è di tipo lineare e che può essere sostituito da un potenziometro di pari valore.

Volendo, invece, cambiare la frequenza di lavoro si può sostituire il condensatore  $C_2$  con uno di altro valore calcolato con la seguente formula:

$$C_2 = \frac{1}{0,693 \cdot f \cdot (R_2 + R_3 + R_{V1})} \quad \text{in Farad} \quad (8)$$

L'uscita del multivibratore astabile (pin 3) va a pilotare il dispositivo di potenza che ha il compito di portare a massa il carico durante il periodo ON dell'onda quadra. Nel nostro

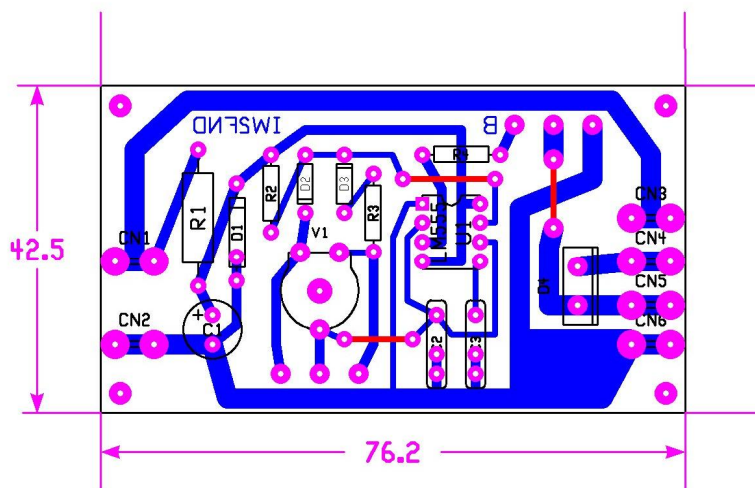
caso il driver è costituito dal transistor darlington  $Q_1$  (BDW93C 100V . 12A) che trasferisce l'onda quadra al carico.

Nella fattispecie è possibile utilizzare indifferentemente un darlington o un MOS-FET.

La alimentazione del circuito avviene sui pin 1 e 2 del connettore P1 ed è protetta dagli spike dalla resistenza  $R1 = 1 \text{ Ohm } 1 \text{ W}$  e dallo zener  $D1 = 12\text{V}$ .

### Realizzazione pratica

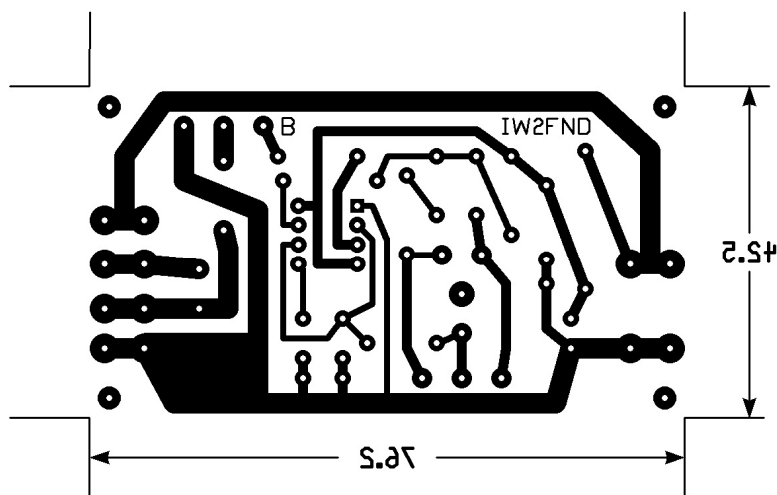
La realizzazione pratica non presenta alcuna difficoltà. Il layout è il seguente:



### Layout

Le piste color rosso sono ponticelli realizzati con filo di rame e posti sul lato componenti.

Mentre il circuito stampato lato saldature è realizzato su vetronite singola faccia ed è il seguente:



PCS

Infine elenco dei materiali:

Q.tà	Riferimento SCH	Tipologia	Valore	Variante	Package
1	C1	Condensatore Elettrolitico	220 $\mu$ F	25V	Verticale E150/300
1	C2	Condensatore Poliestere	12nF		Passo 5
1	C3	Condensatore Poliestere	10nF		Passo 5
1	D1	Zener	12V	1W	D500
2	D2, D3	Diodo	1N4148		D300
1	D4	Diodo	BY229	8A - 600V	TO220
2	P1, P2	Connettore	Faston		
1	Q1	Transistor NPN	BDW93C	12A - 100V	TO220 (bce)
1	R1	Resistenza	1 Ohm	1W	R700
2	R2, R3	Resistenza	1K Ohm		R400
1	R4	Resistenza	56 Ohm		R400
1	U1	Integrato lineare	LM555		DIL8
1	V1	Trimmer	1 MOhm	Lineare	RV
1		Zoccolo			DIL8
1		PCS monofaccia	76,2x76,2		

## Utilizzo

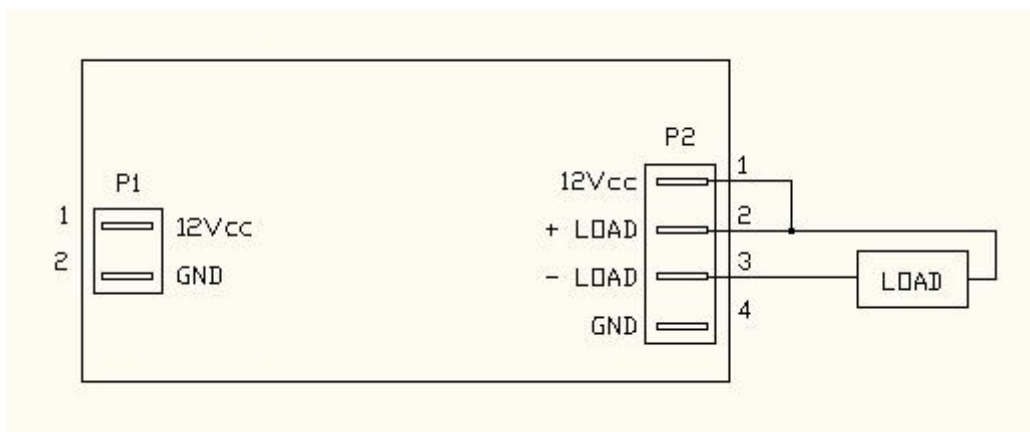
Il circuito è molto versatile e può essere utilizzato per pilotare diversi tipi di carico come motori in CC, lampade, ecc...

Il carico può essere pilotato anche da altra tensione perché il dispositivo attivo si limita a portare a massa il carico con la classica configurazione open collector (open dreen) e si scelga il dispositivo di commutazione adatto.

Seguono i due tipici schemi applicativi.

Il carico va collegato tra i pin 2 (+Load) e 3 (-Load) del connettore P2.

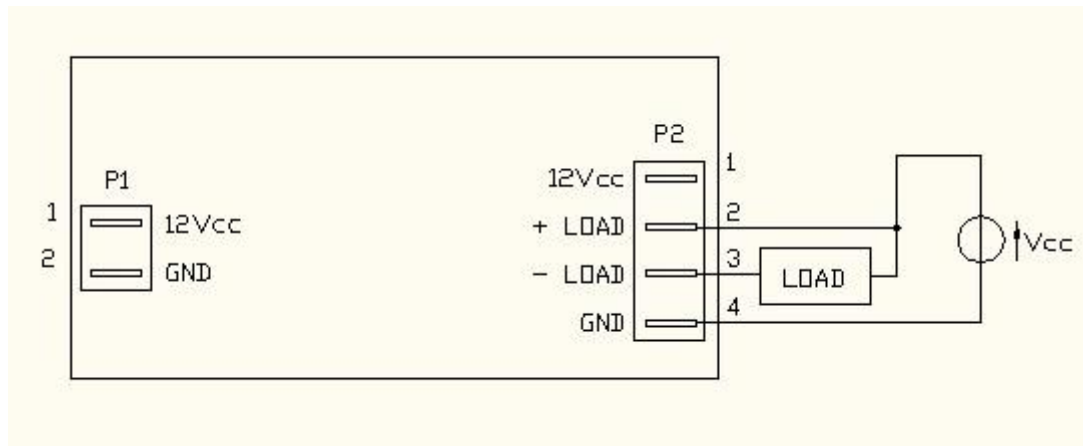
L'alimentazione del P1 pin 1 (12 Vcc) può anche essere sfruttata per alimentare il carico se colleghiamo il pin 1 (12 Vcc) del connettore P2 al pin 2 (+Load) dello stesso connettore (vedi schemi applicativi).



Carico alimentato a 12V

Se invece il carico dovesse funzionare a tensione diversa (anche più alta di 12V) il pin 2 (+Load) del connettore P2 va collegato al positivo dell'alimentazione del solo carico mentre il negativo va collegato al pin 4 (GND) del connettore P2.

In questo modo è possibile alimentare carichi con tensioni elevate ma occorrerà scegliere un opportuno dispositivo di potenza.



Carico con tensione continua  $V_{CC}$  diversa da 12V

Infine volendo utilizzare un Darlington come il BDW93C le cui caratteristiche sono:

$$V_{CEmax} = 100V$$

$$I_{Cmax} = 12A$$

Con  $I_L = 6A$  (metà della massima corrente)

$$V_{CC} = 12V$$

$$V_{CEsat} = 1,15V @6A$$

$$t_r = t_{on} = 500 \text{ nS}$$

$$t_f = t_{off} = 2100 \text{ nS}$$

Dalla (2) otteniamo  $E_{ON} = 0,057 \text{ J}$

Dalla (3) otteniamo  $E_{SW} = 93,6 \text{ } \mu\text{J}$

Dalla (4) otteniamo  $P = 6,7 \text{ W}$

Dalla (5) otteniamo che l'aletta deve avere almeno  $R_D = 5,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Oppure, volendo utilizzare un MOS-FET come l' IRFZ34N le cui caratteristiche sono:

$$V_{DSS} = 55V$$

$$I_{Dmax} = 26A$$

Con  $I_L = 13A$  (metà della massima corrente)

$$V_{CC} = 12V$$

$$R_{DSon} = 0,04 \text{ } \Omega @13A$$

$$t_r = t_{on} = 7 \text{ nS}$$

$$t_f = t_{off} = 31 \text{ nS}$$

Dalla (2') otteniamo  $E_{ON} = 0,056 \text{ J}$

Dalla (3) otteniamo  $E_{SW} = 2,9 \text{ } \mu\text{J}$

Dalla (4) otteniamo  $P = 6,7 \text{ W}$

Dalla (5) otteniamo che l'aletta deve avere almeno  $R_D = 5,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

## Bibliografia

[1] Cuniberti, De Lucchi, De Stefano *5* Elettronica+Edizioni Petrini 1992.