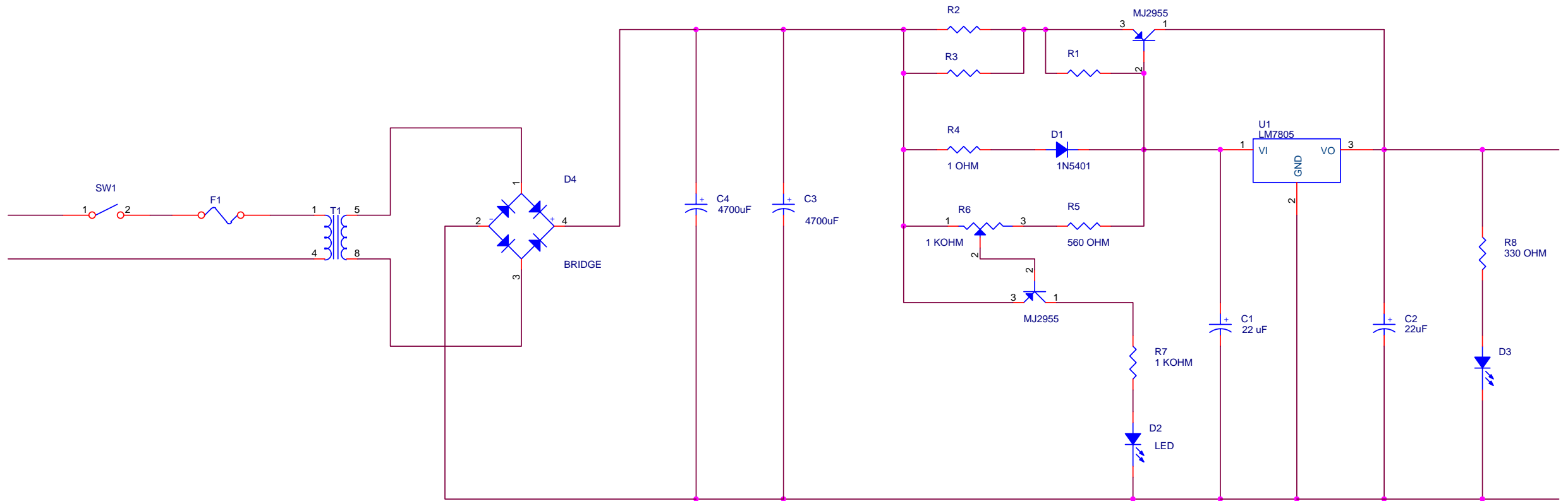


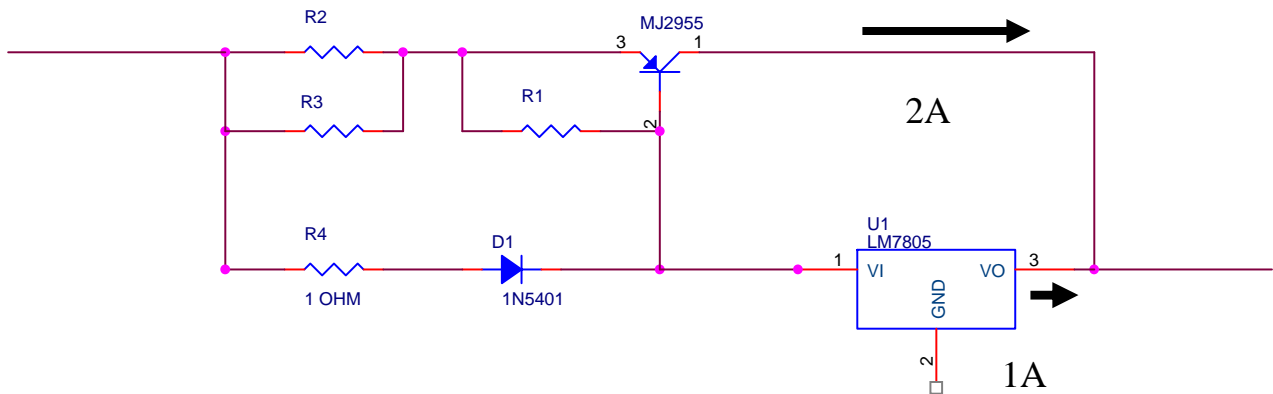
Alimentatore da 3 ampere

Vogliamo progettare un alimentatore con tensione di uscita fissa pari a 5 volt e corrente massima di 3 ampere.

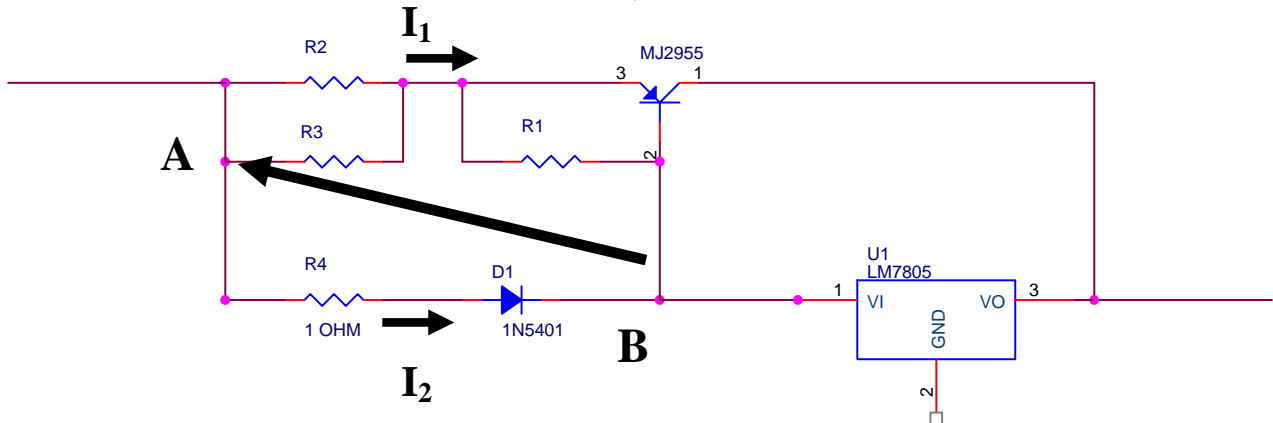
Il circuito è alla figura seguente. Questo progetto pone un problema sulla specifica di corrente. Infatti occorre ricordare che i regolatori della famiglia 78XX, possono erogare una corrente massima di 1,5 ampere circa. Abbiamo di fronte due alternative: o scegliamo un altro tipo di regolatore o ricorriamo ad un artificio. Nel nostro progetto facciamo ricorso a questa seconda possibilità. L'idea sostanziale è quella di inserire un transistor di potenza in parallelo al regolatore in modo che esso fornisca in uscita la corrente supplementare richiesta. In particolare faremo in modo che quando il dispositivo eroga una corrente di 3 ampere, un ampere verrà fornito dal regolatore e due ampere verranno forniti dal BJT. Esso deve essere innanzitutto un PNP: in questo tipo di transistor, infatti, si ha una corrente di lacune dall'emettitore al collettore, per cui la corrente in uscita dal collettore è positiva. La scelta del BJT è caduta sul MJ2955. La consultazione dei data sheet di questo transistor, infatti, e in particolare della sezione dei **MAXIMUM RATINGS** ci permette di vedere che esso sopporta una corrente di collettore continua di ben 15 ampere, per cui sarà certamente in grado di soddisfare alle condizioni di funzionamento del nostro progetto.



Consideriamo questa parte del circuito



Notiamo innanzitutto che la corrente di base I_B è molto inferiore alla corrente di collettore I_C avendo il transistor un h_{FE} compreso fra 20 e 70. Ne deriva che possiamo approssimare e considerare la corrente I_C pari alla corrente I_E . In sostanza una corrente di 2 ampere attraversa anche il parallelo delle due resistenze R_2 ed R_3 . Analogamente possiamo dire che la corrente da un ampere in uscita dal regolatore, attraversa anche il diodo e la resistenza R_4 .



Proviamo a calcolare la tensione V_{AB} . Se seguiamo il percorso che comprende il parallelo R_2 - R_3 e la giunzione emettitore base del transistor si ha

$$V_{AB} = R_2 || R_3 * I_1 + V_{EB}$$

Mentre, seguendo il percorso costituito da R_4 e dal diodo si ha

$$V_{AB} = R_4 * I_2 + V_D$$

Ricordiamo adesso che la tensione fra emettitore e base di un BJT in zona attiva è all'incirca pari alla caduta di tensione su un diodo polarizzato direttamente, per cui

$V_{AB} = R_2 || R_3 * I_1 + V_{EB} = R_4 * I_2 + V_D \rightarrow R_2 || R_3 * I_1 = R_4 * I_2$. Il diodo, dunque, è stato inserito per bilanciare la caduta di tensione sulla giunzione E-B. Perché sia I_1 pari al doppio di I_2 deve essere allora $R_2 || R_3$ pari alla metà di R_4 . Scegliamo R_4 pari ad 1 ohm (dovendo essere attraversato da una corrente di 1 ampere, non può essere una resistenza elevata altrimenti dissiperebbe troppa potenza) così come R_2 ed R_3 (in modo che il parallelo sia pari a 0.5 ohm). E' per questo che abbiamo il parallelo di due resistenze: per ottenere facilmente un valore di resistenza complessiva pari alla metà del valore di R_4 .

Passiamo ora al dimensionamento. La resistenza R_8 serve a limitare la corrente nel diodo led che segnala l'accensione del dispositivo. Appliciamo la legge di ohm generalizzata

$$V_0 = V_D + R_8 I_D \rightarrow R_8 = \frac{V_0 - V_D}{I_D} = \frac{5 - 1.7}{15 * 10^{-3}} = 220 \Omega$$

I condensatori $C1$ e $C2$ sono i classici condensatori consigliati dal costruttore. Dimensioniamo il condensatore di filtro. A causa della tensione di drop-out, la tensione minima in ingresso al regolatore sarà

$$V_{\min} = V_0 + V_{drop-out} = 5 + 2 = 7 \text{ volt}$$

la tensione minima sul condensatore di filtro è pari alla tensione minima in ingresso al regolatore più la caduta di tensione sul ramo costituito dalla giunzione EB del BJT e del parallelo di R_2 ed R_3 .

$$V_{\min_condensatore} = V_{\min} + V_{EB} + R_2 \parallel R_3 * I = 7 + 0.7 + 1\Delta = 8.7$$

$$\Delta V \leq 40\% V_{\min} = 0.4 * 8.7 = 3.48 \Rightarrow \Delta V = 3V$$

$$C = \frac{I_0}{\Delta V * 2f} = \frac{3}{300} = 10mF$$

Poniamo in parallelo due condensatori da 4.7 mF per ottenere una capacità complessiva di circa 10 mF. (la capacità equivalente di due condensatori in parallelo è pari alla somma delle singole capacità).

Calcoliamo ora la tensione massima sul secondario del trasformatore

$$V_{\max_secondario_trasformatore} = (V_{\max_condensatore} + 2V_D) + 10\%(V_{\max_condensatore} + 2V_D) = 8.7 + 3 + 2 + 0.1(8.7 + 3 + 2) = 13.7 + 1.37 = 15.07$$

$$V_{eff} = \frac{15.07}{1.41} = 10.68$$

Scegliamo un trasformatore 220:12. Per la potenza da erogare, posto $I_0 = 1.8 * 3 = 5.4$ A si ha $S = V_{eff} I_{eff} = 10.68 * 5.4 = 57$ VA, per cui sceglieremo un trasformatore da 60 VA.

Vediamo ora se occorrono i dissipatori di calore. Da tener presente che occorre proteggere sia il regolatore di tensione sia il BJT di potenza. Calcoliamo a ritroso le tensioni per tener conto del fatto che abbiamo introdotto un trasformatore da 12 volt. $V_{\max_secondario} = 12 * 1.41 - 10\% 12 * 1.41 = 15.2$

$$V_{\max_condensatore} = 15.2 - 2 * V_D = 13.2 \text{ V}$$

$$V_{\max_ingresso_BJT} = 13.2 - R_2 \parallel R_3 * I = 13.2 - 1 = 12.2 \text{ V}$$

$$V_{\min_ingresso_BJT} = V_{\max_ingresso_BJT} - \Delta V = 12.2 - 3 = 9.2 \text{ V}$$

$$V_{media_ingresso_BJT} = 10.7 \text{ V}$$

La potenza dissipata sul BJT è allora

$$P = (V_{media_ingresso_BJT} - V_0) * I_{uscita_BJT} = (10.7 - 5) * 2 = 11.4 \text{ W}$$

Abbiamo bisogno di una resistenza termica

$$\theta = \frac{T_j - T_a}{P_d} = \frac{150 - 50}{11.4} = 8.78 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

sicuramente inferiore a quella fornita dal contenitore TO220 del BJT. Tenendo presente che i data sheet ci informano sul fatto che la resistenza termica fra giunzione e contenitore è per il BJT

$$\theta_{jc} = 1.5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

avremo che il dissipatore di calore per il BJT dovrà avere resistenza termica

$$\theta_{da} \leq \theta_{necessaria} - \theta_{jc} - \theta_{cd} = 8.78 - 1.5 - 1 = 6.28 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Per il regolatore abbiamo

$$V_{\text{max_ingresso_regolatore}} = 13.2 - R_2 \parallel R_3 * I - V_{\text{EB}} = 13.2 - 1 - 0.7 = 11.5 \text{ V}$$

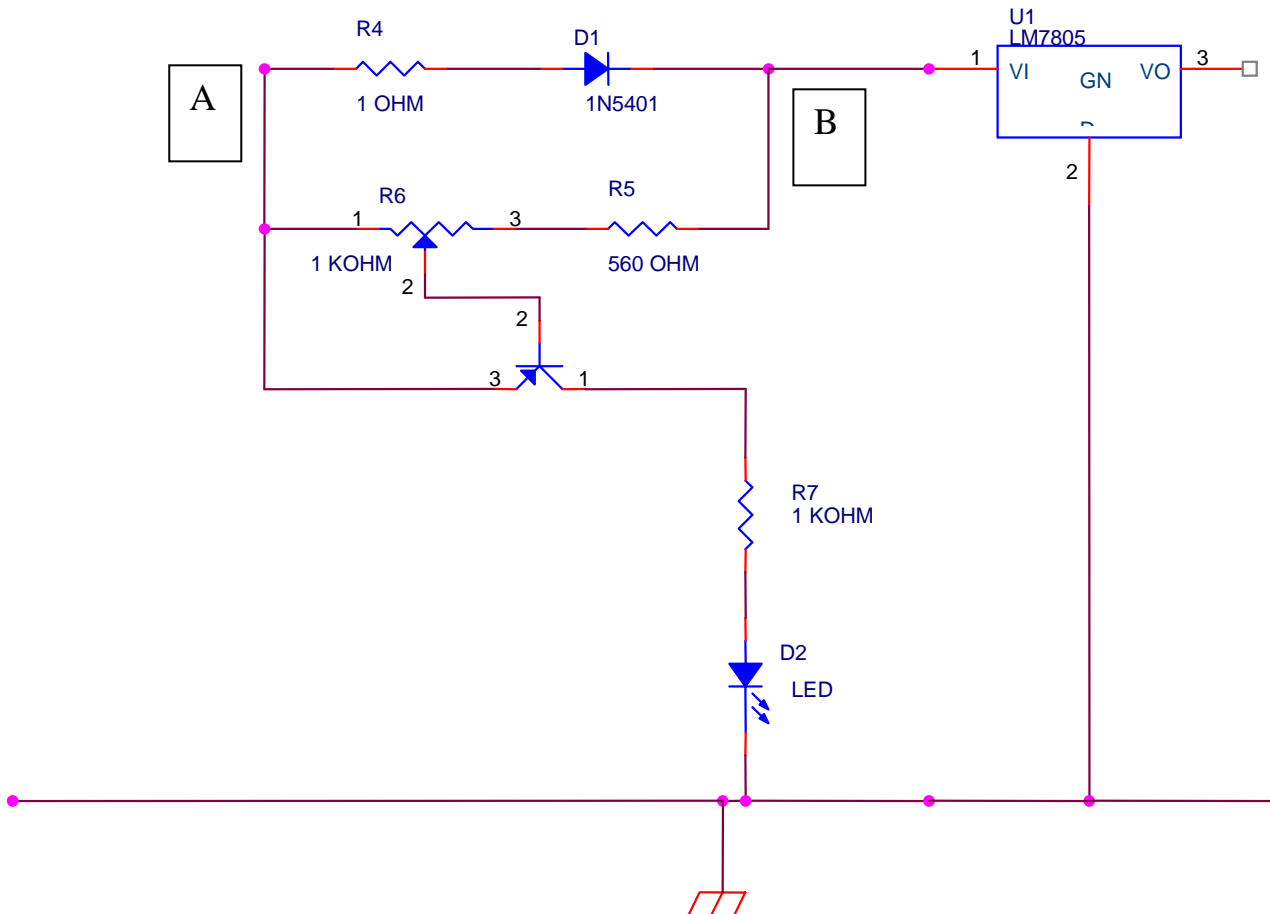
$$V_{\text{min_ingresso_regolatore}} = V_{\text{max_ingresso_regolatore}} - \Delta V = 11.5 - 3 = 8.5 \text{ V}$$

$$V_{\text{media_ingresso_BJT}} = 10 \text{ V}$$

$$P = (V_{\text{media_ingresso_regolatore}} - V_0) * I_{\text{uscita_regolatore}} = (10 - 5) * 1 = 5 \text{ W}$$

$$\theta = \frac{T_j - T_a}{P_d} = \frac{150 - 50}{5} = 20 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$\theta_{da} \leq \theta_{necessaria} - \theta_{jc} - \theta_{cd} = 20 - 4 - 1 = 15 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$



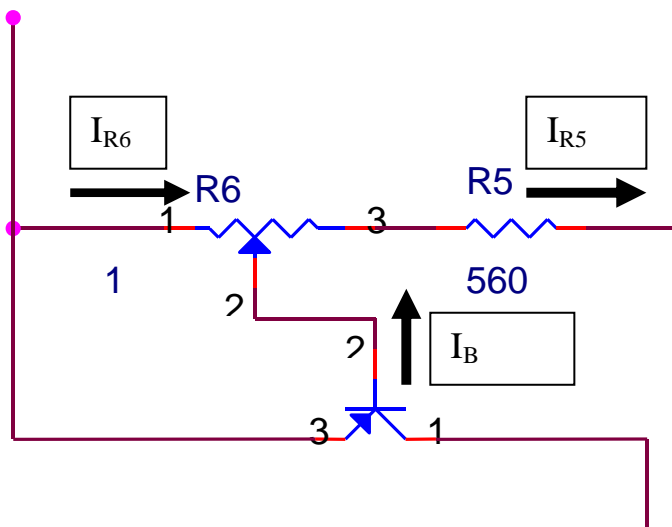
Vediamo infine a cosa serve il secondo BJT con led. Il led ha la funzione di indicatore di massima corrente. Si deve accendere, cioè, in presenza di una corrente massima erogata in uscita di 3 ampere.

Il circuito sopra riportato deve fare in modo che, in presenza di tali condizioni il BJT vada in saturazione fornendo al led la corrente di collettore necessaria. Imponendo una corrente nel diodo di 10 mA, e supposto che $h_{FE}=100$ si ha

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE \min}} = \frac{10mA}{100} = 0.1mA$$

Per mandare il BJT in saturazione occorre una corrente di base molto più grande, ad esempio 1 mA.

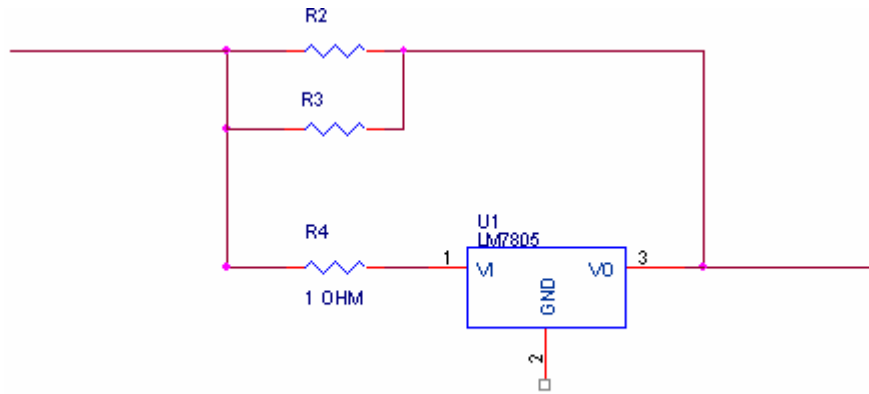
Quando, in uscita dal regolatore abbiamo 1 Ampere, sul ramo tra i nodi A e B e quindi anche sulla serie di resistenze R_5 ed R_6 abbiamo una caduta di tensione di 1.7 volt ($V_{AB} = R_4 * I + V_D = 1 * 1 + 0.7 = 1.7$)



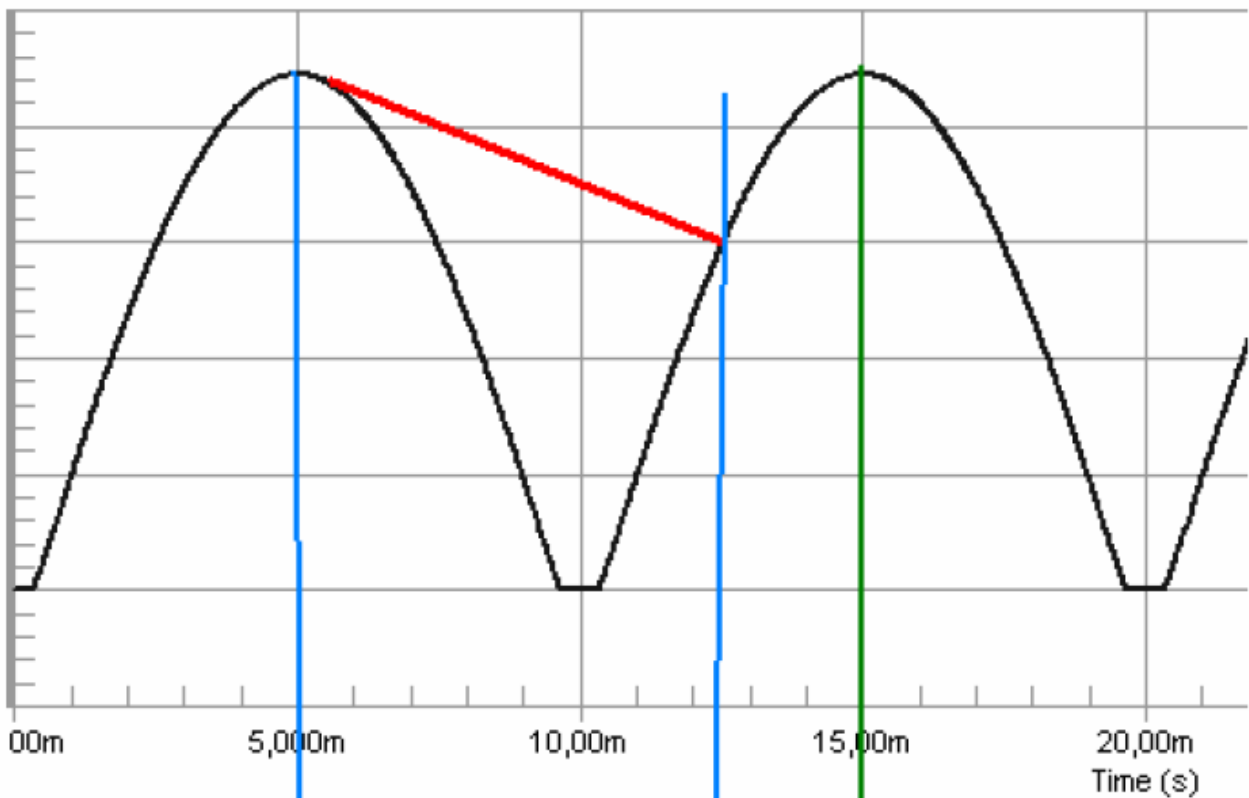
Se scegliamo $I_{R6} = 1$ mA si ha $I_{R5} = I_{R6} + I_B = 1 + 1 = 2$ mA. Se allora facciamo in modo che la parte di potenziometro compresa fra emettitore e base del BJT sia pari a 700 ohm, la V_{R6} sarà pari a $700 * 1$ mA = 0.7 V. Sulla resistenza R_5 si avrà una caduta di tensione pari a $1.7 - 0.7 = 1$ Volt. Essendo la corrente di 2 mA, dovrà essere $R_5 = 500$ ohm.

Perché utilizzare un transistor?

Ci si potrebbe chiedere perché utilizzare un transistor per erogare la corrente supplementare. A prima vista in base alle considerazioni fin qui fatte basterebbe il seguente circuito



Il problema consiste nel fatto che il parallelo di R2 ed R3 sarebbe sottoposto ad una tensione pari alla differenza fra la tensione ai capi del condensatore che varia fra un massimo ed un minimo e la tensione di uscita mantenuta fissa dal regolatore.



Quindi nel parallelo circolerebbe una corrente variabile. Inoltre sarebbe difficile bilanciare la caduta di tensione sul regolatore.

Il transistor da noi impiegato è collegato in configurazione a base comune di cui riportiamo di seguito le caratteristiche di uscita

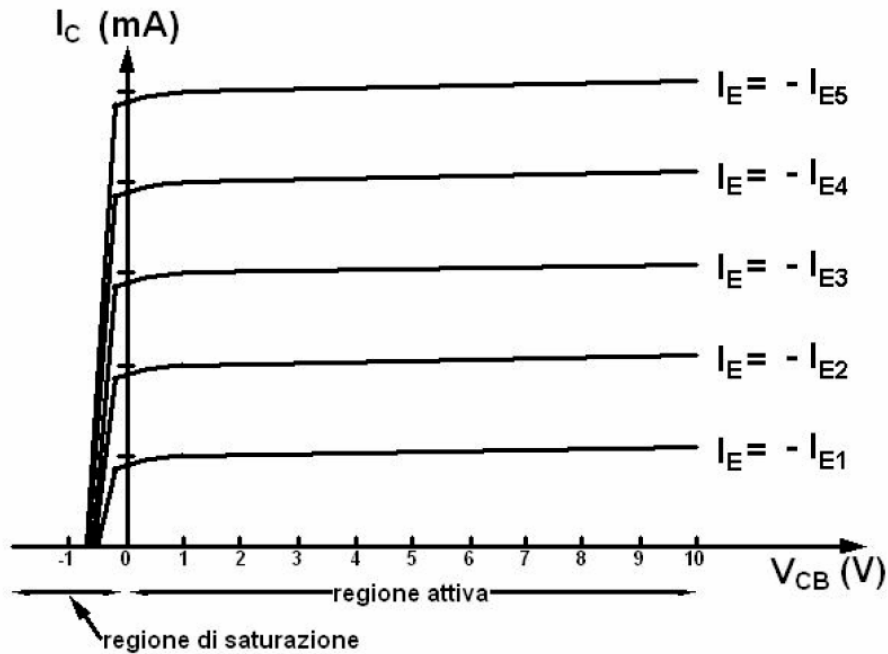
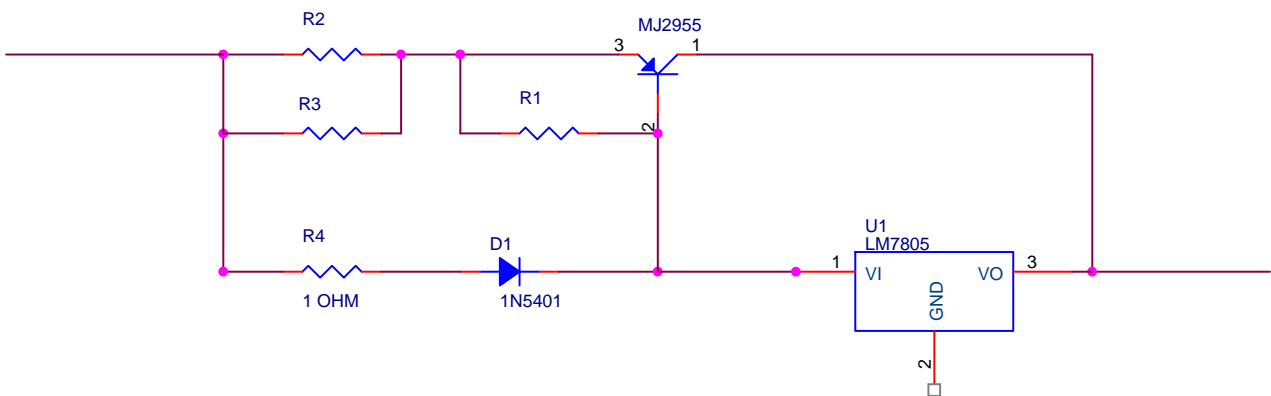


Fig. 2

Regione attiva: la corrente di collettore I_C è pressoché indipendente dalla tensione tra collettore e base V_{CB} , ma dipende esclusivamente dalla corrente di emettitore I_E . In effetti, le due correnti I_C e I_E sono in modulo quasi uguali, ma di segno opposto. Se si assume valida la convenzione secondo cui, come verso positivo per le correnti, si considera quello entrante nel transistor. Il rapporto α tra le due variazioni di correnti, per tensione V_{CB} costante, $\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E$ per $V_{CB} = \text{cost}$ (2) è compreso tra 0.95 e 0.99. Si comprende adesso meglio l'utilità del BJT.



Poiché la tensione fra base e collettore (pari alla tensione ai capi del regolatore) può variare lasciando inalterata la corrente il transistor bilancerà automaticamente le variazioni di tensione prodotte dal condensatore permettendo alla corrente che passa nel parallelo $R2||R3$ di rimanere costante

COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

...designed for use in general-purpose amplifier and switching applications

FEATURES:

- * Power Dissipation - $P_D = 115W @ T_C = 25^\circ C$
- * DC Current Gain $h_{FE} = 20 \sim 70 @ I_C = 4.0 A$
- * $V_{CE(sat)} = 1.1 V (Max.) @ I_C = 4.0 A, I_B = 400 mA$

MAXIMUM RATINGS

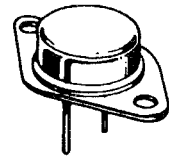
Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CER}	70	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	100	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	7.0	V
Collector Current-Continuous	I_C	15	A
Base Current	I_B	7.0	A
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	115 0.657	W W/ $^\circ C$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	- 65 to +200	$^\circ C$

THERMAL CHARACTERISTICS

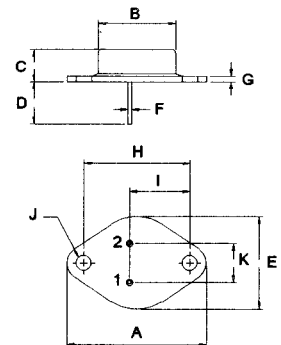
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta jc}$	1.52	$^\circ C/W$

NPN **PNP**
2N3055 **MJ2955**

15 AMPERE
COMPLEMENTARY SILICON
POWER TRANSISTORS
60 VOLTS
115 WATTS



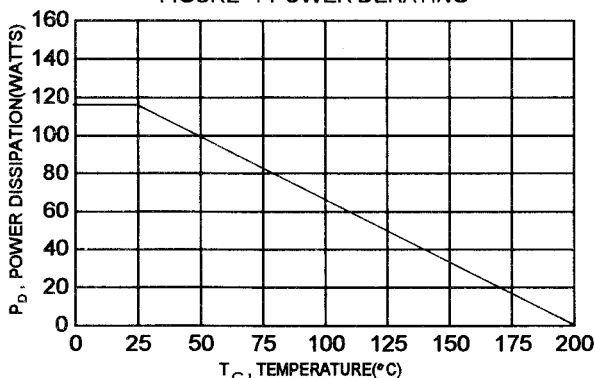
TO-3



PIN 1.BASE
2.EMITTER
COLLECTOR(CASE)

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	38.75	39.96
B	19.28	22.23
C	7.96	9.28
D	11.18	12.19
E	25.20	26.67
F	0.92	1.09
G	1.38	1.62
H	29.90	30.40
I	16.64	17.30
J	3.88	4.36
K	10.67	11.18

FIGURE -1 POWER DERATING



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector - Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 200\text{ mA}$, $I_B = 0$)	$V_{CEO(SUS)}$	60		V
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 200\text{ mA}$, $R_{BE} = 100\text{ Ohms}$)	$V_{CER(SUS)}$	70		V
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ V}$, $I_B = 0$)	I_{CEO}		0.7	mA
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 100\text{ V}$, $V_{BE(off)} = 1.5\text{ V}$) ($V_{CE} = 100\text{ V}$, $V_{BE(off)} = 1.5\text{ V}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	I_{CEX}		1.0 5.0	mA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 7.0\text{ V}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}		5.0	mA

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_C = 4.0\text{ A}$, $V_{CE} = 4.0\text{ V}$) ($I_C = 10\text{ A}$, $V_{CE} = 4.0\text{ V}$)	hFE	20 5.0	70	
Collector - Emitter Saturation Voltage ($I_C = 4.0\text{ A}$, $I_B = 0.4\text{ A}$) ($I_C = 10\text{ A}$, $I_B = 3.3\text{ A}$)	$V_{CE(sat)}$		1.1 3.0	V
Base - Emitter On Voltage ($I_C = 4.0\text{ A}$, $V_{CE} = 4.0\text{ V}$)	$V_{BE(on)}$		1.5	V

DYNAMIC CHARACTERISTICS

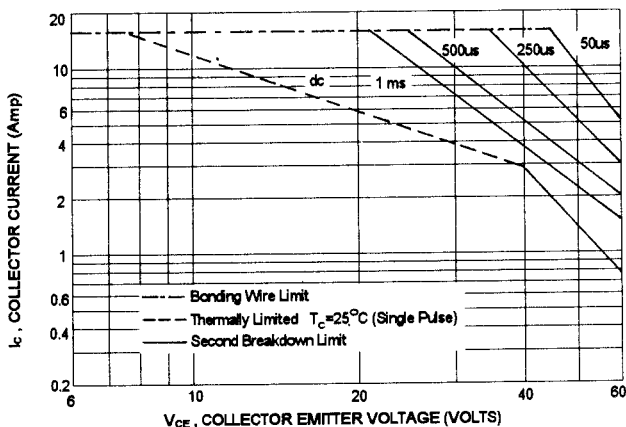
Current Gain - Bandwidth Product (2) ($I_C = 500\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	f_T	2.5		MHz
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0\text{ A}$, $V_{CE} = 4.0\text{ V}$, $f = 1\text{ KHz}$)	h_{fe}	15	120	

(1) Pulse Test: Pulse width = $300\text{ }\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

(2) $f_T = |h_{re}| \cdot f_{test}$

2N3055,MJ2955

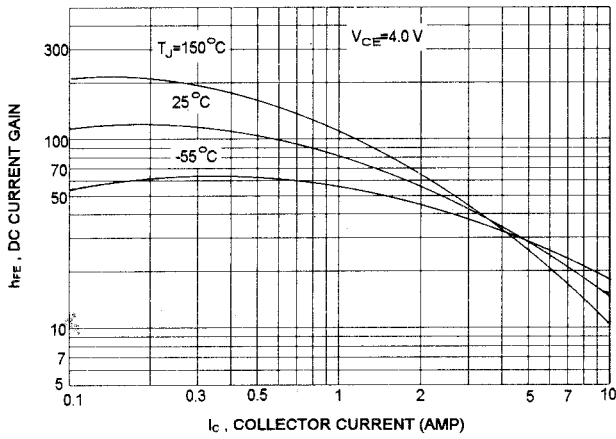
ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA(SOA)



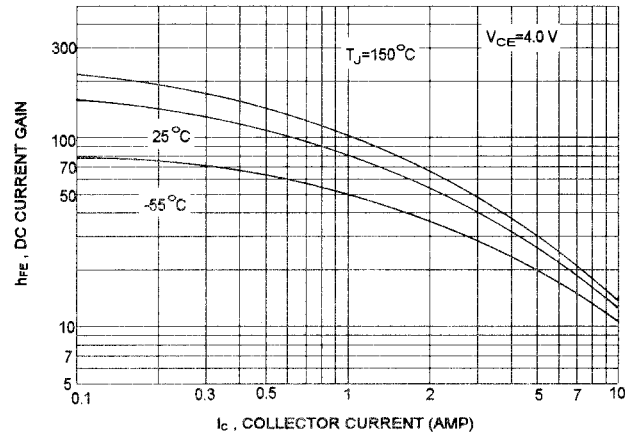
There are two limitation on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than curves indicate.

The data of SOA curve is base on $T_{J(PK)}=200^\circ\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(PK)} \leq 200^\circ\text{C}$. At high case temperatures, thermal limitation will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

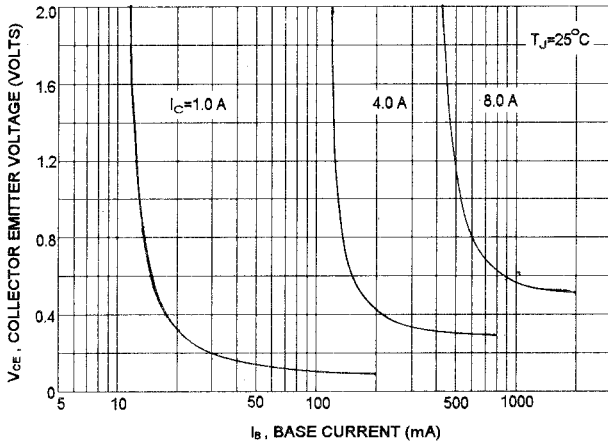
NPN 2N3055
DC CURRENT GAIN



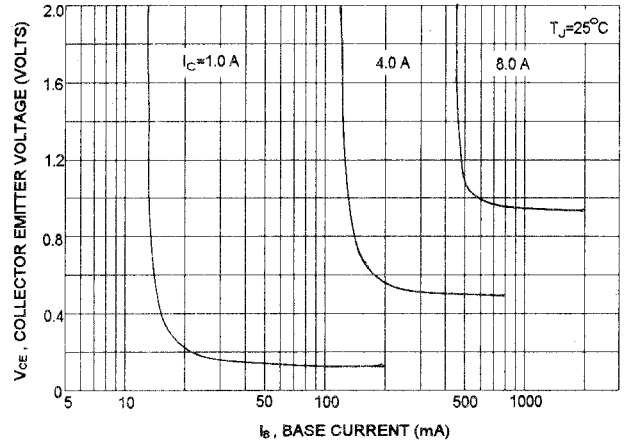
PNP MJ2955
DC CURRENT GAIN



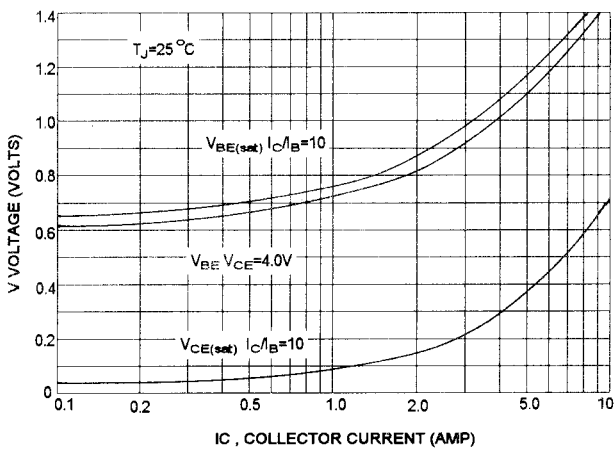
COLLECTOR SATURATION REGION



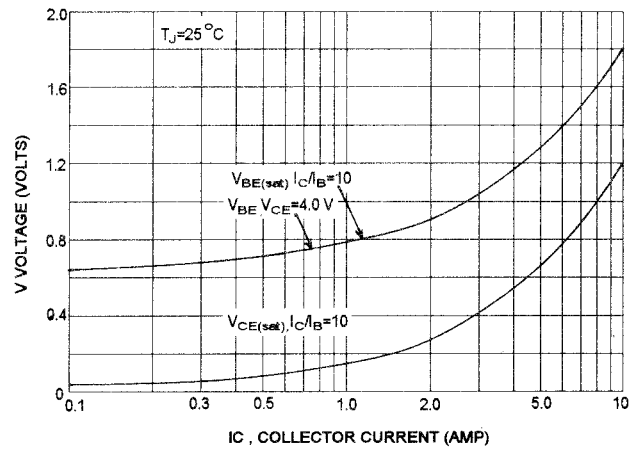
COLLECTOR SATURATION REGION



"ON" VOLTAGES



"ON" VOLTAGES



This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.