

Capitolo 3 –I circuiti a transistori

Prima di iniziare questo argomento dobbiamo osservare che, essendo il testo un manuale di lavoro su di una materia molto vasta, gli argomenti non possono essere sviluppati più di tanto; per eventuali approfondimenti nello studio dei transistori si suggerisce la lettura dei DATABOOKS delle case costruttrici italiane e straniere.

3.1 Breve descrizione del componente

Il transistor bipolare, che viene integrato in migliaia di esemplari all'interno dei microcircuiti utilizzati nei computer, è sovente impiegato, come singolo elemento, per l'espletamento di fondamentali funzioni, sia nell'ambito della costruzione delle schede per calcolatori, sia per lo sviluppo dei progetti di elettronica analogica e digitale.

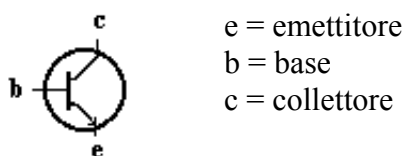
Nel presente capitolo tratteremo del dimensionamento dei circuiti annessi al transistor senza addentrarci nella filosofia del funzionamento intrinseco che utilizza la teoria dei circuiti equivalenti ed i parametri ibridi. Affronteremo i calcoli per la determinazione della circuitazione collegata ai transistori con semplici formule approssimate che conducono a buoni riscontri tra variabili calcolate e variabili misurate sperimentalmente; tutto ciò partendo dal presupposto che se gli stessi calcoli venissero svolti in modo canonico porterebbero comunque a risultati approssimati, date le tolleranze sui numerosi parametri ibridi coinvolti nella computazione.

I transistor sono divisi in due classi caratteristiche in dipendenza del tipo di costruzione delle giunzioni a semiconduttore:

- a) giunzioni NPN che caratterizzano il transistor all'impiego con tensioni continue positive tra collettore ed emettitore e tra base ed emettitore.
- b) giunzioni PNP che caratterizzano il transistor all'impiego con tensioni continue negative tra collettore ed emettitore e tra base ed emettitore.

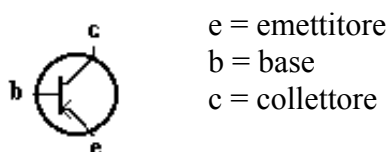
Il transistor il cui simbolo grafico è sotto riportato per un transistor NPN è caratterizzato da tre connessioni elettriche i cui nomi sono:

figura 3.1



Il transistor il cui simbolo grafico è sotto riportato per un transistor PNP è caratterizzato da tre connessioni elettriche i cui nomi sono:

figura 3.2



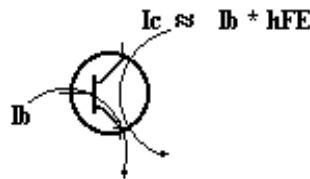
I transistori sono fondamentalmente i più semplici amplificatori elettronici di corrente che la tecnologia abbia messo a disposizione dei progettisti. Amplificatori di corrente che facilmente sono trasformabili in amplificatori di tensione.

La legge di amplificazione di corrente di un transistor è illustrata in figura 3.3; in figura si osserva come la corrente di collettore I_c , circolante nella giunzione collettore-emettitore, sia circa h_{FE} volte la corrente di base I_b circolante nella giunzione base-emettitore:

$$I_c \approx I_b * h_{FE}$$

dove h_{FE} è il guadagno in corrente continua del transistor.

figura 3.3



Questi componenti sono utilizzabili come:

- 1) commutatori
 - 2) invertitori di segno
 - 3) traslatori di livello
 - 4) ripetitori
 - 5) invertitori di fase
 - 6) amplificatori
 - 7) alimentatori
 - 8) limitatori di corrente
 - 9) oscillatori
- ecc...

Generalmente il collegamento alla base porta al transistor la corrente necessaria, sia per il comando del circuito, sia per l'eventuale amplificazione della corrente iniettata nella base stessa.

Il collegamento con il collettore consente di prelevare, sia l'eventuale comando proveniente dalla base, sia la corrente di base amplificata.

Il collegamento all'emettitore consente di chiudere, sia l'anello di pilotaggio sulla base, mediante la giunzione base-emettitore, sia l'anello di prelievo della corrente di collettore mediante la giunzione collettore-emettitore.

I transistori possono lavorare in due modi diversi in dipendenza del tipo di applicazioni a cui sono destinati:

- a) In modo lineare, per amplificatori, accoppiatori, ecc.
- b) In saturazione, per dispositivi logici o di commutazione.

Si ha il funzionamento lineare quando la corrente di collettore è proporzionale alla corrente di base; si ha il funzionamento in saturazione quando, grazie alla circuitazione esterna al transistor, la corrente di collettore non incrementa più con l'incrementare della corrente di base.

L'utilizzo del transistor per la progettazione necessita la conoscenza di una serie di caratteristiche costruttive quali tra le più significative:

- 1) tensione massima di lavoro applicabile tra collettore e base (simbolo V_{cbo})
-la V_{cbo} non deve mai essere superata pena la distruzione del transistor-

- 2) tensione massima di lavoro applicabile tra collettore ed emettitore (simbolo **V_{ceo}**)
-la V_{ceo} non deve mai essere superata pena la distruzione del transistor-
- 3) tensione massima di lavoro applicabile tra emettitore e base (simbolo **V_{ebo}**)
-la V_{ebo} non deve mai essere superata pena la distruzione del transistor-
- 4) corrente di lavoro collettore emettitore (simbolo **I_c**)
-la I_c deve essere commisurata onde evitare di eccedere la massima potenza dissipabile del transistor
- 5) corrente di lavoro dell'emettitore (simbolo **I_e**)
- 6) tensione di saturazione tra collettore ed emettitore (simbolo **V_{ce (sat)}**)
- la V_{ce(sat)} è la minima tensione necessaria tra collettore ed emettitore per consentire il passaggio della corrente I_c attraverso il transistor-
- 7) potenza massima dissipabile a temperatura ambiente (simbolo **P**)
- il valore di P non deve mai essere superato pena la distruzione del transistor
- 8) guadagno di corrente in c.c. (rapporto: corrente collettore/corrente di base) (simbolo **h_{FE}**)
- 9) guadagno di corrente in c.a. (rapporto: corrente collettore/corrente di base) (simbolo **h_{fe}**)
- 10) conduttanza della giunzione collettore-emettitore (simbolo **h_{oe}**)
- 11) tensione base-emettitore (simbolo **V_{be}**)
- 12) resistenza di emettitore R_e
- 13) resistenza di collettore R_c
- 14) resistenza di base R_b

Le caratteristiche dei transistori presentano una sensibile dispersione dei loro valori a seguito delle problematiche costruttive; i fornitori indicano, per ciascun tipo di transistor, i valori massimi, i valori minimi o i valori tipici di produzione che il progettista elettronico deve opportunamente interpretare e valutare.

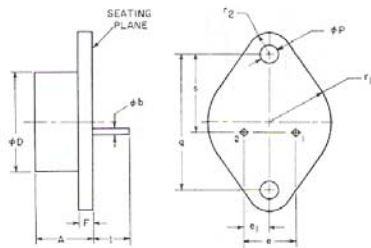
Altre caratteristiche importanti, espresse da grafici particolari, saranno prese in esame al momento del loro utilizzo in fase di progettazione.

Nel prosieguo del testo e, quando possibile, nelle fasi di dimensionamento dei diversi componenti necessari ai circuiti a transistori, adotteremo un criterio di arrotondamento sui valori calcolati dei componenti, al fine di consentirne la reperibilità nell'ambito delle serie di normale produzione. Soltanto in casi particolari si dovranno cercare in serie speciali o assemblare valori di componenti per ottenere le precisioni richieste dal progetto.

3.1.1 I contenitori dei transistori

I transistori sono costruiti in diverse tipologie di contenitori sulla base delle potenze che possono essere dissipate dall'involucro; una serie di formati con sigle e dimensioni sono riportati:

DIMENSIONAL OUTLINE FOR JEDEC TO-3

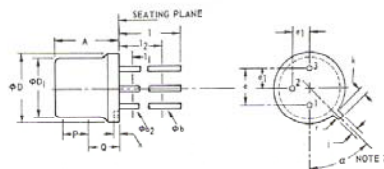


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.250	.453	6.35	11.43	
ϕb	.038	.343	.97	8.69	2
ϕD		.875		22.23	
e	.420	.445	10.67	11.18	
e_1	.205	.225	5.21	5.72	
F		.335		8.43	
l	.312		7.92		2
ϕP	.151	.161	3.84	4.09	
q	1.177	1.317	29.50	33.40	
r1		.525		13.34	
r2		.350		8.89	
w	.655	.675	16.64	17.15	1

- NOTES:
1. These dimensions should be measured at points 0.050 in. (1.27 MM) to 0.055 in. (1.40 MM) below seating plane. When gage is not used, measurement will be made at seating plane.
 2. Two leads.

92CS-16222

DIMENSIONAL OUTLINE FOR JEDEC TO-5

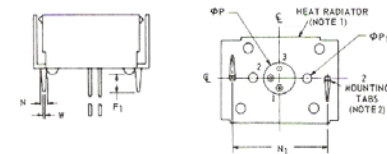
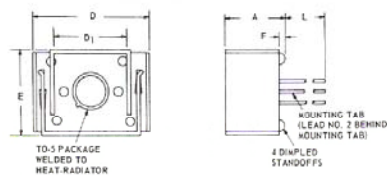


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.740	.760	18.80	19.30	
ϕb	.016	.021	.406	.533	2
ϕb_2	.016	.019	.406	.483	2
ϕD	.335	.370	8.51	9.40	
ϕD_1	.365	.335	7.75	8.51	
e	.200 T.P.		5.08 T.P.		4,5
e_1	.160 T.P.		2.54 T.P.		5
h	.009	.125	.229	3.18	5
i	.028	.034	.711	.864	5
k	.020	.045	.737	1.14	2
l	1.500		38.10		2
l1		.050		1.27	2
l2	.250		6.35		2
o	.100		2.54		1
P					6
r		.037		.179	
a	.459 T.P.			5.7	

- NOTES:
1. This zone is controlled for automatic handling. The variation in actual diameter within the zone shall not exceed 0.010 in. (0.254 MM).
 2. (Three leads) ϕb_2 applies between l1 and l2. ϕb applies between l2 and 1.5 in. (38.10 MM) from seating plane. Diameter is uncontrolled in l1 and beyond 1.5 in. (38.10 MM) from seating plane.
 3. Measured from maximum diameter of the actual device.
 4. Leads having maximum diameter 0.019 in. (0.483 MM) measured in gaging plane 0.054 in. (1.37 MM) \pm 0.001 in. (0.25 MM) - 0.000 in. (0.000 MM) below the seating plane of the device shall be within 0.007 in. (0.178 MM) of their true positions relative to the maximum-width tab.
 5. The device may be measured by direct methods or by the gage and gaging procedure described on gage drawing GS-1.
 6. Details of outline in this zone optional.
 7. Tab centerline.

92SS-1821

DIMENSIONAL OUTLINE FOR JEDEC TO-5 WITH HEAT RADIATOR



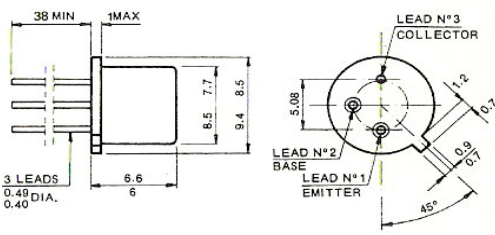
SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A		.430		10.93	
D	1.255	1.230	31.63	31.27	
D1	.745	.755	18.923	19.177	
E	.875	.905	22.22	22.99	
F	.040	.055	1.02	1.40	
F1	.370	.225	4.32	5.72	
L	1.410		35.81		
ϕP	.295	.305	7.493	7.747	
ϕP_1	.093	.095	2.362	2.413	
N	.048	.042	1.21	1.57	
N1	.995	1.002	25.349	25.450	3
W	.045	.052	1.219	1.320	

- NOTES:
1. 0.035 C.R.S., finish-electroless nickel plate
 2. Recommended hole size for printed-circuit board is 0.070 dia.
 3. Measured at bottom of heat-radiator

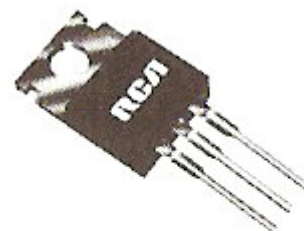
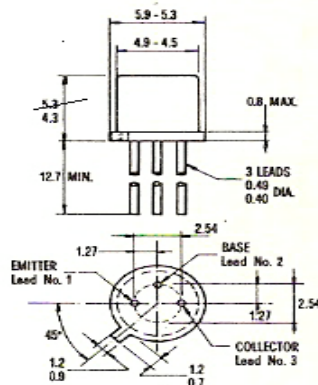
92SS-25482

PHYSICAL DIMENSIONS in accordance with JEDEC TO-18 outline

PHYSICAL DIMENSIONS Similar to JEDEC TO-5 outline



Note: all dimensions in mm.



TO-220 AB

3.2 Il semplice circuito di commutazione

Una delle più semplici applicazioni del transistor in saturazione si configura con la realizzazione di un circuito di commutazione in grado di accendere una lampada ad incandescenza a comando di una piccola tensione fornibile da un dispositivo esterno.

Dati della lampada: alimentazione in corrente continua

tensione di lavoro = + 28V

corrente di lavoro = 0.1 A

resistenza a caldo = 280 ohm

Dati del generatore di comando: generatore di corrente continua

tensione del generatore + 5 V

resistenza del generatore < 100 ohm

Dai dati della lampada e del generatore di comando si evince:

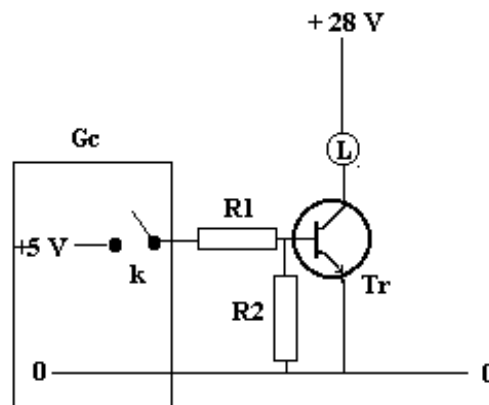
- La funzione di commutatore deve essere affidata ad un transistor NPN in grado di lavorare in saturazione con tensioni positive.
- Il transistor deve avere una tensione di lavoro $V_{ce0} \gg 28V$.
- Il transistor deve poter sostenere una corrente di lavoro $> 0.1 A$
- Il transistor deve avere una tensione di saturazione $< 2 V$ (pari al 7% di 28V) per $I_c = 100 mA$
- Il transistor deve poter comandare l'accensione della lampada con una corrente di base "I_b" di molto inferiore a $5V/100 = 50 mA$

Il circuito commutatore è costruito secondo lo schema elettrico di figura 3.4:

Dalla figura si osservano i componenti circuitali e si definiscono le loro funzioni:

- Tr transistor commutatore
- L lampada utilizzatore
- R1 resistenza per comando base di Tr
- R2 resistenza per chiusura base in assenza di comando
- Gc generatore di comando
- k commutatore facente parte del generatore di comando

figura 3.4



Il funzionamento del circuito è elementare: quando k è aperto, la base di Tr non riceve corrente dall'esterno e di conseguenza anche la corrente di collettore è interdetta e la lampada L risulta spenta; quando k viene chiuso, la corrente del generatore Gc, attraverso R1, scorre nella giunzione base-emettitore e provoca il passaggio di corrente nella lampada L, attraverso la giunzione collettore-emettitore, con l'accensione di L.

In questo tipo di funzionamento la corrente di collettore è limitata dalla resistenza a caldo di L, data per 280 ohm, e dalla tensione di saturazione di Tr; infatti, data alla base la corrente necessaria per far scorrere la corrente di collettore necessaria all'accensione di L, si forma tra collettore ed emettitore una tensione minima di funzionamento di Tr (tensione di saturazione), raggiunta la quale, ulteriori incrementi della corrente di base non portano ad incrementi significativi della corrente di collettore.

Sulla base dello schema elettrico procediamo al dimensionamento dei componenti:

Il transistor Tr può essere scelto del tipo 2N1711 che ha le seguenti caratteristiche (si veda figura 3.6)

- **V_{ceo}** = 50 V
Osservazione: V_{ceo} è, come voluto, superiore alla tensione di 28 V richiesta dalla lampada L
- **V_{ce(sat)}** = 1.5 V max per I_{cmax} = 150 mA
Osservazione: Essendo V_{ce(sat)} al massimo uguale a 1.5V sottrae alla lampada soltanto il 5% della tensione di alimentazione
- **P** = 0.8 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°c
Osservazione: Essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 1.5 * 0.1 = 0.15 \text{ W}$$

il transistor lavora in condizioni termiche ottimali.

- **h_{FE}** = 100 guadagno di corrente minimo
Osservazione: Essendo
 $h_{FE} = I_c / I_b$ per I_c = 100 mA sarà

$$I_b = 100\text{mA}/100 = 1 \text{ mA},$$

valore almeno da raddoppiare, per sicurezza, per portare il transistor in saturazione ($I_b = 2 \text{ mA}$)

- $V_{be} = 0.7 \text{ V}$ tensione di funzionamento della base del transistor
Osservazione: del valore della V_{be} si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R_1

Il resistore R_1 , che limita la corrente di base, deve essere dimensionato come segue:

Al generatore G_c , che fornisce una tensione di 5 V , è richiesta una corrente di 2 mA pertanto sarà

$$R_1 = (5 - V_{be}) / 2\text{mA} = 2150 \text{ ohm (arrotondato a } 2200 \text{ ohm)}$$

Il valore assegnato ad R_1 rappresenta un carico trascurabile per la resistenza di $G_c = 100 \text{ ohm}$.

Il resistore R_2 , che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:

Essendo $I_b = 2 \text{ mA}$, accettando una riduzione di I_b di circa il 2%, potrà essere

$$R_2 = V_{be} / (I_b * 2 / 100) = 17500 \text{ ohm (arrotondato a } 18000 \text{ ohm)}$$

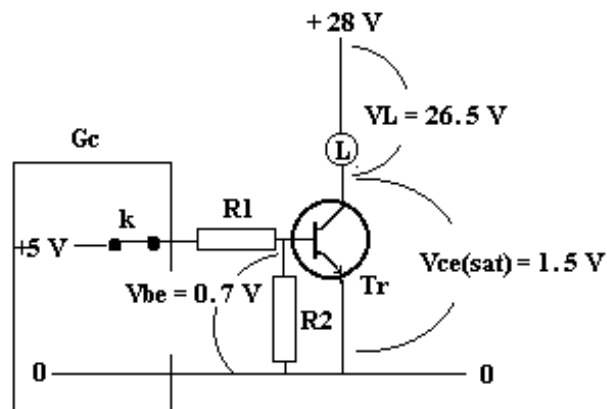
Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di 3.4 con k chiuso; i dati indicativi* di tensione, misurabili con un voltmetro in c.c. a 100K ohm/volt , sono riportati in figura 3.5.

figura 3.5

*I valori riportati in figura 3.5 sono dichiarati "indicativi" dato che la dispersione dei parametri del transistor, h_{FE} ; V_{be} ; $V_{ce(sat)}$,



non consente il calcolo esatto delle tensioni in gioco; ciò non incide però sul funzionamento del sistema in quanto il valore di R_1 è stato calcolato per il doppio della corrente necessaria alla base e per il minimo valore di h_{FE} dato dal costruttore.

Quanto detto non deve sconcertare il lettore dato che i valori rilevati in via sperimentale, anche se diversi da quelli di figura 3.5 nell'ordine del $\pm 10\%$, sono comunque rappresentativi del corretto funzionamento del circuito.

L'incertezza tra i dati calcolati e dati misurati in via sperimentale si manifesta prevalentemente per circuiti in cui i transistori non sono dotati di anelli di controreazione**;

quest'ultimi è possibile, come avremo modo di vedere, ottenere rilievi sperimentali più coerenti con i dati progettuali.

** Un anello di controreazione è un circuito ausiliario che retrocede, in serie alla tensione d'ingresso, una frazione della tensione d'uscita per ottenere dall'amplificatore alcune caratteristiche particolari. Per la teoria connessa a questa problematica si veda appendice A1.

In figura 3.6 sono riportate le caratteristiche elettriche del transistor 2N1711 fornite dal costruttore

NPN diffused silicon
planar transistors

2N1711

Switches and universal amplifiers

The 2N1613 and 2N1711 are NPN double-diffused silicon Planar transistors designed for use in high performance amplifier, oscillator and switching circuits. The 2N1711 is also used to advantage in amplifiers where low noise is an important factor. These transistors provide useful current gain from the microampere region up to 500mA and have the many desirable advantages of the Planar structure and diffusion techniques.

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

Symbol	Characteristic and test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
h_{FE}	DC Current Gain *					
h_{fe}	High Frequency Current Gain *					
NF	Noise Figure *					
V_{BEsat}	Base Saturation Voltage (5) $I_C = 150\text{mA}$ $I_B = 15\text{mA}$	0.95	1.3		V	
V_{CEsat}	Collector Saturation Voltage (5) $I_C = 150\text{mA}$ $I_B = 15\text{mA}$					
C_{ob}	Output Capacitance $I_E = 0$ $V_{CB} = 10\text{V}$	2N 1613	0.6	1.5		pF
		2N 1711	0.5	1.5		pF
C_{TE}	Emitter Transition Capacitance $I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5\text{V}$		50	80		pF
I_{CBO}	Collector Cutoff Current $I_E = 0$ $V_{CB} = 60\text{V}$ $T_A = 150^\circ\text{C}$	0.3	10		m μA	
I_{EBO}	Emitter Cutoff Current $I_C = 0$ $V_{EB} = 60\text{V}$ $T_A = 150^\circ\text{C}$	0.4	10		μA	
$BVCBO$	Collector to Base Breakdown Voltage $I_C = 0.1\text{mA}$ $I_E = 0$	75			V	
$V_{CE(sat)}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5) $I_C = 100\text{mA}$ (pulsed) $R_{\theta E} < 10^\circ\text{C}$	50			V	
$BVEBO$	Emitter to Base Breakdown Voltage $I_C = 0$ $I_E = 0.1\text{mA}$	7			V	
I_{EBO}	Emitter Current $I_C = 0$ $V_{EB} = 5\text{V}$	2N 1613	0.05	10		m μA
		2N 1711	0.05	5		m μA

* For these parameters, see table on next page.

NOTES:

- 1) These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- 3) These ratings give a maximum junction temperature of 200°C and junction-to-case thermal resistance of 58.3°C/W (derating factor of $17.2\text{ mW}/^\circ\text{C}$). Junction-to-ambient thermal resistance of 219°C/W (derating factor of $4.56\text{ mW}/^\circ\text{C}$).
- 4) Rating refers to a high current point where collector-to-emitter voltage is lowest.
- 5) Pulse Conditions: length: 300 μs ; duty cycle: $\leq 2\%$.
- 6) $f = 1000\text{ cps}$; $R_{\theta C} = 510^\circ\text{C}$; 1 cycle bandwidth.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1) ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Voltages

Collector to Base	V_{CBO}	75 V
Collector to Emitter ($R_{\theta E} \leq 10^\circ\text{C}$) (4)	V_{CE}	50 V
Emitter to Base	V_{EBO}	7 V

Temperatures

Storage Temperature	T_{STG}	-65°C to 300°C
Operating Junction Temperature	T_J	200°C Max

Power (2 and 3)

Dissipation at 25°C Case Temperature	P_D	3 W
Dissipation at 100°C Case Temperature	P_D	1.7 W
Dissipation at 25°C Ambient Temperature	P_D	0.8 W

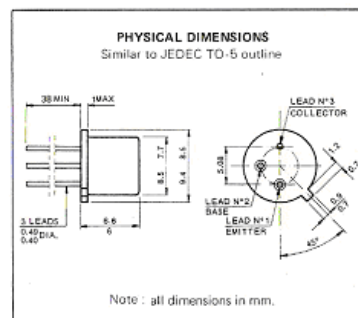


figura 3.6

3.2.1 Osservazione generale

Nell'esercizio precedente abbiamo scelto il transistor 2N1711 dato che le sue caratteristiche si adattavano al circuito da realizzare; altri tipi di transistori possono sostituire il 2N1711 nello schema di figura 3.4 purché questi componenti abbiano caratteristiche uguali o migliori. Facciamo un esempio: potrà sostituire il 2N1711 nello schema citato un transistor che abbia

- **V_{ceo}** minima: uguale o superiore a 50 V
- **V_{ce(sat)}** massima: uguale od inferiore a 1.5 V per $I_{cmax} = 150$ mA
- **P** minima: uguale o superiore a 0.8 W
- **h_{FE}** minimo: uguale o maggiore di 100

Questa osservazione è da ritenersi valida per tutte le applicazioni con transistori, sia che le caratteristiche selezionate siano soltanto quelle sopra menzionate, sia che le caratteristiche siano più numerose di quelle ora selezionate, come ad esempio se oltre a V_{ceo} ; $V_{ce(sat)}$; P ; h_{FE} debbano essere considerate anche h_{fe} (guadagno di corrente in c.a); NF (figura di rumore); C_{ob} (capacità d'uscita) ed altre ancora.

Nel caso in cui sia necessario realizzare un circuito di commutazione alimentato con tensione negativa di -28 V, invece che con tensione positiva di $+28$ V, sarà sufficiente impiegare un transistor PNP invece di NPN purché questo nuovo elemento abbia caratteristiche simili al precedente ad esempio:

- **V_{ceo}** minima: uguale o superiore a - 50 V
- **V_{ce(sat)}** massima: uguale od inferiore a -1.5 V per $I_{cmax} = 150$ mA
- **P** minima: uguale o superiore a 0.8 W
- **h_{FE}** minimo: uguale o maggiore di 100

Nell'applicazione dei transistori nei circuiti di commutazione sovente è necessario prendere in considerazione, sia la velocità di risposta della commutazione che la potenza del carico da commutare. Per soddisfare queste esigenze di progetto viene esaminato un caso particolare nel paragrafo 3.2.2.

3.2.2 Un circuito di commutazione veloce di potenza

Una delle applicazioni per commutazione veloce di potenza si configura con la realizzazione di un circuito in grado di trasferire un impulso di tensione ad un carico resistivo a comando di un impulso di tensione fornibile da un dispositivo esterno.

Dati del carico esterno: alimentazione in corrente continua

tensione di lavoro = + 80V

corrente di lavoro = 2 A

resistenza di carico = 40 ohm

potenza richiesta = 160 W

risposta all'impulso esterno inferiore a 2 μ Sec.

Dati del generatore di comando Gi : generatore di impulsi

tensione del generatore + 10 V

resistenza del generatore < 10 ohm

durata impulso: in base alle necessità

Dai dati del carico e del generatore di comando si evince:

- La funzione di commutatore deve essere affidata ad un transistor NPN di potenza in grado di lavorare in saturazione con tensioni positive.
- Il transistor deve avere una tensione di lavoro $V_{ce0} > 80V$ ed una risposta $t_{on} < 2 \mu Sec$
- Il transistor deve poter sostenere una corrente di lavoro $> 2 A$
- Il transistor deve avere una tensione di saturazione $< 2 V$ (pari al 2% di 80V) per $I_c = 2A$
- Il transistor deve poter comandare il trasferimento dell'impulso sul carico con una corrente di base " I_b " inferiore a $10V/10ohm = 1 A$

Il circuito commutatore è costruito secondo lo schema elettrico di figura 3.4/a:

Dalla figura si osservano i componenti circuitali e si definiscono le loro funzioni:

- Tr transistor commutatore
- RL resistenza di carico
- R1 resistenza per comando base di Tr
- R2 resistenza per chiusura base in assenza di comando

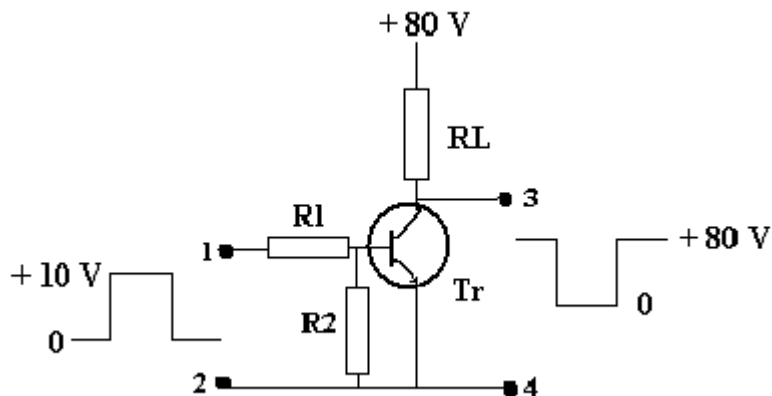


figura 3.4/a

Il funzionamento del circuito è semplice: quando l'impulso è assente, la base di Tr non riceve corrente dall'esterno e di conseguenza anche la corrente di collettore è interdetta e la resistenza di carico RL non riceve potenza; quando l'impulso è presente, attraverso R1, scorre corrente nella giunzione base-emettitore e provoca il passaggio di corrente nel carico RL attraverso la giunzione collettore-emettitore.

In questo tipo di funzionamento la corrente di collettore è limitata dalla resistenza di carico RL e dalla tensione di saturazione di Tr; infatti, data alla base l'impulso di corrente necessario per far scorrere la corrente di collettore, si forma tra collettore ed emettitore una tensione minima di funzionamento di Tr, detta tensione di saturazione, raggiunta la quale ulteriori incrementi della corrente di base non portano ad incrementi significativi della corrente di collettore.

L'impulso su RL si genera dopo pochi microsecondi dall'applicazione del comando sulla base.

Sulla base dello schema elettrico procediamo al dimensionamento dei componenti:

Il transistor Tr, di potenza, può essere scelto del tipo BDY90 che ha le seguenti caratteristiche (si veda figura 3.6/a):

- **V_{ceo} = 100 V**
Osservazione: V_{ceo} è, come voluto, superiore alla tensione di 80 V richiesta dal carico RL
- **V_{ce(sat)} = 0.5 V max per I_c = 5A e I_b = 0.5 A**
Osservazione: Essendo V_{ce(sat)} al massimo uguale a 0.5V sottrae al carico meno dell' 1% della tensione di alimentazione
- **P = 3 W** potenza dissipabile in continuità a temperatura ambiente di 25°C
Osservazione: Essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 0.5 * 2 = 1 \text{ W}$$

il transistor può lavorare in condizioni termiche ottimali, senza necessità di superfici radianti ausiliarie, per qualsiasi durata dell'impulso.

- **h_{FE} = 30** guadagno di corrente minimo
Osservazione: Essendo
$$h_{FE} = I_c / I_b \text{ per } I_c = 2A \text{ sarà}$$
$$I_b = 2A / 30 = 66 \text{ mA,}$$

valore almeno da raddoppiare, per sicurezza, per portare il transistor in saturazione (I_b = 130 mA)
- **t_{on} = 0.35 μ Sec. Max**
Osservazione: il valore di t_{on} è nettamente inferiore al valore richiesto del tempo di risposta richiesto pari a 2 μ Sec.
- **V_{be} = 0.7 V** tensione di funzionamento della base del transistor
Osservazione: del valore della V_{be} si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R1

Il resistore R1, che limita la corrente di base, deve essere dimensionato come segue:

Al generatore, che fornisce un impulso di tensione di 10 V, è richiesta una corrente di 130 mA pertanto sarà

$$R1 = (10 - V_{be}) / 130 \text{ mA} = 71.5 \text{ ohm (arrotondato a 68 ohm)}$$

Il valore assegnato ad R1 rappresenta un carico trascurabile per la resistenza di $G_i = 10 \text{ ohm}$.

Il resistore R2, che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:

Essendo $I_b = 130 \text{ mA}$ accettando una riduzione di I_b di circa il 2 %, potrà essere

$$R2 = V_{be} / (I_b * 2 / 100) = 270 \text{ ohm}$$

Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta:

Potenza impulsiva dissipata su RL

$$P_{RL} = 80 \text{ V} * 2 \text{ A} = 160 \text{ W}$$

Potenza impulsiva dissipata su R1

$$P_{R1} = 10 \text{ V} * 0.13 \text{ A} = 1.3 \text{ W}$$

Potenza impulsiva dissipata su R2

$$P_{R2} = (0.7 \text{ V})^2 / 270 \text{ ohm} < 1/4 \text{ W}$$

figura 3.6/a

BDY 90

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current ($I_E = 0$)	$V_{CE} = V_{CBO}$			1	mA
I_{CEV}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -1.5V$)	$V_{CE} = V_{CEV}$ $T_{case} = 150\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{CE} = V_{CEV}$			1 3	mA mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 6\text{ V}$			1	mA
$V_{CE0(sus)}^*$	Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 100\text{ mA}$	100			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-emitter Saturation Voltage	$I_C = 5\text{ A}$ $I_B = 0.5\text{ A}$ $I_C = 10\text{ A}$ $I_B = 1\text{ A}$			0.5 1.5	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Base-emitter Saturation Voltage	$I_C = 5\text{ A}$ $I_B = 0.5\text{ A}$ $I_C = 10\text{ A}$ $I_B = 1\text{ A}$			1.2 1.5	V V
h_{FE}^*	DC Current Gain	$I_C = 1\text{ A}$ $V_{CE} = 2\text{ V}$ $I_C = 5\text{ A}$ $V_{CE} = 5\text{ V}$ $I_C = 10\text{ A}$ $V_{CE} = 5\text{ V}$	30 30 20		120	
f_t	Transition-Frequency	$I_C = 0.5\text{ A}$ $V_{CE} = 5\text{ V}$ $f = 5\text{ MHz}$		70		MHz
t_{on}	Turn-on Time	$I_C = 5\text{ A}$ $I_{B1} = 0.5\text{ A}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$			0.35	μs
t_s	Storage Time	$I_C = 5\text{ A}$ $I_{B1} = -I_{B2} = 0.5\text{ A}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$			1.3	μs
t_f	Fall Time				0.2	μs

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

3.3 Il circuito di commutazione con carico induttivo

La progettazione di un circuito di commutazione con carico induttivo, ad esempio la bobina d'eccitazione di un relè, è del tutto simile a quella esaminata al paragrafo 3.2.

Consideriamo il circuito di figura 3.4 ed immaginiamo al posto della lampada L il relè RL con le stesse caratteristiche elettriche:

Dati del relè: alimentazione in corrente continua
 tensione di eccitazione = + 28V
 corrente di eccitazione = 0.1 A
 resistenza della bobina = 280 ohm

e lo stesso generatore Gc

Dati del generatore di comando: generatore di corrente continua
 tensione del generatore + 5 V
 resistenza del generatore < 100 ohm

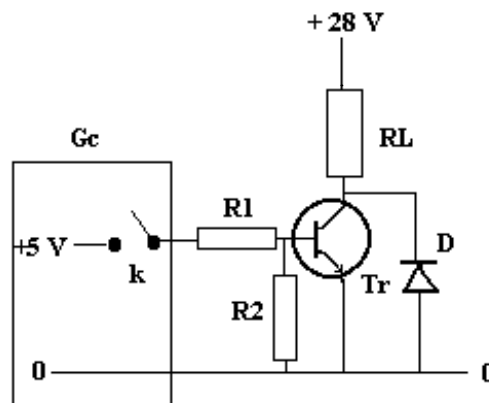
Visto che i dati dell'utilizzatore e del generatore sono identici a quelli riportati nel paragrafo 3.2 anche la scelta del transistor e il dimensionamento di R1 ed R2 sono gli stessi; quindi:

transistore tipo 2N1711
R1 = 2200 ohm
R2 = 18000 ohm

A questo punto è necessario fare attenzione alle caratteristiche del transistor perché sul collettore di questo nuovo circuito è presente un elemento induttivo che all'atto della diseccitazione provoca una extratensione negativa tra collettore ed emettitore che non può essere sostenuta dal transistor; quest'ultimo deve essere protetto mediante un diodo veloce posto a polarità rovesciata tra collettore ed emettitore, il diodo si porta in conduzione in presenza di extratensioni negative superiori a 0.7 V ed impedisce che queste distruggano il transistor. Un diodo tipo 1N4001 è adatto allo scopo.

Il nuovo circuito è riportato in figura 3.7

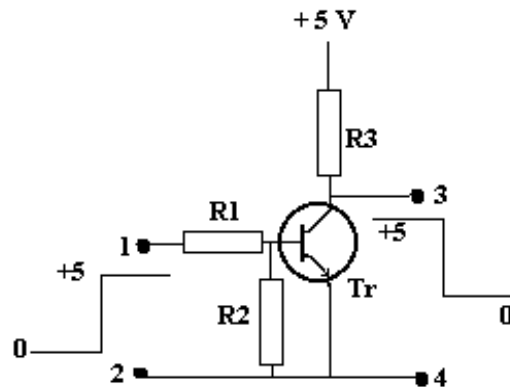
figura 3.7



3.4 Il circuito invertitore di segno

Un circuito invertitore di segno è un dispositivo elettronico in grado di trasformare, ad esempio, un comando logico (da livello 0 a livello +5V) in un comando logico (da livello +5V a livello 0). Questo dispositivo è caratterizzato da una struttura circuitale simile a quella di figura 3.4 nella quale al posto della lampada L viene inserito il resistore R3 così come mostrato in figura 3.8.

figura 3.8



Il comportamento del circuito è il seguente:

- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è zero Tr non conduce ed il livello in uscita (punti 3 e 4) è +5V
- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è +5V Tr conduce ed il livello in uscita (punti 3 e 4) è zero*

* il livello detto zero ai punti 3 e 4 non è tale dato che dipende dalla $V_{ce(sat)}$ come andremo a calcolare.

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti:

Il transistor Tr può essere scelto del tipo $BFY56A$ che ha le seguenti caratteristiche:

- $V_{ceo} = 55 \text{ V}$
Osservazione: V_{ceo} è nettamente superiore alla tensione di 5 V che alimenta il circuito
- $V_{ce(sat)} = 0.05 \text{ V}$ tipici per $I_{cmax} = 10 \text{ mA}$
Osservazione: Essendo $V_{ce(sat)}$ tipico a 0.05V si potrà contare su di un livello "zero" d'uscita molto basso
- $P = 0.8 \text{ W}$ potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C
Osservazione: Essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 0.05 * 0.01 = 0.0005 \text{ W}$$

il transistor lavora in condizioni termiche ottimali.

- $h_{FE} = 50$ guadagno di corrente minimo

Osservazione:
essendo

$$hFE = I_c / I_b \text{ per } I_c = 10 \text{ mA sar\`a}$$

$$I_b = 10 \text{ mA} / 50 = 0.2 \text{ mA}$$

valore almeno da raddoppiare, per sicurezza, per portare il transistoro in saturazione
($I_b = 0.4 \text{ mA}$)

- $V_{be} = 0.7 \text{ V}$ tensione di funzionamento della base del transistoro
Osservazione: del valore della V_{be} si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R_1

Il resistore R_1 , che limita la corrente di base, deve essere dimensionato come segue:

Al generatore G_c , che fornisce una tensione di 5 V , \`e richiesta una corrente di 0.4 mA ; pertanto sar\`a

$$R_1 = (5 - V_{be}) / 0.4 \text{ mA} = 10750 \text{ ohm (arrotondato a } 10000 \text{ ohm)}$$

Il resistore R_2 , che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:

Essendo $I_b = 0.4 \text{ mA}$, accettando una riduzione di I_b di circa il 2% , potr\`a essere

$$R_2 = V_{be} / (I_b * 2 / 100) = 87500 \text{ ohm (arrotondato a } 82000 \text{ ohm)}$$

Il resistore R_3 , che limita la corrente di collettore a 10 mA , deve essere dimensionato come segue:

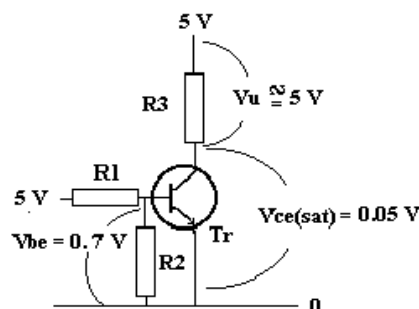
$$R_3 = 5 \text{ V} / 0.01 = 500 \text{ ohm (arrotondato a } 470 \text{ ohm)}$$

Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure pu\`o essere fatta sul circuito di figura 3.8 con livello di $+5 \text{ V}$ applicato all'ingresso; i dati indicativi di tensione, misurabili con un voltmetro in c.c. a 100 K ohm/volt , sono riportati in figura 3.9.

figura 3.9



I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di Tr che sono indicate dal costruttore o come tipiche, massime, o minime. Si pu\`o pertanto scrivere:

$$\text{valori misurati } \approx \pm 10 \% \text{ (valori calcolati)}$$

figura 3.10

NPN diffused silicon
planar transistor

BFY 56A

Amplifier and switch

The BFY 56A is an NPN silicon planar epitaxial transistor designed primarily for amplifier and switching applications over a wide range of voltage and current. This device features a useful beta range from 100 μ A to 500 mA and low saturation voltage permitting switching operation at 1 ampere. High collector-to-emitter voltage allows operation to 55 volts.

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

Symbol	Characteristic and test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
β_{DC}	DC Current Gain (5)				
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	20	50		
	$I_C = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	10	85	130	
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{V}$	40	80	130	
β_{FE}	Base Saturation Voltage (5)				
	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_B = 1 \text{ mA}$	0.48	0.8		V
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_B = 15 \text{ mA}$	0.85	1		V
	$I_C = 5 \text{ A}$ $I_B = 0.1 \text{ A}$	1.3	1.6		V
$V_{CE(sat)}$	Collector Saturation Voltage (5)				
	$I_C = 10 \text{ mA}$ $I_B = 1 \text{ mA}$	0.05			V
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_B = 15 \text{ mA}$	0.13	0.25		V
	$I_C = 5 \text{ A}$ $I_B = 0.1 \text{ A}$	0.65	1		V
I_{CES}	Collector Reverse Current				μA
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$	0.2	30		μA
I_{EBO}	Emitter Reverse Current				μA
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$ (150°C)	0.2	30		μA
$V_{CE(su)}$	Collector to Emitter Breakdown Voltage				V
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{BE} = 0$	85			V
$V_{EBO(su)}$	Emitter to Base Breakdown Voltage				V
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 0$	7			V
$V_{CE(su)}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5)				V
	$I_C = 50 \text{ mA}$ $I_B = 0$	35			V
β_{fs}	Small Signal Current Gain				
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$	80			
β_{in}	Input Resistance				Ω
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$	2			Ω
β_{out}	Output Conductance				mho
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$	8			mho
β_{v}	Voltage Feedback Ratio				10^4
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$	2.1			10^4
β_{in}	Input Resistance				Ω
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$	27			Ω
β_{out}	Output Conductance				mho
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$	0.02			mho
β_{v}	Voltage Feedback Ratio				10^4
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$ $f = 1 \text{ kHz}$	0.5			10^4
β_{in}	High-Freq. Current Gain				
	$I_C = 50 \text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{V}$ $f = 20 \text{ MHz}$	3	4.5		
C_{je}	Emitter Transition Capacitance				μF
	$I_C = 0$ $V_{BE} = 0.5\text{V}$	50	80		μF
C_{cb}	Base-Collector Capacitance				μF
	$I_C = 0$ $V_{CE} = 10\text{V}$	14	25		μF
t_{on}	Turn-On Time (6)				ns
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = 7.5 \text{ mA}$	150	270		ns
t_{off}	Turn-Off Time (6)				ns
	$I_C = 150 \text{ mA}$ $I_{B1} = 7.5 \text{ mA}$ $I_{B2} = 7.5 \text{ mA}$	350	800		ns

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1)
($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Voltages

Collector to Emitter (4)	V_{CE0}	55 V
Collector to Emitter	V_{CES}	85 V
Emitter to Base	V_{EBO}	7 V

Temperatures

Storage Temperature	T_{STG}	-55°C to 200°C
Operating Junction Temperature	T_J	200°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec. time limit)	T_L	260°C

Power (2 - 3)

Disipation at 25°C Case Temperature	P_D	5 W
Disipation at 25°C Ambient Temperature	P_D	0.8 W

PHYSICAL DIMENSIONS
In accordance with JEDEC TO-30 outline

Diagram showing physical dimensions of the BFY 56A transistor. It includes a side view and a top view. Dimensions are given in millimeters. Lead lengths are 2.7 mm for lead 1, 1.5 mm for lead 2, and 1.5 mm for lead 3. The top view shows a circular package with a diameter of 6.35 mm. The collector is internally connected to the center of the package, and the emitter is connected to the outer ring. Lead 1 is the base lead, lead 2 is the collector lead, and lead 3 is the emitter lead.

NOTES:

- 1) These ratings are limiting values above which the availability of any individual semiconductor device may be impaired.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- 3) These ratings give a maximum junction temperature of 200°C and junction-to-case thermal resistance of 35°C/W (dissipating factor of $28.6 \text{ mW/}^\circ\text{C}$), junction-to-ambient thermal resistance of 215°C/W (dissipating factor of $4.67 \text{ mW/}^\circ\text{C}$).
- 4) These ratings refer to a high-current case; when collector-to-emitter voltage is lower. For more information, see 965-AK-1.
- 5) Measured under pulse conditions; pulse length = 100 μs ; duty cycle = 1%.
- 6) See switching circuit for exact values of I_{B1} , I_{B2} and I_{B3} .

3.5 Il circuito traslatore di livello

Il circuito traslatore di livello è utile nei casi in cui, ad esempio, si debba accoppiare una logica a 5V con una logica a 15V.

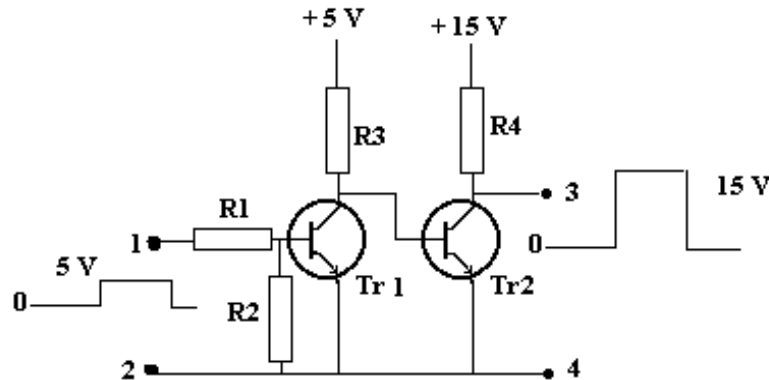
La realizzazione di questo dispositivo richiede l'impiego di due transistori ciascuno collegato come invertitore di segno, così come è mostrato in figura 3.11.

Il comportamento del circuito è il seguente:

- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è zero Tr1 non conduce ed il livello sul collettore è +5V, di conseguenza la base di Tr2 riceve corrente da R3 che porta in saturazione Tr2 stesso e l'uscita del circuito, punti 3 e 4, è a zero.
- quando il livello all'ingresso (punti 1 e 2) è + 5V Tr1 conduce ed il livello sul collettore è 0 V, di conseguenza la base di Tr2 non ricevendo corrente da R3 porta Tr2 stesso a non condurre e di conseguenza il livello d'uscita, ai punti 3 e 4, a + 15V.

figura 3.11

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti:



I transistori Tr1 e Tr2 possono essere del tipo BFY56A avendo le seguenti caratteristiche:

- **V_{ceo}** = 55 V
Osservazione: V_{ceo} è nettamente superiore alla tensione di 15 V che alimenta Tr2
- **V_{ce(sat)}** = 0.05 V tipici per I_{cmax} = 10 mA
Osservazione: Essendo V_{ce(sat)} tipico a 0.05V si potrà contare su di un livello “zero” d'uscita molto basso, sia per la saturazione di Tr1, sia per la saturazione di Tr2
- **P** = 0.8 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C
Osservazione: Essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce(sat)} * I_c = 0.05 * 0.01 = 0.0005 \text{ W}$$

i transistori lavorano in condizioni termiche ottimali.

- **h_{FE}** = 50 guadagno di corrente minimo
Osservazione per Tr1: Essendo

$$h_{FE} = I_c / I_b \text{ per } I_c = 10 \text{ mA sar\`a}$$

$$I_b = 10\text{mA}/50 = 0.2 \text{ mA}$$

valore almeno da raddoppiare per portare il transistor in saturazione ($I_b = 0.4 \text{ mA}$)

Osservazione per Tr2: Essendo

$$h_{FE} = I_c/I_b \text{ per } I_c = 10 \text{ mA} \text{ dovrà essere}$$

$$I_b = 10\text{mA}/50 = 0.2 \text{ mA}$$

valore che, come vedremo, sarà nettamente superato.

- **V_{be} = 0.7 V** tensione di funzionamento della base del transistor
Osservazione: del valore della V_{be} si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R1

Il resistore R1, che limita la corrente di base di Tr1, deve essere dimensionato come segue:

Al generatore G_c, che fornisce una tensione di 5 V, è richiesta una corrente di 0.4 mA; pertanto sarà

$$R1 = (5 - V_{be}) / 0.4\text{mA} = 10750 \text{ ohm (arrotondato a } 10000 \text{ ohm)}$$

Il resistore R2, che in assenza del comando tiene la base a livello di tensione zero, deve essere dimensionato come segue:

Essendo $I_b = 0.4 \text{ mA}$, accettando una riduzione di I_b di circa il 2 %, potrà essere

$$R2 = V_{be} / (I_b * 2 / 100) = 87500 \text{ ohm (arrotondato a } 82000 \text{ ohm)}$$

Il resistore R3, che limita la corrente di collettore di Tr1 a 10 mA, deve essere dimensionato come segue:

$$R3 = 5\text{V}/0.01 = 500 \text{ ohm (arrotondata a } 470 \text{ ohm)}$$

Il resistore R3, avendo inoltre il compito di portare in saturazione il transistor Tr2, richiede la verifica della corrente di base di Tr2:

$$I_b(\text{Tr2}) = (5\text{V} - V_{be})/R3 = (5 - 0.7) / 500 = 8.6 \text{ mA}$$

Il valore di I_b risulta più che sufficiente per la saturazione di Tr2 .

Il resistore R4, che limita la corrente di collettore di Tr2 a 10 mA, deve essere dimensionato come segue:

$$R4 = 15\text{V}/0.01 = 1500 \text{ ohm}$$

Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:

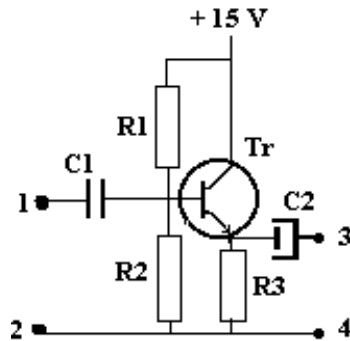
$$P < 0.25 \text{ w}$$

3.6 Il circuito ripetitore

Il circuito ripetitore a transistor è un dispositivo analogico in grado di trasferire su bassa impedenza un segnale generato su alta impedenza.

Lo schema del circuito è riportato in figura 3.12 e successivamente commentato.

figura 3.12



Questo circuito, a differenza di tutti i circuiti illustrati in precedenza, non ha il transistor Tr in saturazione ma in regime di linearità in virtù del:

- partitore resistivo R1- R2, che polarizza la base di Tr ad un livello di tensione continua che subordina la corrente di collettore di Tr
- resistore R3, che limita la corrente di emettitore di Tr

Questa configurazione porta ad alcune particolarità utili al nostro scopo:

- il resistore R3 conferisce una resistenza d'ingresso di Tr dell'ordine di

$$R_i \approx h_{fe} * R_3$$

dove h_{fe} è il guadagno di Tr in corrente alternata

- la corrente in R3 conferisce una resistenza R_e all'emettitore pari a :

$$R_e \approx 27 / I_e$$

(dove il valore 27 è un coefficiente d'approssimazione e I_e la corrente di emettitore espressa in mA)

- se R3 è molto maggiore di R_e la resistenza d'uscita R_u è data da:

$$R_u = R_e \approx 27 / I_e$$

L'ingresso del circuito è corredato dal condensatore C1 allo scopo di evitare che il generatore dei segnali, da applicare ai punti (1 e 2), possa alterare il livello della tensione continua dovuto al partitore R1-R2.

L'uscita del circuito è corredata dal condensatore C2 allo scopo, sia di evitare che un eventuale corto circuito ai punti (3 e 4) possa distruggere Tr, sia di ottenere all'uscita un segnale a valor medio zero.

Il funzionamento del circuito è il seguente: ad ogni incremento della tensione del segnale applicato alla base si ha un corrispondente incremento di Ib e di conseguenza di Ic che provoca a sua volta un incremento di tensione ai capi di R3; il segnale d'ingresso viene "ripetuto" all'uscita.

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti nell'ipotesi che il segnale d'ingresso abbia una frequenza dell'ordine di 1000 Hz:

Il transistor Tr può essere scelto del tipo BFR17 che ha le seguenti caratteristiche:

- **Vceo** = 60 V
Osservazione: Vceo è nettamente superiore alla tensione di 15 V che alimenta il circuito
- **Vce(sat)** = 0.35 V max
- **P** = 0.36 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C
Osservazione: In condizioni statiche essendo P superiore al prodotto

$$V_{ce} * I_c = 7.5 \text{ V} * 1 \text{ mA} = 0.0075 \text{ W}$$

il transistor lavora in condizioni ottimali.

- **hfe** = 530 guadagno di corrente tipico per Ic = 1 mA alla frequenza di 1000 Hz
Osservazione: Con questo valore di hfe la resistenza d'ingresso di Tr sarà pari a

$$R_i \approx 530 * R_3$$

- **hoe** = conduttanza d'uscita su collettore
Osservazione: il reciproco di hoe rappresenta la resistenza Rc d'uscita del collettore quando l'emettitore del transistor è a massa
- **Vbe** = 0.7 V tensione di funzionamento della base del transistor
Osservazione: del valore della Vbe si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R3

Il partitore R1-R2, che determina il punto di lavoro di Tr in zona lineare, deve essere dimensionato come segue:

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua su R3 sia circa la metà della tensione di alimentazione

$$V(R_3) = 15 \text{ V} / 2 = 7.5 \text{ V}$$

pertanto sulla base di Tr si dovrà avere una tensione pari a

$$V(\text{base}) = 7.5 + V_{be} = 8.2 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R_1 + R_2) / 15 \text{ V} = R_2 / 8.2 \text{ V}$$

posto $R_2 = 220000 \text{ ohm}$ si ha

$$R_1 = 182439 \text{ (arrotondata in } 180000 \text{ ohm)}$$

Il resistore R3, che limita la corrente di emettitore a riposo ad 1 mA, deve essere dimensionato come segue:

$$R_3 = 7.5 \text{ V} / 0.001 = 75000 \text{ ohm (arrotondata a } 6800 \text{ ohm)}$$

La corrente di emettitore, che a riposo è stata fissata ad 1 mA, varierà da un massimo di circa $15 \text{ V} / 6800 = 2.2 \text{ mA}$, per i picchi positivi del segnale, a frazioni di mA per i picchi negativi del segnale.

Una valutazione complessiva della resistenza d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue:

Il valore di R_i è dato dal parallelo dei valori di R_1 ; R_2 ; $h_{fe} * R_3$

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1 / (h_{fe} * R_3)] \}$$

circa 100000 ohm

Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta come segue:

Il valore di R_u è dato dal rapporto

$$R_u \approx 27 / I_e = 27 / 1 \text{ mA} = 27 \text{ ohm.}$$

Una valutazione dei valori di C1 e C2 deve essere fatta come segue:

per evitare che le reattanze di C_1 e C_2 , rispettivamente X_{c1} e X_{c2} , provochino tagli in ampiezza dei segnali, sia all'ingresso che all'uscita, è ragionevole assumere questi valori dell'ordine di 1/100 delle resistenze alle quali sono collegati quindi:

$$X_{c1} \approx R_i / 100 \text{ da cui}$$

$$C_1 = 1 / 6.28 * f * (R_i / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (1000) = 0.15 \mu\text{F}$$

$$X_{c2} \approx R_u / 100 \text{ da cui}$$

$$C_2 = 1 / 6.28 * f * (R_u / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (0.27) = 600 \mu\text{F}$$

Una valutazione della tensione massima del segnale applicabile deve essere fatta come segue:

Essendo l'emettitore di Tr polarizzato a 7.5 V, l'escursione del segnale attorno a questo valore non deve portare mai il transistor in saturazione; pertanto, essendo

$$V_{be(sat)} = 0.35 \text{ V}$$

l'escursione della tensione di emettitore verso il livello più elevato dovrà essere di

$$\text{escursione} = 7.5 \text{ V} - 0.35 = 7.15 \text{ V arrotondato per prudenza a } 6.5 \text{ V.}$$

Di altrettanto potrà scendere la tensione d'emettitore in corrispondenza dei valori minimi; cioè da

$$\text{tensione minima d'emettitore} = 7.5 \text{ V a } 7.5\text{V} - 6.5\text{V} = 1\text{V.}$$

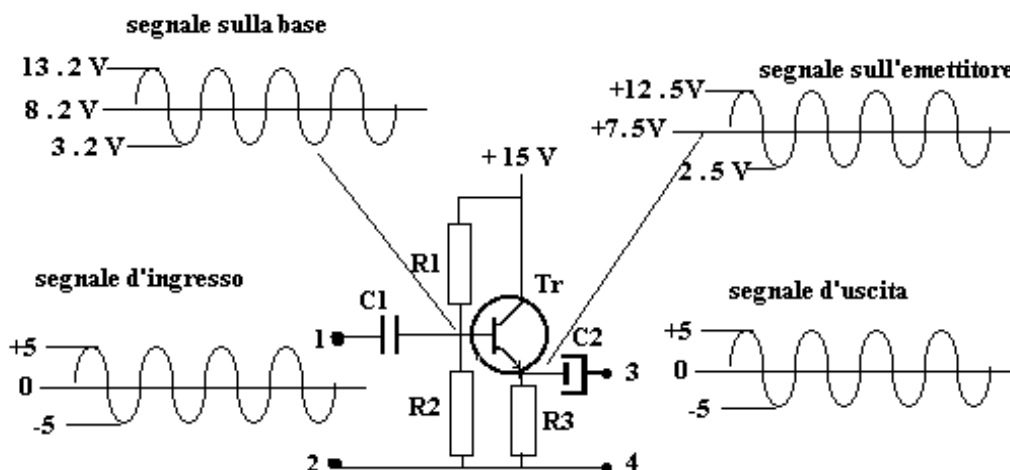
Complessivamente un'escursione totale di +/- 6.5 V pari ad una tensione di circa 4.6 V eff.

Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di figura 3.12 con una tensione sinusoidale di ampiezza 3.56 V eff. a 1000 Hz applicata all'ingresso; i dati indicativi dei livelli dei segnali sono misurabili con un oscilloscopio disposto in c.c. così come riportato in figura 3.13.

figura 3.13



I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di Tr che sono indicate dal costruttore o come tipiche, massime, o minime.

Si può pertanto scrivere:

valori misurati $\approx \pm 10\%$ (valori calcolati)

NPN diffused silicon
planar transistor

BFR 17

Low-level, low-noise,
very high gain ampl.

The BFR 17 is an NPN silicon planar transistor designed for use in high performance low level, low noise amplifier applications.

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

Symbol	Characteristic and test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
h_{FE}	DC Current Gain (5)				
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	130	220		
	$I_C = 100 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	220	300		
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	450	530		
$V_{BE(on)}$	Base - Emitter On Voltage				V
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	0.64			
$V_{CE(sat)}$	Collector Saturation Voltage (5)				V
	$I_C = 100 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	0.58	0.70		
I_{CES}	Collector Reverse Current				μA
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$	0.1	20		
$I_{CES(50^\circ\text{C})}$	Collector Reverse Current				μA
	$V_{CE} = 50\text{V}$ $V_{BE} = 0$	0.1	20		
I_{EBO}	Emitter Reverse Current				μA
$I_{VCE(s)}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5)				V
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{BE} = 0$	60			
$I_{VBE(s)}$	Emitter to Base Breakdown Voltage				V
I_{VCEO}	Collector to Emitter Sustaining Voltage (4 and 5)				V
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{BE} = 0$	60			
h_{fe}	Small Signal Current Gain (f=1 MHz)				
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	530			
r_{be}	Input Resistance (f=1 MHz)				$\text{K}\Omega$
h_{oe}	Output Conductance (f=1 MHz)				μmho
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	20			
h_{FE}	Voltage Feedback Ratio (f=1 MHz)				$\times 10^{-1}$
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	4.5			
h_{fe}	High Freq. Current Gain (f=20 MHz)				
	$I_C = 1 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	3.5	5		
C_{TE}	Emitter Transition Capacitance				pF
	$I_C = 0$ $V_{BE} = 0.5\text{V}$	3.5	6		
C_{100}	Base - Collector Capacitance				pF
	$I_C = 0$ $V_{CE} = 5\text{V}$	3.5	6		
NF	Wide Band Noise Figure (6)				dB
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	1.5	4		
NF	Narrow Band Noise Figure (7)				dB
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	1	3		
NF	Narrow Band Noise Figure (f=10 MHz)				dB
	$I_C = 10 \mu\text{A}$ $V_{CE} = 5\text{V}$	1	3		

NOTES:

- These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
- These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- These ratings give a maximum junction temperature of 200°C and junction-to-case thermal resistance of 140°C/W (dissipating factor of $6.9 \text{ mW}/^\circ\text{C}$; junction-to-air ambient thermal resistance of 400°C/W (dissipating factor of $2.5 \text{ mW}/^\circ\text{C}$).
- These ratings refer to a high current point where collector-to-emitter voltage is lowest. For more information send for SCS-AR 5.
- Measured under pulse conditions; pulse length = $300 \mu\text{s}$; duty cycle = 1%.
- $R_S = 10 \Omega$; Power Bandwidth of 15.7 MHz with 3 dB points at 10 Hz and 10 MHz.
- $f = 1 \text{ MHz}$; $R_S = 10 \text{ k}\Omega$; Power Bandwidth of 200 Hz.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (1)
($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Voltages and Currents	
Collector to Emitter (4)	$V_{CEO} = 60 \text{ V}$
Collector to Emitter	$V_{CES} = 60 \text{ V}$
Emitter to Base	$V_{EBO} = 8 \text{ V}$
DC Collector Current	$I_C = 50 \text{ mA}$

Temperatures

Storage Temperature	T_{STG}	-55°C to 200°C
Junction Temperature	T_J	200°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec.)	T_L	260°C

Power (2 - 3)

Dissipation at 25°C		
Case Temperature	P_D	1.2 W
Dissipation at 25°C		
Ambient Temperature	P_D	0.36 W

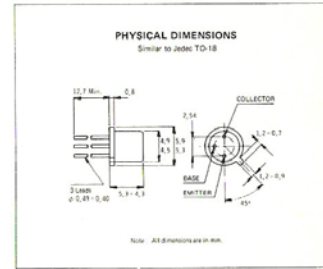


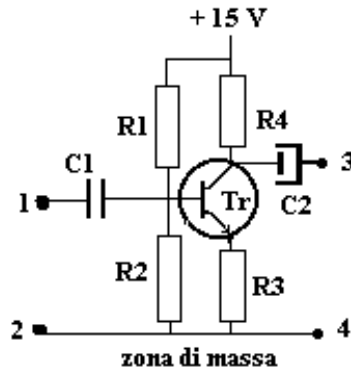
figura 3.14

3.7 Il circuito invertitore di fase

Il circuito invertitore di fase è un dispositivo analogico in grado di invertire di 180° un segnale applicato al suo ingresso.

Lo schema del circuito è riportato in figura 3.15 e successivamente commentato.

figura 3.15



Questo circuito è simile a quello illustrato nel paragrafo 3.6 salvo la presenza del resistore R4 sul collettore di Tr; le funzioni svolte dalle resistenze sono:

- partitore resistivo R1- R2 che polarizza la base di Tr ad un livello di tensione continua che subordina la corrente di collettore di Tr
- resistore R3 limita la corrente di emettitore di Tr
- resistore R4 trasforma la corrente di collettore nella tensione d'uscita
- i resistori R3 ed R4 devono avere lo stesso valore se si vuole che la tensione d'uscita (punti 3 e 4) abbia la stessa ampiezza della tensione applicata all'ingresso (punti 1 e 2)

L'ingresso del circuito è corredato dal condensatore C1 allo scopo di evitare che il generatore dei segnali, da applicare ai punti (1 e 2), possa alterare il livello della tensione continua dovuto al partitore R1-R2.

L'uscita del circuito è corredata dal condensatore C2 allo scopo di prelevare il segnale invertito a valor medio zero.

Il funzionamento del circuito è il seguente: ad ogni incremento della tensione del segnale applicato alla base si ha un corrispondente incremento di I_b e di conseguenza di I_c che provoca a sua volta un decremento di tensione tra R4 e massa; viceversa, quando il segnale applicato alla base decrementa, si ha un corrispondente decremento di I_b e di conseguenza di I_c che provoca un incremento di tensione tra R4 e massa, così che il segnale d'ingresso viene reso "invertito" all'uscita.

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco, procediamo al dimensionamento dei componenti nell'ipotesi che il segnale d'ingresso abbia una frequenza dell'ordine di 1000 Hz:

Il transistor Tr può essere del tipo BFR17 che ha le seguenti caratteristiche:

- $V_{ceo} = 60 \text{ V}$

Osservazione: V_{ceo} è nettamente superiore alla tensione di 15 V che alimenta il circuito

- **P** = 0.36 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C
Osservazione: In condizioni statiche essendo P superiore al prodotto $V_{ce} * I_c = 7.5 \text{ V} * 1 \text{ mA} = 0.0075 \text{ W}$ il transistorore lavora in condizioni ottimali.
- **hfe** = 530 guadagno di corrente tipico per $I_c = 1 \text{ mA}$ alla frequenza di 1000 Hz
Osservazione: Con questo valore di hfe la resistenza d'ingresso di Tr sarà pari a $530 * R_3$
- **hoe** = 20 μ mho conduttanza d'uscita su collettore
- **Vce(sat)** = 0.35 V
Osservazione: Della Vce(sat) si deve tenere conto nel calcolo della dinamica
- **Vbe** = 0.7 V tensione di funzionamento della base del transistorore
Osservazione: del valore della Vbe si deve tenere conto in sede di dimensionamento di R3

Il partitore R1-R2 , che determina il punto di lavoro di Tr in zona lineare, deve essere dimensionato come segue:

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua su R3 sia circa 1/4 della tensione di alimentazione

$$V(R_3) = [15 \text{ V} - V_{ce(sat)}] / 4 = (15 - 0,35) / 4 = 3.6 \text{ V}$$

pertanto sulla base di Tr si dovrà avere una tensione pari a

$$\text{tensione sulla base} = 3.6 + V_{be} = 4.3 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R_1 + R_2) / 15 \text{ V} = R_2 / 4.3 \text{ V}$$

posto $R_2 = 100000 \text{ ohm}$ si ha

$$R_1 = 248000 \text{ (arrotondata in } 220000 \text{ ohm)}$$

Il resistore R3, che limita la corrente di emettitore a riposo ad 1 mA, deve essere dimensionato come segue:

$$R_3 = 3.6 \text{ V} / 0.001 = 3600 \text{ ohm}$$

Il resistore R4 deve essere uguale ad R3:

$$R_4 = 3600 \text{ ohm}$$

Una valutazione complessiva della resistenza d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue:

Il valore di Ri è dato dal parallelo dei valori di R1; R2; hfe*R3

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1 / (hfe * R_3)] \}$$

Ri = circa 68000 ohm.

Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta come segue:

Il valore di R_u è dato dal parallelo della resistenza di collettore R_c e della resistenza di carico R_4 ; il valore di R_c , per transistor con emettitore a massa, è dato da:

$$R_c \approx 1 / h_{oe} = 1 / 20 \mu \text{ mho} = 50000 \text{ ohm}$$

dove h_{oe} è la conduttanza d'uscita su collettore per emettitore a massa

Essendo $R_4 = 3600 \text{ ohm}$, si avrebbe:

$$R_u = 1 / (1/R_c + 1/R_4) = 1 / (1/50000 + 1/3600) \approx 3360$$

Poichè però l'emettitore di T_r non è a massa, ma polarizzato con R_3 , il valore di R_c è di gran lunga superiore a 50000 ohm per cui si può considerare il valore di R_u pari al valore della sola resistenza di carico R_4

$$R_u = 3600 \text{ ohm}$$

Una valutazione dei valori di C_1 e C_2 deve essere fatta ponendo come segue:

per evitare che le reattanze di C_1 e C_2 , rispettivamente X_{c1} e X_{c2} , provochino tagli in ampiezza dei segnali, sia all'ingresso che all'uscita, è ragionevole assumere questi valori dell'ordine di 1/100 delle resistenze alle quali sono collegati quindi:

$$X_{c1} \approx R_i / 100 \text{ da cui}$$

$$C_1 = 1 / 6.28 * f * (R_i / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (680) = 0.22 \mu\text{F}$$

$$X_{c2} \approx R_u / 100 \text{ da cui}$$

$$C_2 = 1 / 6.28 * f * (R_u / 100) = 1 / 6.28 * 1000 * (36) = 4.7 \mu\text{F}$$

Una valutazione della tensione massima del segnale applicabile deve essere fatta come segue:

Essendo la tensione di riposo ai capi di R_3 ed R_4 pari a 3.6 V, la dinamica di escursione del segnale attorno a questo valore non può che essere altrettanto, dell'ordine di

$$\text{variazione massima del segnale} = 2 * 3.6 \text{ V} = 7.2 \text{ Vpp}$$

arrotondata prudenzialmente in 7 Vpp pari a 2.5 Veff.

Il guadagno di tensione del circuito, essendo espresso dal rapporto

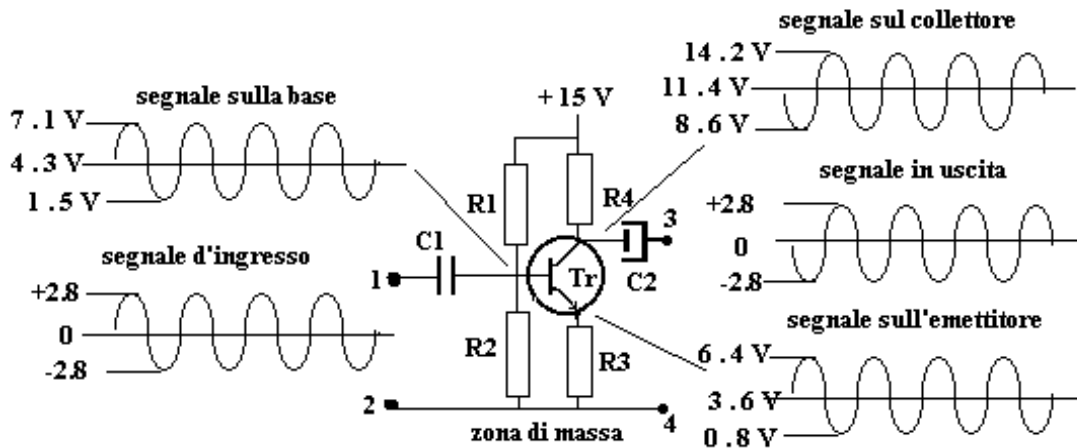
$$G \approx R_4 / (R_3 + R_e)$$

è sensibilmente inferiore ad uno.

Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre: $P < 0.25 \text{ w}$

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di figura 3.15 con una tensione sinusoidale di ampiezza 2 V eff. a 1000 Hz applicata all'ingresso; i dati indicativi dei livelli dei segnali sono misurabili con un oscilloscopio disposto in c.c. così come riportato in figura 3.16.

figura 3.16



I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di Tr che sono indicate dal costruttore o come tipiche, massime, o minime.

Si può pertanto scrivere:

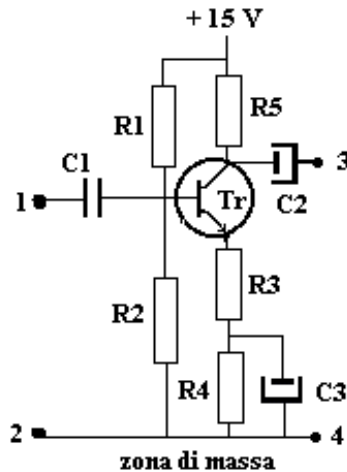
$$\text{valori misurati} \approx \pm 10 \% (\text{valori calcolati})$$

3.8 Il circuito amplificatore

Il circuito amplificatore è un dispositivo analogico in grado di amplificare il livello di tensione di un segnale applicato al suo ingresso; nell'esempio il guadagno di tensione è fissato in $G = 10$ volte (20 dB) alla frequenza di 5000 Hz (per la definizione della terminologia del guadagno espresso in dB si veda appendice 0).

Lo schema del circuito è riportato in figura 3.17 e successivamente commentato.

figura 3.17



Questo circuito è simile a quello illustrato nel paragrafo 3.7 salvo la presenza del gruppo R4 – C3 in serie alla resistenza d'emettitore R3; le funzioni svolte dalle resistenze sono:

- partitore resistivo R1- R2 che polarizza la base di Tr ad un livello di tensione continua che subordina la corrente di collettore di Tr
- resistori R3 ed R4 limitano la corrente di emettitore di Tr
- resistore R5 trasforma la corrente di collettore nella tensione d'uscita
- resistore R3 stabilisce con R5 il guadagno di tensione del circuito

L'ingresso del circuito è corredato dal condensatore C1 allo scopo di evitare che il generatore dei segnali, da applicare ai punti (1 e 2), possa alterare il livello della tensione continua dovuto al partitore R1-R2.

L'uscita del circuito è corredata dal condensatore C2 allo scopo di prelevare il segnale amplificato a valor medio zero.

Il condensatore C3 in parallelo ad R4 fa sì che tale resistenza non sia influente al fine della determinazione del guadagno del circuito, ma concorra soltanto a limitare, assieme ad R3, la corrente di riposo dell'emettitore.

Il funzionamento del circuito è il seguente: ad ogni incremento della tensione del segnale applicato alla base, si ha un corrispondente incremento di I_b e di conseguenza di I_c che provoca a sua volta un decremento di tensione tra R5 e massa; viceversa, quando il segnale applicato alla base decrementa, si ha un corrispondente decremento di I_b e di conseguenza di I_c che provoca un incremento di tensione tra R5 e massa, così che il segnale d'ingresso viene reso "invertito" all'uscita.

Questa modalità di funzionamento dell'amplificatore è detta di "classe A".

Il guadagno di amplificazione del circuito è pari al rapporto

$$G \approx R5 / (R3 + Re)$$

Sulla base dello schema elettrico e delle tensioni in gioco procediamo al dimensionamento dei componenti:

Il transistor Tr può ancora essere il tipo BFR17.

Il partitore R1-R2 , che determina il punto di lavoro di Tr in zona lineare, deve essere dimensionato come segue:

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua sulla serie R3 + R4 sia circa 1/4 della tensione di alimentazione

$$V(R3+R4) = [15 \text{ V} - V_{ce(sat)}] / 4 = (15 - 0,35) / 4 = 3.6 \text{ V}$$

pertanto sulla base di Tr si dovrà avere una tensione pari a

$$\text{tensione sulla base} = 3.6 + V_{be} = 4.3 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R1+R2)/15\text{V} = R2/4.3\text{V}$$

posto R2 = 100000 ohm si ha

$$R1 = 248000 \text{ (arrotondata in } 220000 \text{ ohm)}$$

I resistori R3 e R4, che limitano la corrente di emettitore a riposo ad 1 mA, devono essere dimensionati come segue:

$$R3 + R4 = 3.6\text{V}/0.001 = 3600 \text{ ohm}$$

Il resistore R5, che con R3 determina il guadagno di amplificazione (nel calcolo del guadagno si ritiene trascurabile Re essendo piccola rispetto ai valori delle resistenze in gioco $Re = 27 / 1 \text{ mA} = 27 \text{ ohm}$), per ottenere la massima escursione del segnale d'uscita deve essere:

$$R5 = R3 + R4 = 3600 \text{ ohm}$$

Per avere il guadagno di amplificazione voluto di 20 dB (pari a 10 volte) il resistore R3 deve essere:

$$R3 = R5 / 10 = 3600 / 10 = 360 \text{ ohm}$$

ne consegue che il valore di R4 debba essere:

$$R4 = 3600 - 360 = 3240 \text{ (arrotondata a } 3300 \text{ ohm)}$$

Una valutazione complessiva della resistenza d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue:

Il valore di R_i è dato dal parallelo dei valori di R_1 ; R_2 ; $h_{fe} * R_3$

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1/ (h_{fe} * R_3)] \}$$

da cui $R_i \approx 50000 \text{ ohm}$

Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta con ragionamento analogo a quello fatto nel paragrafo precedente, pertanto:

Il valore di R_u è dato dal valore di $R_4 = 3600 \text{ ohm}$.

Una valutazione dei valori di C_1 e C_2 deve essere fatta come segue:

Per evitare che le reattanze di C_1 e C_2 , rispettivamente X_{c1} e X_{c2} , provochino tagli in ampiezza dei segnali, sia all'ingresso che all'uscita, è ragionevole assumere questi valori dell'ordine di 1/100 delle resistenze alle quali sono collegati; quindi:

$$X_{c1} \approx R_i / 100 \text{ da cui}$$

$$C_1 = 1/6.28 * f * (R_i/100) = 1/6.28 * 5000 * (500) = 0.068 \mu\text{F}$$

$$X_{c2} \approx R_u / 100 \text{ da cui}$$

$$C_2 = 1/6.28 * f * (R_u/100) = 1/6.28 * 5000 * (36) = 1 \mu\text{F}$$

Una valutazione del valore di C_3 deve essere fatta come segue:

Se si vuole che R_4 non incida sul guadagno di tensione dell'amplificatore, affidato esclusivamente ad R_3 , la reattanza X_{c3} , alla frequenza di lavoro (5000 Hz), deve essere almeno 1/100 del valore di R_3 ; pertanto si ha:

$$C_3 = 1/6.28 * f * (R_3/100) = 1/6.28 * 5000 * (3.6) = 10 \mu\text{F}$$

Una valutazione della tensione massima del segnale sul collettore deve essere fatta come segue:

Essendo la tensione di riposo ai capi di R_5 pari a 3.6 V la tensione sul collettore è di +11.4 V e la dinamica di escursione del segnale attorno a questo valore non può che essere dell'ordine di

$$\text{escursione massima di tensione sul collettore} = 2 * 3.6 \text{ V} = 7.2 \text{ V}_{pp}$$

arrotondata prudenzialmente in 7 V_{pp} pari a 2.5 V_{eff}.

Il livello del massimo segnale d'ingresso all'amplificatore deve essere:

$$\text{Tensione massima d'ingresso} = 2.5 \text{ V}_{eff}/10 = 0.25 \text{ V}_{eff}$$

essendo la tensione massima d'uscita 2.5 V_{eff}. ed il guadagno dell'amplificatore uguale a 10

Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Una serie di misure può essere fatta sul circuito di figura 3.17 con una tensione sinusoidale di ampiezza 0.2 V eff. a 5000 Hz applicata all'ingresso; i dati indicativi dei livelli dei segnali sono misurabili con un oscilloscopio disposto in c.c. così come riportato in figura 3.18.

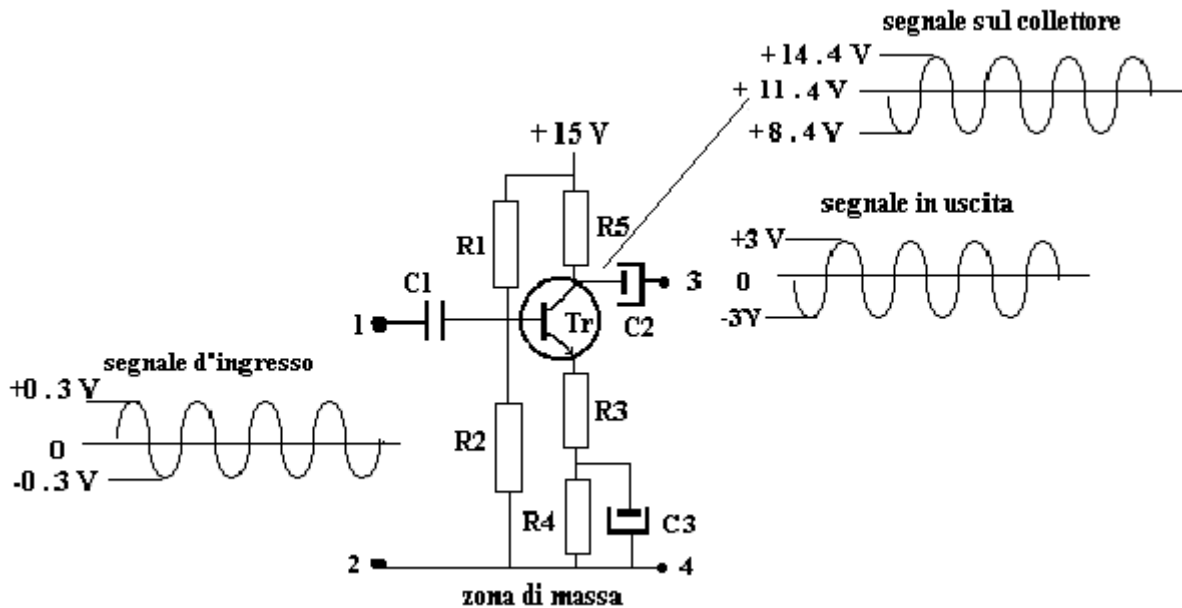


figura 3.18

I valori delle tensioni riportati nella figura sono quelli ottenuti a calcolo; i rilievi strumentali evidenzieranno valori sensibilmente diversi a causa, sia delle approssimazioni fatte in sede di dimensionamento dei componenti, sia delle tolleranze sui parametri di Tr che sono indicate dal costruttore come tipiche, massime, o minime.

Si può pertanto scrivere:

$$\text{valori misurati} \approx \pm 10 \% (\text{valori calcolati})$$

3.8.1 Osservazioni sul circuito di paragrafo 3.8

Nel calcolo del guadagno dell'amplificatore di figura 3.17 abbiamo utilizzato la formula

$$G \approx R5 / (R3 + Re)$$

un'analisi veloce della quale farebbe pensare che incrementando a piacere $R5$, si possa ottenere qualsiasi valore di guadagno, così come si possa incrementare il guadagno riducendo a valore zero la resistenza $R3$.

L'aumento di $R5$ in effetti incrementa il guadagno ma non indefinitamente perché nella formula è stato ommesso, per semplicità, il termine relativo alla resistenza Rc di collettore che viene a trovarsi in parallelo ad $R5$; l'omissione è stata giustificata dal fatto che $R5$ è di fatto molto più piccola di Rc . La riduzione di $R3$ porta in realtà ad un incremento di guadagno ma affida quest'ultimo al valore di Re che non è quantizzabile con precisione e dipende, tra l'altro, anche dalla temperatura di lavoro. Da quanto detto possiamo pertanto affermare:

- Per ottenere valori di amplificazione controllati dal calcolo devono essere:
 $R5 \ll Rc = 1/hoe$
- $R3 \gg Re$

Il controllo dell'amplificazione, mediante componenti esterni al transistor, si concretizza di fatto mediante l'inserzione della resistenza $R3$ che realizza, anche se non esplicitamente evidenziato, un semplice anello di controreazione introducendo in serie alla tensione d'ingresso una piccola parte della tensione d'uscita.

Si possono realizzare stadi a transistori ad elevata amplificazione assumendo, sia valori di $R5$ molto grandi, sia valori di $R3$ nulli; in questi casi, peraltro sconsigliabili, il valore del guadagno potrà variare, sia da transistor a transistor dello stesso tipo, sia con le variazioni della temperatura ambiente, e non sarà mai calcolabile a priori con le tolleranze del +/- 10% alle quali abbiamo fatto cenno nel paragrafo precedente.

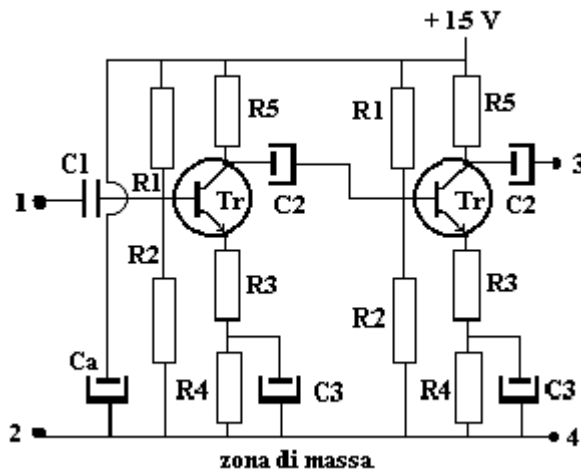
3.9 Un circuito ad elevato guadagno di amplificazione

Forti delle osservazioni riportate nel paragrafo 3.8.1 impostiamo un circuito ad elevato guadagno di amplificazione 40 dB (100 volte) cercando di ottenere un dispositivo il cui guadagno sia completamente affidato a reti resistive e quindi il più possibile indipendente dai parametri dei transistori impiegati.

Un amplificatore di questo tipo può essere realizzato disponendo in cascata due circuiti, del tipo riportato in figura 3.17, secondo lo schema di figura 3.19.

Soluzioni più snelle ed eleganti saranno prese in considerazione nei paragrafi successivi.

figura 3.19



I due circuiti d'amplificazione sono identici, l'uscita del primo stadio è collegata all'ingresso del secondo mediante il primo condensatore C2.

Dato che il guadagno di ciascuno dei due stadi è di 20 dB (10 volte) il segnale all'ingresso (punti 1 e 2) sarà moltiplicato per 10 volte nel primo stadio ed altre 10 volte nel secondo per un totale di

$$G = 10 * 10 = 100 \text{ volte pari a } 40 \text{ dB}$$

Alcune considerazioni devono essere fatte:

Controllo della resistenza d'ingresso del secondo stadio:

La R_i del secondo stadio deve essere $R_i \gg R_5$ del primo stadio per non caricare R_5 stessa; la R_i è data da:

$$R_i \approx 1 / \{ (1/R_1) + (1/R_2) + [1/ (h_{fe} * R_3)] \} = 50000 \text{ ohm}$$

essendo

$$R_5 = 3600 \text{ ohm} \text{ è verificata la disuguaglianza } R_i \gg R_5$$

Controllo del massimo segnale applicabile all'ingresso dell'amplificatore (punti 1 e 2):

Se il massimo segnale d'uscita dell'ultimo stadio è 2.5 V_{eff.} (valore calcolato nell'esercizio di paragrafo 3.8) il massimo segnale all'ingresso del nuovo amplificatore dovrà essere:

$$V_{ing. \text{ max}} = 2.5 \text{ V}_{eff.} / G = 2.5/100 = 25 \text{ mV}_{eff.}$$

Controllo del consumo:

Quando gli amplificatori di tensione utilizzano più stadi è opportuno eseguire un semplice computo del consumo previsto:

- consumo dei due partitori di base

$$I = 2 * [15V / (R1 + R2)] = 2 * 15 / 320000 = 0.1 \text{ mA}$$

- consumo dei due transistori in assenza di segnale (dai calcoli del paragrafo 3.8)

$$I = 2 * I_c = 2 * 1 \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$

per un consumo totale di circa 2 mA.

Osservazioni sui componenti:

I componenti già calcolati nel paragrafo 3.8 per la frequenza di 5000 Hz sono;

R1 = 220000 ohm

R2 = 100000 ohm

R3 = 360 ohm

R4 = 3300 ohm

R5 = 3600 ohm

C1 = 0.047 μ F

C2 = 1 μ F

Ca = 15 micr.Farad : Quest'ultimo componente si rende prudenzialmente necessario per evitare accoppiamenti spuri tra il primo ed il secondo stadio attraverso i cavi d'alimentazione del + 15V.

Osservazioni sul circuito di misura:

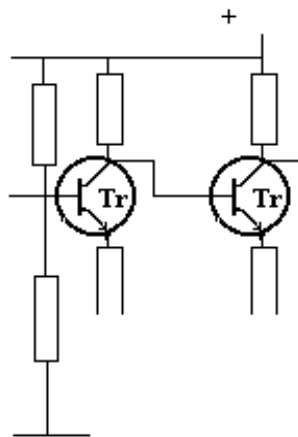
- Il circuito di misura presenterà livelli di tensioni continue analoghe a quelle misurabili nel circuito di figura 3.17 .
- Con una tensione d'ingresso di 20 mVeff. a 5000 Hz l'uscita ai punti (3 e 4) sarà di 2 V eff. e, contrariamente al circuito ad un solo stadio, sarà in fase con la tensione d'ingresso.
- Il guadagno dell'amplificatore risulterà di circa 100 volte; per questa ragione il circuito dovrà essere costruito con cura evitando percorsi lunghi nei collegamenti e curando che la "zona di massa" venga collegata ad un involucro metallico che potrà fungere da contenitore provvisorio del circuito sperimentale.
- Un controllo generale del consumo è consigliabile perché eventuali notevoli differenze tra il valore calcolato ed il valore misurato possono essere indicative di instabilità dell'amplificatore (tendenza indesiderata all'oscillazione)
- Con guadagni dell'ordine di 40 dB l'uscita dell'amplificatore evidenzia un poco di rumore dovuto in prevalenza all'agitazione termica dei componenti del primo stadio; trascuriamo il calcolo e il rilievo di questo rumore riservandoci un'analisi accurata del fenomeno in occasione del progetto di amplificatori più perfezionati.

3.10 Modi d'accoppiamento tra stadi

Nel progetto dei circuiti d'amplificazione a transistori vengono impiegati modi diversi d'accoppiamento tra i diversi stadi; la scelta del tipo d'accoppiamento può orientarsi tra le seguenti soluzioni in considerazione di particolari esigenze tecniche:

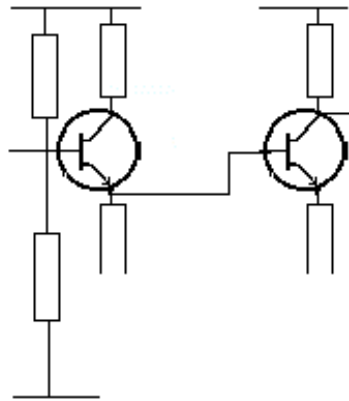
- 1) Accoppiamento indiretto, quale ad esempio quello utilizzato nell'esercizio del paragrafo 3.9, nel quale uno stadio di amplificazione viene accoppiato al successivo mediante una capacità; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
 - il circuito può amplificare soltanto tensioni alternate
 - esistono uno o più anelli di controreazione in corrente alternata
 - non necessita di anelli di controreazione in corrente continua
 - il circuito non richiede particolari attenzioni riguardo delle tensioni continue di polarizzazione dei vari stadi
 - metodologia di progettazione estremamente semplice
- 2) Accoppiamento diretto collettore base, così come indicato in figura 3.20; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
 - il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
 - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue
 - esistono uno o più anelli di controreazione sia in corrente continua che in corrente alternata
 - metodologia di progettazione sensibilmente articolata

figura 3.20



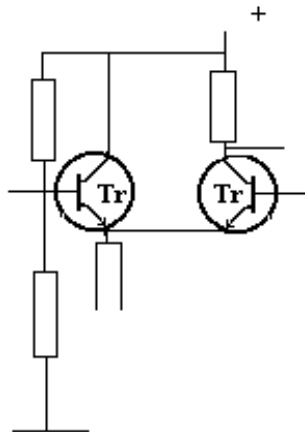
- 3) Accoppiamento diretto emettitore base, così come indicato in figura 3.21; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
 - il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
 - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue

figura 3.21



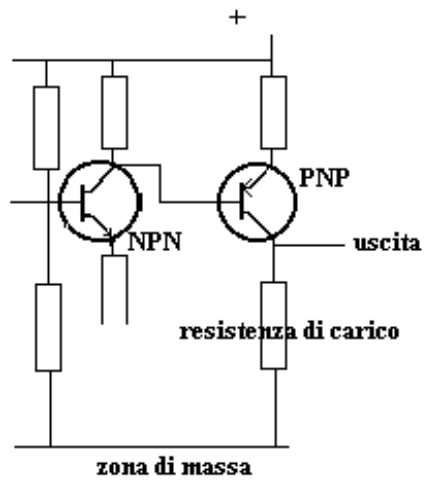
- 4) Accoppiamento diretto emettitore-emettitore così come indicato in figura 3.22; questa soluzione presenta le seguenti caratteristiche:
- il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
 - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue
 - esistono uno o più anelli di controreazione sia in corrente continua che in corrente alternata
 - metodologia di progettazione sensibilmente articolata
 - funzionamento a coppie di transistori in configurazione differenziale

figura 3.22



- 5) Accoppiamento diretto transistor NPN con transistor PNP così come riportato in figura 3.23; questa configurazione presenta le seguenti caratteristiche:
- il circuito risulta semplificato dato che il numero dei componenti è inferiore rispetto all'accoppiamento indiretto
 - il circuito può amplificare sia tensioni alternate che tensioni continue
 - esistono uno o più anelli di controreazione sia in corrente continua che in corrente alternata
 - possibilità di avere la resistenza di carico riferita alla zona di massa

figura 3.23

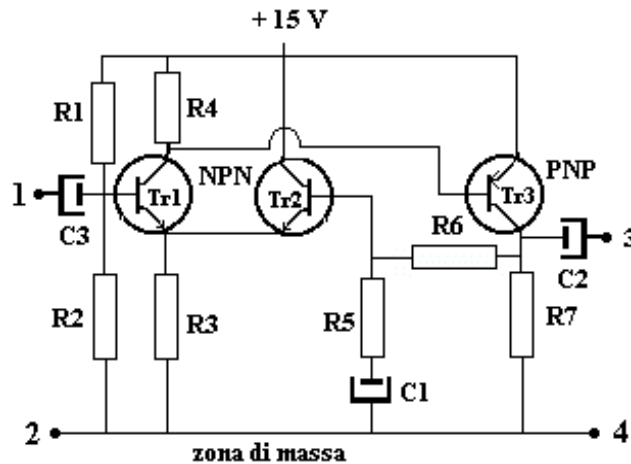


- 6) Accoppiamento diretto misto nel quale sono utilizzate, contemporaneamente, le configurazioni di cui ai punti 3.2; 3.3; 3.4; 3.5 con le conseguenti caratteristiche.

3.11 Amplificatore ad accoppiamento diretto misto

Una interessante ed elegante soluzione di progetto di un amplificatore ad accoppiamento diretto misto vede l'impiego di una coppia di transistori NPN ad accoppiamento emettitore-emettitore (stadio differenziale) ed un transistor PNP con accoppiamento base-collettore con uno dei transistori della coppia differenziale. Il circuito in oggetto è mostrato in figura 3.24.

figura 3.24



Il circuito di figura 3.23 è dotato di due anelli di controreazione, uno in corrente continua ed uno in corrente alternata:

* L'anello in corrente continua ha il solo compito di mantenere la tensione del collettore di Tr3 a livello costante pari alla tensione di base di Tr1; ciò si ottiene mediante il circuito formato da R6 e dall'accoppiamento differenziale degli emettitori di Tr1 e Tr2.

* L'anello in corrente alternata ha il compito di fissare il guadagno dell'amplificatore; ciò si ottiene mediante il partitore R6-R5-C1 con il quale si retrocede all'ingresso, tramite l'accoppiatore differenziale, una frazione della tensione del segnale presente sul collettore di Tr3.

Il funzionamento dell'amplificatore è il seguente: Il segnale alternato applicato all'ingresso (punti 1 e 2) viene amplificato da Tr1 e applicato direttamente alla base di Tr3; il transistor Tr3, essendo del tipo PNP, è collegato con il collettore verso massa e con l'emettitore al +15V, ha in R7 la resistenza di carico che consente al segnale amplificato di essere presente in uscita ai punti 3 e 4. Questa modalità di funzionamento dell'amplificatore è detta di "classe A".

Una frazione della tensione d'uscita tramite Tr2, facente parte dell'anello di controreazione, stabilisce il guadagno del sistema secondo l'espressione:

$$G = R6 / (R5 + Xc1)$$

Esaminato di massima il modo di funzionamento dell'amplificatore vediamo come dimensionarne i componenti per ottenere, ad esempio, un guadagno di 250 volte (48 dB) alla frequenza di 10000 Hz.

I transistori Tr1 e Tr2 possono essere del tipo BFR17; il transistor Tr3, del tipo PNP, può essere del tipo BFY64, per quest'ultimo le caratteristiche principali sono :

- $V_{ce0} = -40 \text{ V}$
- $V_{ce(sat)} = -1.1 \text{ V}$ max per $I_c = 50 \text{ mA}$
- $P = 0.7 \text{ W}$ potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C
- $h_{FE} = 200$ guadagno di corrente massimo per $I_c = 1 \text{ mA}$ (valido anche per frequenze basse)
- $h_{oe} = 110 \mu\text{ mho}$ tipici conduttanza d'uscita su collettore
- $V_{be} = 0.7 \text{ V}$ tensione di funzionamento della base del transistor

Il partitore R1-R2, che tramite il circuito di controreazione determina il punto di lavoro di Tr3, deve essere dimensionato come segue:

Per avere la massima dinamica del segnale in uscita è necessario che la tensione continua di riposo sul collettore di Tr3, ovvero ai capi di R7, sia:

$$V(R7) = [15 \text{ V} - V_{ce(sat)}] / 2 = (15 - 1.1) / 2 = 6.9 \text{ V}$$

ottenibile con un partitore resistivo che soddisfi la relazione

$$(R1 + R2) / 15 \text{ V} = R2 / 6.9$$

posto $R2 = 100000 \text{ ohm}$ si ha

$$R1 = 117000 \text{ (arrotondata in } 120000 \text{ ohm)}$$

Il resistore R7, che limita la corrente di riposo di Tr3, può essere determinato affinché tale corrente sia di circa 1 mA :

$$R7 = 6.9 / 1 \text{ mA} = 6900 \text{ ohm (arrotondata a } 6800 \text{ ohm)}$$

Il resistore R3, che limita la corrente di riposo di Tr1 e Tr2, può essere determinato affinché la corrente di ciascuno sia di circa 0.5 mA :

$$R3 = (6.9 \text{ V} - V_{be}) / (2 * 0.5 \text{ mA}) = 6200 \text{ ohm (arrotondata a } 6800 \text{ ohm)}$$

Il resistore R4, che può considerarsi la resistenza di chiusura base-emettitore di T3, è sufficiente che sia:

$$R4 \gg h_{fe} * R_e = 200 * 27 / 1 \text{ mA} = 5400 \text{ ohm}$$

$$\text{quindi } R4 = 22000 \text{ ohm}$$

Il componenti R6; R5 e C1, che determinano il guadagno di amplificazione, devono essere dimensionati come segue:

Essendo
$$G = R6 / (R5 + X_{c1})$$

se si assume C1 sufficientemente grande affinché sia $R5 \gg Xc1$, si può scrivere:

$$G = R6 / R5$$

avendo imposto a progetto $G = 250$ volte e ponendo $R6 = 100000$ ohm, si ha:

$$R5 = R6 / G = 100000 / 250 = 400 \text{ ohm}$$

pertanto ponendo $Xc1 = (1/100) R5 = 4$ ohm e $f = 1000$ Hz, dovrà essere:

$$C1 = (1/6.28 * f * 4) = 3.9 \mu\text{F} \text{ (arrotondato a } 4.7 \mu\text{F)}$$

Una valutazione complessiva della resistenza Ric d'ingresso del circuito deve essere fatta come segue secondo l'espressione:

$$Ric \approx Ao * Ri * R5 / R6$$

dove

Ri è la resistenza d'ingresso dell'amplificatore in assenza di controeazione

Ao è il guadagno massimo ottenibile dal circuito in assenza di rete di controeazione (il guadagno libero)

Il valore di Ri è dato, per hfe ed Re di Tr1 e Tr2, da

$$Ri \approx hfe * 2 * Re = 530 * 2 * 27/0.5 \text{ mA} = 57240 \text{ ohm}$$

Il valore di Ao approssimato si ottiene, dopo un'analisi dello schema, dalla seguente espressione:

$$Ao \approx R7 * hfe / (2 * 27 / Ie)$$

dove

hfe è il guadagno di corrente di Tr3

Ie,in mA, è la corrente di emettitore di Tr1

quindi si ha:

$$Ao \approx 6800 * 200 / (27 / 0.5) = 25185$$

ed infine il calcolo di Ric

$$Ric \approx 25185 * 57240 * (400 / 100000) = 5.7 \text{ M ohm}$$

Essendo Ric calcolata molto maggiore del parallelo di R1 ed R2 la resistenza d'ingresso dell'amplificatore (punti 1 e 2) sarà

$$R1//R2 = 50000 \text{ ohm}$$

Una valutazione della resistenza d'uscita del circuito deve essere fatta come segue:

Il valore di R_u è dato da

$$R_u \approx (R_7/A_o) * (R_6/R_5)$$

$$R_u \approx (6800 / 25185) * (100000 / 400) = 67 \text{ ohm}$$

Calcolo del livello massimo del segnale d'ingresso all'amplificatore:

Il calcolo della tensione massima d'ingresso si esegue partendo dal livello massimo del segnale compatibile con la polarizzazione del collettore di Tr3 fissata in 6.9 V, con questa tensione l'escursione picco picco del segnale potrà essere

$$\text{escursione totale} = 6.9 \text{ V} * 2 \approx 14 \text{ Vpp pari a } \approx 5 \text{ Veff.}$$

da cui la tensione massima d'ingresso

$$V_{\text{ing.max}} = 5 \text{ Veff.} / G = 5 / 250 = 20 \text{ mV eff.}$$

Calcolo del consumo a riposo:

$$\text{Partitore d'ingresso } I \approx 15 \text{ V} / (R_1 + R_2) = 0.068 \text{ mA}$$

$$\text{Coppia Tr1 e Tr2 } I \approx 1 \text{ mA}$$

$$\text{Tr3 } I \approx 1 \text{ mA}$$

$$\text{Consumo totale } I \approx 2.3 \text{ mA}$$

Da un rapido calcolo sulla dissipazione delle resistenze del circuito risulta sempre:

$$P < 0.25 \text{ w}$$

Raccogliendo tutti i dati calcolati abbiamo:

Amplificatore di tensione in bassa frequenza ($f = 10000 \text{ Hz}$); tensione massima d'uscita 5Veff

Tensione d'alimentazione $V_{cc} = + 15 \text{ V}$

Consumo di corrente a riposo $I_{cc} \approx 2.3 \text{ mA}$

Guadagno di tensione $G = 250 (\approx 48 \text{ dB})$

Resistenza d'ingresso $R_{\text{ing}} = 50000 \text{ ohm}$

Resistenza d'uscita $R_u \approx 70 \text{ ohm}$

Guadagno libero ≈ 25000

Transistori: Tr1 e Tr2 tipo BFR17; Tr3 tipo BFY64

Componenti vari:

$$R_1 = 100000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_2 = 120000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_3 = 6800 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_4 = 22000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_5 = 400 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_6 = 100000 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$R_7 = 6800 \text{ ohm } 1/4\text{w}$$

$$C_1 = 4.7 \mu\text{F } 30 \text{ V}$$

$$C_2 = 3.3 \mu\text{F}$$

$$C_3 = 0.047 \mu\text{F}$$

Per completare il progetto dobbiamo fare alcune osservazioni:

- 1) L'amplificatore che abbiamo dimensionato è un circuito definito " Amplificatore di tensione", non è quindi in grado di fornire potenza in uscita anche se la sua resistenza d'uscita R_u è molto bassa; la potenza del segnale disponibile all'uscita è infatti :

$$P_u \approx (5 \text{ V eff.})^2 / 6800 \text{ ohm} = 3.6 \text{ mW}$$

- 2) Visto il valore approssimato di A_o pari a circa 25000 volte ($\approx 88 \text{ dB}$) si può aumentare, se necessario, il guadagno stabilito a $G = 250$ ($\approx 48 \text{ dB}$) fino a 1000 (60 dB) o più, purché sia sempre verificata la condizione :

$$G < A_o - 20 \text{ dB} = 68 \text{ dB}$$

- 3) Essendo il valore di C_1 dimensionato per $f = 10000 \text{ Hz}$ l'amplificatore potrà lavorare, con lo stesso guadagno, a frequenze più elevate per le quali è ovviamente $X_{c1} < X_{c1}$ a 10000

Hz. Il limite superiore delle frequenze amplificabili è condizionato dalle caratteristiche costruttive dei transistori impiegati; il BFR17, ad esempio, ha un guadagno di corrente di 530 volte alla frequenza di 1000 Hz e di sole 5 volte (cinque) alla frequenza di 20 Mhz. Per poter lavorare a frequenze nettamente inferiori a 10000 Hz dovrà essere dimensionato il valore di C_1 affinché risulti sempre:

$$X_{c1} < R_5/100$$

- 4) Nel progetto dell'amplificatore non si è valutato il rumore elettronico d'uscita che in alcuni casi può essere ritenuto un parametro fondamentale; se il problema del rumore si pone è conveniente impostare il progetto dell'amplificatore con l'impiego di transistori speciali da porre nel circuito d'ingresso.

- 5) Il progetto non ha previsto indagini relative alla distorsione del segnale d'uscita; questa problematica afferisce soltanto a particolari casi d'impiego, ad esempio nei sistemi audio ad alta fedeltà, che nulla hanno a che fare con l'amplificatore oggetto del nostro lavoro.

- 6) Nel progetto abbiamo trattato R_{in} ; R_i ; R_u come resistenze pure dato che la frequenza di lavoro, $f = 10000 \text{ Hz}$, è una frequenza bassa rispetto ai parametri capacitivi dei transistori; qualora la frequenza di lavoro dovesse assumere valori elevati, $f > 100 \text{ KHz}$, si dovranno considerare R_{in} ; R_i ; R_u come impedenze.

- 7) Sul circuito di misura:

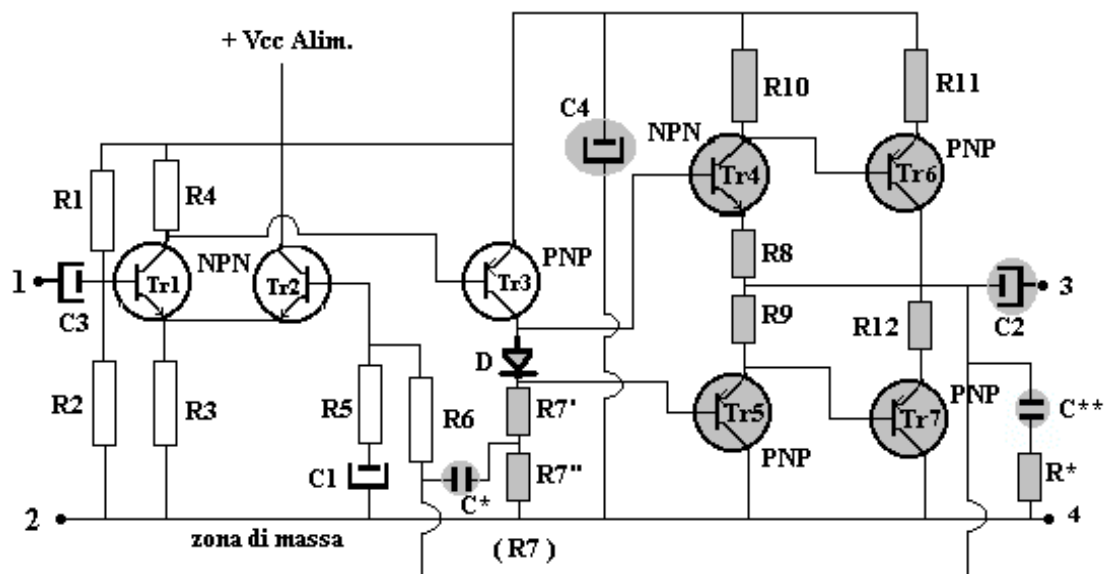
- Il circuito di misura consentirà rilievi delle tensioni continue, in assenza di segnale, a giustificazione delle tensioni di polarizzazione calcolate in sede di progetto.
- Con una tensione d'ingresso di 10 mVeff. a 10000 Hz l'uscita ai punti (3 e 4) sarà di 2.5 V eff. **nessun'altra misura di livello potrà ritenersi significativa all'interno del circuito.**
- Il guadagno dell'amplificatore risulterà di circa 250 volte; per questa ragione il circuito dovrà essere costruito con cura evitando percorsi lunghi nei collegamenti e curando che la "zona di massa" venga collegata ad un involucro metallico che potrà fungere da contenitore provvisorio del circuito sperimentale.

3.12 Amplificatore di potenza

Un amplificatore di potenza è realizzabile mediante un'estensione del circuito di figura 3.24 con l'ausilio una circuitazione accessoria comprensiva di due transistori finali adatti a fornire al carico l'energia voluta.

Lo schema elettrico di questo circuito è riportato in figura 3.26 e qui di seguito commentato:

figura 3.26



Lo schema è diviso in due sezioni, la bianca e l'ombreggiata:

La sezione bianca riporta lo schema dell'amplificatore oggetto dell'esempio di paragrafo 3.11, con le seguenti piccole modifiche

- il carico di Tr3 che nell'originale è costituito da (R7) in questa versione è formato da R7'; R7'' e dal diodo D, per consentirne l'accoppiamento con la sezione di potenza
- la resistenza di controreazione R6 non preleva più il segnale dal collettore di Tr3 ma dalla nuova uscita dell'amplificatore.

La sezione ombreggiata riporta il nuovo circuito costituito dai due transistori pilota, Tr4 e Tr5, e dalla coppia dei transistori finali Tr6 e Tr7.

L'insieme dell'amplificatore è dotato di due anelli di controreazione così individuabili:

- il primo anello di controreazione, che interessa tutto l'amplificatore, è costituito da R6 che retrocede la tensione continua presente all'uscita dello stadio finale al fine di fissarla al livello imposto dal partitore d'ingresso R1, R2. Essendo $R1 = R2$ l'uscita dello stadio finale viene fissata ad un valore pari a $V_{cc} \text{ Alim.}/2$ a tutto vantaggio della dinamica del segnale d'uscita che in questo modo può fare un'escursione molto ampia.
- il secondo anello di controreazione, che interessa tutto l'amplificatore, è costituito da R6 e dalla serie di R5 e C1; con questo anello, similmente al circuito di figura 3.24 si stabilisce il guadagno di tensione dell'amplificatore.

Il funzionamento del circuito è il seguente:

Il segnale d'ingresso (punti 1 e 2) viene amplificato dalla "sezione bianca" (si veda descrizione del paragrafo 3.11) e viene reso da questa ai due capi del diodo D con una differenza di potenziale continua di circa 0.7 Vcc.

Il collettore di Tr3 applica direttamente il suo segnale alla base di Tr4 che, tramite la resistenza di carico R10, lo rende sul collettore di Tr4 in opposizione di fase; il collettore di Tr4 pilota la base del transistor finale Tr6.

Il collettore di Tr3, attraverso il diodo D, applica il suo segnale alla base di Tr5 che lo rende in fase sul proprio emettitore; l'emettitore di Tr5 pilota in fase la base del transistor finale Tr7.

Questo particolare tipo di pilotaggio fa sì che quando la Ic di segnale in Tr6 cresce, la Ic di segnale in Tr7 è quasi nulla, quando la Ic di segnale in Tr7 cresce, la Ic di segnale in Tr6 è quasi nulla; il transistor Tr6 fornisce al carico i semiperiodi positivi del segnale, mentre Tr7 fornisce i semiperiodi negativi. I transistor finali contribuiscono pertanto in eguale misura a fornire la potenza d'uscita.

Questa modalità di funzionamento dello stadio finale è detta di "classe B" ed è caratterizzata dal fatto che in assenza di segnale il consumo dell'amplificatore di potenza è molto piccolo; ciò è un vantaggio ma è penalizzato dal fatto che, nei punti di passaggio tra i semiperiodi positivi ed i semiperiodi negativi del segnale d'uscita, si crea un sorta di discontinuità che genera distorsione.

Per minimizzare questo fenomeno il circuito finale è dotato di una rete particolare detta "bootstrap", componenti R7', R7'', C*, che ha il compito di compensare in parte detta distorsione rendendo più lineare l'amplificatore.

Dimensionamento dei componenti:

Supponiamo di voler disporre di un amplificatore in grado di fornire una potenza, PL, di segnale di 5 W su carico resistivo di 20 ohm con un guadagno di 200 volte (46 dB) alla frequenza di 10000 Hz. Tensione d'alimentazione di 30Vcc

Per la sezione bianca valgono i dati già calcolati nel paragrafo 3.11 anche per V Alim. = 30 Vcc:

Transistori: Tr1 e Tr2 tipo BFR17; Tr3 tipo BFY64

R1 = R2 = 100000 ohm 1/4w

R3 = 6800 ohm 1/4w

R4 = 22000 ohm 1/4w

R5 = da calcolare in base al nuovo guadagno

R6 = da calcolare in base al nuovo guadagno

R7 = 6800 ohm 1/4w

C1 = da calcolare in base al nuovo guadagno

C3 = 0.047 µF

Per i transistori finali della sezione ombreggiata si dovrà operare come segue:

Si scelgono Tr6 e Tr7 in base alla tensione d'alimentazione e della corrente richiesta.

- Calcolo della corrente di collettore massima, I_{pmax}, richiesta in base al carico: essendo

$$PL = 5 \text{ W} \quad \text{su} \quad RL = 20 \text{ ohm}$$

si ha

$$V_u = \sqrt{(P * RL)} = 10 \text{ Veff}$$

$$I_{pmax} = (10 \text{ Veff}/20 \text{ ohm}) * 1.41 \approx 0.7 \text{ A picco}$$

Sulla scorta del valore della corrente di picco massima, I_{pmax} = 0.7 A picco, e della tensione continua di alimentazione, V Alim = 30 V cc, ci si può orientare, sia per Tr6 che

per Tr7, sul transistor PNP tipo 2N6107 che presenta le seguenti caratteristiche (si veda figura 3.26/a):

- **V_{ceo}** = - 80 V

Osservazione: V_{ceo} è nettamente superiore alla tensione che alimenta il circuito

- **I_c** = -7 A

Osservazione: I_c è nettamente superiore alla corrente di picco richiesta

- **P** = 1.8 W potenza dissipabile a temperatura ambiente di 25°C

Osservazione: Nel nostro caso, tanto Tr6 che Tr7 non lavorano in saturazione; pertanto la potenza massima dissipata su ciascun transistor in presenza di segnale si deve calcolare secondo l'espressione seguente:

(l'espressione tiene conto della dissipazione media dovuta al fatto che ciascun transistor lavora per il 50% del tempo)

$$P_{c \max} = (I_{\text{picco}} * V_{\text{lim.}} / 6.28) - (I_{\text{picco}}^2 * R_L / 4)$$

$$P_{c \max} = (0.7 \text{ A} * 30 \text{ V} / 6.28) - (0.7^2 * 20 / 4) = 0.89 \text{ W}$$

essendo P_{c max} inferiore a P = 1.8 W i transistori sono in grado di dissipare in aria libera tutto il calore generato durante il funzionamento sotto segnale.

- **h_{fe}** = 20 guadagno di corrente minimo per I_c = 0.5 A alla frequenza di 50000 Hz

Osservazione: Con questo valore di h_{fe} la corrente di picco d'ingresso sulla base di Tr6 e Tr7

sarà pari a:

$$I_{p \text{ base}} = I_{p \max} / 20 = 0.7 \text{ A} / 20 = 35 \text{ mA picco}$$

- **V_{ce(sat)}** = - 1 V

Osservazione: Della V_{ce(sat)} si deve tenere conto nel calcolo della dinamica: essendo la tensione efficace sul carico

$$V = \sqrt{P * R_L} = \sqrt{5 \text{ W} * 20 \text{ ohm}} = 10 \text{ V}_{\text{eff}}$$

la V_{picco} sarà 14 V quindi compatibile con l'espressione:

$$V_{\text{picco}} = V_{\text{lim.}} / 2 - V_{\text{ce(sat)}}$$

- **V_{be}** = -0.7 V tensione di funzionamento della base del transistor

Per i transistori pilota della sezione ombreggiata si dovrà operare come segue:

Si scelgono Tr4 e Tr5 in base alla tensione d'alimentazione e della corrente di picco richiesta:

Per Tr4 si può scegliere il transistor NPN tipo 2N1711 che, come si legge in figura 3.6, ha le caratteristiche volute, sia per fornire a Ib a Tr6, sia per sostenere la tensione d'alimentazione .

Per Tr5 si può scegliere il transistor PNP tipo BFY64 che, come si legge in figura 3.25, ha le caratteristiche volute, sia per fornire a Ib a Tr7, sia per sostenere la tensione d'alimentazione .

Per le resistenze R10 ed R12 si osservi:

La funzione delle resistenze R10 ed R12 nel circuito di potenza aiuta a stabilizzare termicamente i transistori finali Tr6 e Tr7 e riduce le differenze costruttive esistenti tra loro; dato però che valori troppo elevati delle resistenze sottraggono potenza sul carico, il dimensionamento di queste deve essere fatto a seguito di un ragionevole compromesso.

Se accettiamo di sottrarre al carico soltanto il 5% della potenza pari ad una perdita di:

$$\text{Perdita} = 5 \text{ W} * 5 / 100 = 0.25 \text{ W}$$

possiamo dimensionare R11 ed R12 come segue:

essendo $I_{\text{max}} = (10 V_{\text{eff}} / 20 \text{ ohm}) = 0.5 \text{ A eff.}$ si ha

$$R_{11} = R_{12} = 0.25 \text{ W} / I_{\text{max}} = 0.25 / 0.5 = 0.5 \text{ ohm (da arrotondare a } 0.47 \text{ ohm)}$$

Le due resistenze dovranno poter dissipare una potenza pari a $0.25 \text{ W} / 2 = 0.125 \text{ W}$.

Per le resistenze R8 ed R9 si osservi:

Le resistenze R8 ed R9 hanno prevalentemente il compito di elevare la resistenza d'ingresso di Tr4 e Tr5 affinché questi, con le loro correnti di base, non carichino eccessivamente Tr3.

Potendo contare per Tr4 e Tr5 su di un hfe = 100 e desiderando un carico di circa 10000 ohm avremo:

$$R_8 = R_9 = 10000 \text{ ohm} / h_{fe} = 100 \text{ ohm}$$

La potenza di dissipazione delle resistenze può essere di 1/4W.

Per la resistenza R10 si osservi:

R10 costituisce la resistenza di base di Tr6 così come è la resistenza R9 per Tr7; è naturale pertanto che le due resistenze siano uguali :

$$R_{10} = R_9 = 100 \text{ ohm}$$

Per i componenti R5; R6 si calcola:

Le resistenze R5 ed R6 governano il guadagno globale dell'amplificatore; R6 in corrente continua, R5 con R6 in corrente alternata, facendo rientrare tutti i transistori del circuito nell'anello di controreazione.

Essendo il guadagno di tensione dell'amplificatore posto pari a 200 volte (46 dB) il valore di R6 dovrà essere:

$$G = R_6 / (R_5 + X_{c1})$$

Per $X_{c1} \ll R_5$ come andremo a dimensionare potrà essere :

$$R5 = R6 / G = R6 / 200$$

Per evitare che R6 rappresenti un carico inutile per lo stadio finale la si dimensiona nell'ordine di 1000 volte RL cioè

$$R6 = 1000 * RL = 1000 * 20 = 20000 \text{ ohm (arrotondata a 22000 ohm)}$$

ne segue il valore di R5

$$R5 = R6 / 200 = 22000 / 200 = 110 \text{ ohm}$$

Entrambe le resistenze possono avere una potenza di dissipazione di 1/4W.

Per C1 si calcola:

Affinché la reattanza di C1 sia molto inferiore di R5 si deve avere

$$Xc1 = R5 / 100 = 110 \text{ ohm} / 100 = 1.1 \text{ ohm}$$

da cui, per $f = 10000 \text{ Hz}$

$$Xc1 = 1 / (6.28 * 10000 * C1) = 1.1 \text{ ohm}$$

che risulta in C1 dà $C1 \approx 15 \mu\text{F}$

Sarà necessario un condensatore elettrolitico con una tensione di lavoro di 30V.

Per i componenti R7'; R7'' e C* si osservi:

Le resistenze R7' ed R7'' ed il condensatore C* contribuiscono alla linearità dello stadio finale mediante il principio del "bootstrap"; il calcolo di questi componenti è estremamente complesso e porta, comunque, a risultati da verificare ed aggiustare sull'amplificatore in laboratorio. Per questa ragione è conveniente assumere per R7' ed R7'' due valori la cui somma possa rappresentare un corretto carico per Tr3, ad esempio circa 8000 ohm, e il cui rapporto, dedotto da esperienze analoghe, sia $R7'' / R7' = 3$; ne segue che $R7' = 6800 \text{ ohm}$ e $R7'' = 2200 \text{ ohm}$.

Per il valore di C* non resta che provarne alcuni valori in laboratorio controllando, con l'oscilloscopio, come migliora la distorsione del segnale d'uscita.

Entrambe le resistenze possono avere una potenza di dissipazione di 1/4W.

Per C2 si calcola:

Affinché C2 non crei caduta di tensione di segnale apprezzabile a danno di RL, è opportuno che la reattanza di C2 sia molto inferiore di RL; ciò si ottiene assumendo:

$$Xc2 = RL / 100 = 20 \text{ ohm} / 100 = 0.2 \text{ ohm}$$

da cui, per $f = 10000 \text{ Hz}$

$$Xc2 = 1 / (6.28 * 10000 * C2) = 0.2 \text{ ohm}$$

che risulta in C2 dà $C2 \approx 80 \mu\text{F}$ (arrotondato a 100 μF)

Sarà necessario un condensatore elettrolitico con una tensione di lavoro di 50V.

Componenti R^* e C^{} :**

Questi componenti sono necessari per la stabilità del circuito quando ad esso dovesse mancare il carico; per R^* e C^{**} si suggeriscono indicativamente $R^* = 100 \text{ ohm}$ e $C^{**} = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$, valori da aggiustare in sede di messa a punto del circuito.

Dall'esame condotto compiliamo la lista dei componenti lo stadio finale:

Tr4 = 2N1711

TR5 = BFY64

TR5 = TR6 = 2N6107

R5 = 110 ohm

R6 = 22000 ohm

R7' = 6800 ohm

R7'' = 2200 ohm

R8 = 100 ohm

R9 = 100 ohm

R10 = 100 ohm

R11 = 0.47 ohm

R12 = 0.47 ohm

C^* = da definire in via sperimentale

$C^{**} = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$

$R^* = 100 \text{ ohm}$

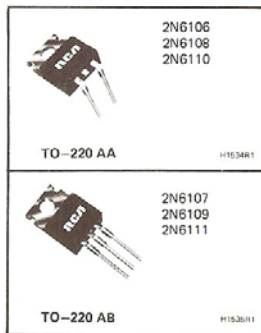
C1 = 15 μF 30 V

C2 = 100 μF 100V

Tutte le resistenze da 1/4W

figura 3.26/a

2N6106 2N6107
 2N6108 2N6109
 2N6110 2N6111



Silicon P-N-P VERSAWATT Transistors

General-Purpose Types for Medium-Power Switching and Amplifier Applications

Features

- Low saturation voltage—
 $V_{CE(sat)} = 1\text{ V max. at } I_C = 2\text{ A (2N6106 \& 2N6107)}$
 $= 1\text{ V max. at } I_C = 2.5\text{ A (2N6108 \& 2N6109)}$
 $= 1\text{ V max. at } I_C = 3\text{ A (2N6110 \& 2N6111)}$
- Thermal-cycling ratings
- VERSAWATT package (molded green silicone plastic)
- Maximum safe-area-of-operation curves specified for dc operation
- Complements of types in 2N5496 family

RCA – 2N6106, 2N6107, 2N6108, 2N6109, 2N6110, and 2N6111[■] are epitaxial-base silicon p-n-p transistors. They are intended for a wide variety of medium-power switching and amplifier applications, such as series and shunt regulators and driver and output stages of high-fidelity amplifiers.

2N6107, 2N6109, and 2N6111 are electrically identical to the 2N6106, 2N6108, and 2N6110, respectively, but they have straight leads for mounting on printed-circuit boards. These new plastic power transistors differ in voltage ratings and in the currents at which the parameters are controlled.

Types 2N6106, 2N6108, and 2N6110 have formed emitter and base leads for insertion into TO-66 sockets. Types

[■] Formerly RCA Dev. Nos. TA8210, TA7741, TA8211, TA7742, TA8212, and TA7743, respectively.

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

		2N6110	2N6108	2N6106
		2N6111	2N6109	2N6107
*COLLECTOR-TO-BASE VOLTAGE	V_{CBO}	-40	-60	-80 V
COLLECTOR-TO-EMITTER SUSTAINING VOLTAGE:				
With external base-to-emitter resistance (R_{BE}) = 100 Ω	$V_{CER(sus)}$	-40	-60	-80 V
* With base open	$V_{CEO(sus)}$	-30	-50	-70 V
*EMITTER-TO-BASE VOLTAGE	V_{EBO}	- 5	- 5	- 5 V
*COLLECTOR CURRENT (Continuous)	I_C	- 7	- 7	- 7 A
*BASE CURRENT (Continuous)	I_B	- 3	- 3	- 3 A
TRANSISTOR DISSIPATION:				
* At case temperatures up to 25°C	P_T	40	40	40 W
At ambient temperatures up to 25°C		1.8	1.8	1.8 W
* At case temperatures above 25°C		Derate linearly at 0.32W/°C, or see Fig.2.		
At ambient temperatures above 25°C		Derate linearly at 0.0144 W/°C		
TEMPERATURE RANGE:				
* Storage & Operating (Junction)		← -65 to 150 → °C		
*LEAD TEMPERATURE (During Soldering):				
At distance \geq 1/8 in. (3.17 mm) from case for 10 s max.		← 235 → °C		

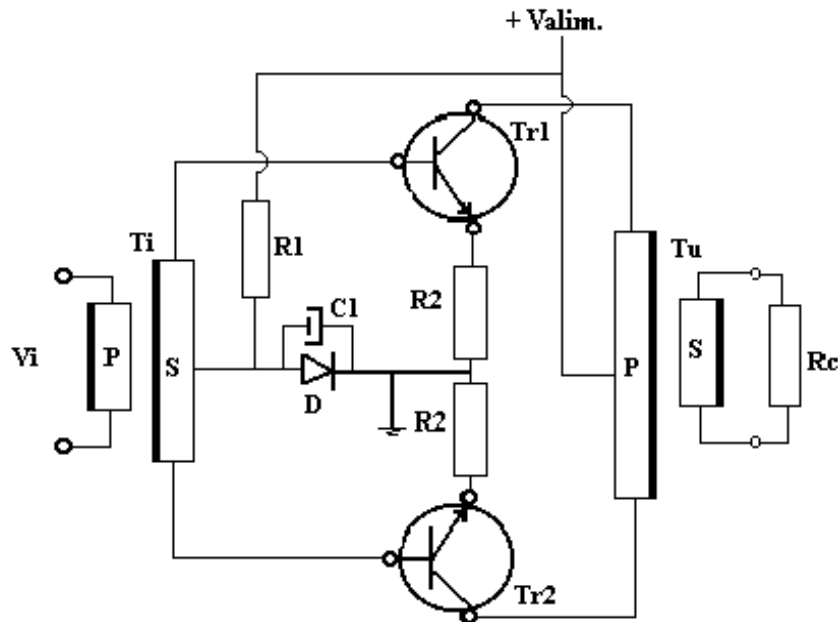
[■]In accordance with JEDEC registration data format (JS-8 RFD-2).

3.12.1 Amplificatore di potenza controfase a trasformatori

Un amplificatore di potenza controfase è facilmente realizzabile mediante una coppia di transistori e due trasformatori; questo tipo di circuito, detto anche configurazione in Push-Pull, lavora con i transistori in classe B, condizione per la quale nella fase di conduzione del primo corrisponde il bloccaggio del secondo e, viceversa alla conduzione del secondo corrisponde il bloccaggio del primo; ciascun transistore opera per la metà del periodo dell'onda da amplificare.

Lo schema elettrico di questo circuito è riportato in figura 3.27 e qui di seguito commentato:

figura 3.27



Il segnale d'ingresso V_i è applicato all'amplificatore mediante il primario del trasformatore bilanciato T_i ; i due rami del secondario di T_i pilotano in opposizione di fase le basi di Tr_1 e Tr_2 .

I collettori dei due transistori sono collegati in Push-Pull al primario del trasformatore bilanciato d'uscita T_u che li alimenta in corrente continua. Nel primario si compongono le due semionde si da ricostruire l'onda intera del segnale amplificato. Il secondario di T_u trasferisce il segnale d'uscita al carico R_c .

Il guadagno di tensione di ciascun transistore, sempre che sia verificata la condizione $R_e \ll R_2$, è dato dal rapporto

$$G = R_{tr} / R_2$$

dove R_{tr} è la resistenza che il secondario di T_u , a causa del carico R_c , deve trasferire ai rami del primario.

Le basi di Tr_1 e Tr_2 sono portate di poco sotto la conduzione dalla V_{be} del diodo D nel quale è fatta scorrere la corrente di polarizzazione determinata da R_1 .

In un primo semiperiodo del segnale d'ingresso, tramite T_i , viene attivato il ramo di amplificazione formato da Tr_1 e da mezzo avvolgimento di T_u con il conseguente trasferimento del primo mezzo periodo di potenza sul carico R_c .

In un secondo semiperiodo del segnale d'ingresso, tramite T_i , viene attivato il ramo di amplificazione formato da Tr_2 e da mezzo avvolgimento di T_u con il conseguente trasferimento del secondo mezzo periodo di potenza sul carico R_c .

Vediamo ora un esempio di progetto dell'amplificatore utilizzando semplici e sintetiche formule di calcolo per la soluzione della seguente impostazione di richiesta dati:

Tensione di alimentazione $V_{lim.} = + 50 \text{ V}$

Potenza richiesta sul carico $P = 4 \text{ W}$

Resistenza di carico $R_c = 10 \text{ ohm}$

Frequenza di lavoro $F = 1000 \text{ Hz}$

Guadagno elettronico $G = 50 \text{ volte}$

Calcolo della resistenza trasferita R_{tr} :

Il calcolo della resistenza R_{tr} che deve essere trasferita dal carico è dato dall'espressione:

$$R_{tr} = (1 / P_t) * \{ (V_{lim.} - V_{ce(sat)}) / [1.41 * (1 + 1/G)] \}^2$$

Dove

P_t è la potenza totale richiesta (potenza sul carico + perdita in T_u)

$V_{lim.}$ (tensione continua d'alimentazione del circuito)

$V_{ce(sat)}$ (tensione di saturazione della coppia Tr_1, Tr_2)

G (guadagno elettronico di tensione)

Assumendo ragionevolmente per Tr_1 e Tr_2 una $V_{ce(sat)} = 3 \text{ V}$, ed una perdita del 20% di potenza nel trasformatore d'uscita la potenza totale che deve essere fornita è:

$$P_t = P + \text{Perdita} = 4 \text{ W} * 0.8 = 4.8 \text{ W} \text{ dalla quale si avrà :}$$

$$R_{tr} = (1 / 4.8 \text{ W}) * \{ (50 \text{ V} - 3 \text{ V}) / [1.41 * (1 + 1/50)] \}^2 = 222.5 \text{ ohm}$$

Calcolo di R_2 .

La resistenza R_2 , sempre che sia verificabile che $R_e \ll R_2$, è data dall'espressione.

$$R_2 = R_{tr} / G = 222.5 / 50 = 4.45 \text{ ohm (da arrotondare a } 4.7 \text{ ohm)}$$

Calcolo della massima corrente di picco di collettore e della dissipazione di R_2 :

La massima corrente di picco di ciascun transistor, nel rispettivo ciclo di conduzione, è data da:

$$I_{cp} = 1.41 * \sqrt{(P_t / R_{tr})}$$

Da cui

$$I_{cp} = 1.41 * \sqrt{(4.8 \text{ W} / 222.5 \text{ ohm})} = 0.2 \text{ A}$$

Con il calcolo di I_{cp} può essere computata la potenza dissipata in R_2 :

$$Pr_2 = (I_{cp} / 1.41)^2 * R_2 = (0.2 \text{ A} / 1.41)^2 * 4.7 \text{ ohm} \approx 0.1 \text{ W}$$

che conducendo corrente per il 50% del tempo si riduce a $Pr_2 / 2 = 0.1 \text{ W} / 2 = 0.05 \text{ W}$.

Verifica della condizione $R_e \ll R_2$:

Essendo la corrente di picco

$$I_{cp} = 0.2 \text{ A}$$

la corrente efficace sarà $I_{eff.} = I_{cp} / 1.41 = 0.2 / 1.41 = 141.8 \text{ mA}$

e il valore di della resistenza di emettitore

$$R_e = 27 / I_{eff.} = 27 / 141.8 = 0.19 \text{ ohm}$$

R_e risulta nettamente inferiore al valore di $R_2 = 4.7 \text{ ohm}$

Calcolo delle dinamiche delle tensioni:

La variazione massima, D_{vc} , della tensione sui collettori dei transistori sarà:

$$D_{vc} = I_{cp} * R_{tr}$$

$$D_v = 0.2 \text{ A} * 222.5 \text{ ohm} = 44.5 \text{ V}$$

ovvero una tensione di picco ai capi dei rami del primario di 44.5 V pari ad una tensione efficace

$$V_u = 31.5 \text{ V}_{eff}$$

La variazione massima, D_{ve} , della tensione sugli emettitori dei transistori sarà:

$$D_{ve} = I_{cp} * R_2$$

$$D_{ve} = 0.2 \text{ A} * 4.7 \text{ ohm} = 0.94 \text{ V}$$

Ne segue che nei semiperiodi di conduzione il collettore passa da +50 V a

$$+ 50 \text{ V} - D_{vc} = +50 - 44.5 = + 5.5 \text{ V}$$

mentre l'emettitore passa da 0 V a $D_{ve} = + 0.94 \text{ V}$

lasciando ai transistori un ampio valore di $V_{ce} = 5.5 \text{ V} - 0.94 \text{ V} = 4.56 \text{ V}$

Calcolo del trasformatore T_u :

Il calcolo di T_u prevede inizialmente di stabilire il rapporto spire tra un ramo del primario ed il secondario secondo l'espressione:

$$N_p / N_s = \sqrt{R_{tr} / R_c}$$

da cui
$$N_p / N_s = \sqrt{(222.5 \text{ ohm} / 10 \text{ ohm})} \approx 4.7$$

Il rapporto tra N_p ed N_s indica un trasformatore in “discesa”, trasformatore che ha il primario con un numero di spire superiore al secondario; è quindi dal primario che muovono le considerazioni di progetto:

Il primario deve avere una reattanza molto più alta della resistenza trasferita R_{tr} tale da rappresentarne un carico dell'ordine del solo 2 %, reattanza calcolabile secondo l'espressione.

$$X_L = R_{tr} * R_o / \sqrt{R_o^2 - R_{tr}^2}$$

dove $R_o = R_{tr} - 2 \% R_{tr} = 0.98 R_{tr}$

dalla quale, essendo $R_{tr} = 222.5 \text{ ohm}$, si calcola

$$X_L = .98 * 222.5 \text{ ohm} * 222.5 \text{ ohm} / \sqrt{[222.5 \text{ ohm}^2 - (0.98 * 222.5 \text{ ohm})^2]} = 1096 \text{ ohm}$$

realizzabile con un'induttanza di:

$$L = 1096 \text{ ohm} / (6.28 * 1000 \text{ Hz}) = 174 \text{ mH}$$

Utilizzando un nucleo in ferrite tipo LA 2330 avente $\alpha = 26.9$ si ha

$$N_s = \alpha * \sqrt{L}$$

$$N_p = 26.9 * \sqrt{174 \text{ mH}} = 355 \text{ Spire}$$

per ciascuno dei due rami del primario

Il secondario avrà pertanto

$$N_s = N_p / 4.7 = 355 / 4.7 = 75.5 \text{ spire}$$

assemblate nel rocchetto del nucleo secondo la seguente disposizione costruttiva bilanciata :

avvolgimento del primo ramo del primario = 355 spire

avvolgimento del secondario = 75.5 spire

avvolgimento del secondo ramo del primario = 355 spire

Come ultimo passo del progetto del trasformatore Tu si deve procedere alla verifica dell'induzione B che, per il nostro tipo di nucleo, deve essere $B < 3000 \text{ Gauss}$.

$$B = (V_u * 10^8) / (S * 4.44 * f * N)$$

essendo per il nucleo LA 2330 $S = 0.999 \text{ cm}^2$ si ha:

$$B = (31.5 \text{ V} * 10^8) / (0.999 \text{ cm}^2 * 4.44 * 1000 \text{ Hz} * 355 \text{ spire}) = 1998 \text{ Gauss}$$

valore che soddisfa l'assunto.

Calcolo del circuito d'ingresso:

Il circuito d'ingresso è composto dal trasformatore T_i e dal polarizzatore formato dal resistore R_1 e dal diodo D in parallelo al condensatore C_1 ; vediamo quale criteri di calcolo devono essere adottati per dimensionare questi componenti:

Avendo posto un valore di $G = 50$ e calcolata l'ampiezza di $V_u = 31.5 \text{ V}_{\text{eff}}$ si può stabilire l'ampiezza di picco della tensione d'ingresso

$$V_{ip} = 1.41 * (V_u / G) = 1.41 * (31.5 \text{ V}_{\text{eff}} / 50) = 0.88$$

Assumendo che i transistori necessitino di una $V_{be \text{ max}} = 1.2 \text{ V}$ per condurre il picco massimo di corrente calcolato in precedenza in $I_c = 0.2 \text{ A}$ e che il diodo D (tipo 1N2002) possa polarizzare i transistori ad una tensione $V_d = 0.6 \text{ V}$ il picco massimo della tensione da applicare all'ingresso dei transistori è dato da:

$$V_{ip \text{ max}} = V_{ip} + (V_{be \text{ max}} - V_d)$$

$$V_{ip \text{ max}} = 0.88 + (1.2 \text{ V} - 0.6 \text{ V}) = 1.48 \text{ V}_p$$

Assumiamo ora che i transistori abbiano un valore di $h_{fe \text{ minimo}} = 50$, in tal caso la resistenza d'ingresso di ciascun transistorore sarà data da

$$R_i = h_{fe} * R_2 = 50 * 4.7 \text{ ohm} = 235 \text{ ohm}$$

è la potenza del segnale d'ingresso dovrà essere:

$$P_i = (V_{ip \text{ max}} / 1.41)^2 / R_i$$

$$P_i = (1.48 \text{ V}_p / 1.41)^2 / 235 \text{ ohm} = 0.0047 \text{ W}$$

Questa potenza può essere fornita ai transistori da un trasformatore bilanciato T_i calcolato secondo le caratteristiche del generatore dei segnali; se supponiamo, a titolo indicativo, che il generatore fornisca una tensione $V_g = 2 \text{ V}_{\text{eff}}$ su di un'impedenza $R_g = 60 \text{ ohm}$ possiamo impostare il calcolo del trasformatore T_i :

Il calcolo di T_i prevede inizialmente di stabilire il rapporto spire tra il primario ed un ramo del secondario secondo l'espressione:

$$N_p / N_s = V_g / (V_{ip \text{ max}} / 1.41)$$

da cui

$$N_p / N_s = 2 \text{ V}_{\text{eff}} / (1.48 \text{ V}_p / 1.41) \approx 1.9$$

Il rapporto tra N_p ed N_s indica un trasformatore in "discesa", trasformatore che ha il primario con un numero di spire superiore al secondario; è quindi dal primario che muovono le considerazioni di progetto:

Il primario deve avere una reattanza molto più alta della resistenza R_g del generatore tale da rappresentarne un carico dell'ordine del solo 5 %, reattanza calcolabile secondo l'espressione.

$$X_L = R_g * R_o / \sqrt{(R_o^2 - R_g^2)}$$

dove $R_o = R_g - 5 \% R_g = 0.95 R_g$

dalla quale, essendo $R_g = 60 \text{ ohm}$, si calcola

$$X_L = .95 * 60 \text{ ohm} * 60 \text{ ohm} / \sqrt{[60 \text{ ohm}^2 - (0.95 * 60 \text{ ohm})^2]} = 182 \text{ ohm}$$

realizzabile con un'induttanza di:

$$L = 182 \text{ ohm} / (6.28 * 1000 \text{ Hz}) = \approx 29 \text{ mH}$$

Utilizzando un nucleo in ferrite tipo LA 2532 avente $\alpha = 42$ si ha

$$N_s = \alpha * \sqrt{L}$$

$$N_p = 42 * \sqrt{29 \text{ mH}} = 226 \text{ Spire}$$

Il secondario avrà pertanto

$$N_s = N_p / 4.7 = 355 / 1.9 = 187 \text{ spire}$$

per ciascun ramo

assemblate nel rocchetto del nucleo secondo la seguente disposizione costruttiva bilanciata :

avvolgimento del primo ramo del secondario = 187 spire

avvolgimento del primario = 226 spire

avvolgimento del secondo ramo del secondario = 187 spire

Come ultimo passo del progetto del trasformatore T_i si deve procedere alla verifica dell'induzione B che, per il nostro tipo di nucleo, deve essere $B < 3000 \text{ Gauss}$.

$$B = (V_g * 10^8) / (S * 4.44 * f * N)$$

essendo per il nucleo LA 2532 $S = 0.447 \text{ cmq}$ si ha:

$$B = (2 \text{ V} * 10^8) / (0.447 \text{ cmq} * 4.44 * 1000 \text{ Hz} * 226 \text{ spire}) = 446 \text{ Gauss}$$

valore che soddisfa l'assunto.

Non resta ora che determinare il valore di R_1 per ultimare l'analisi del circuito d'ingresso dell'amplificatore:

R1 deve essere dimensionata affinché nel diodo D scorra una corrente di poco superiore ai picchi della corrente di base dei transistori; essendo quest'ultima

$$I_b = V_{ip} / R_i = 1.48 / 235 \text{ ohm} = 6.3 \text{ mA}$$

la corrente nel diodo può essere fissata a $I_d = 10 \text{ mA}$ con l'assunzione di un valore di R1 pari a:

$$R_1 = (V_{lim.} - 0.6 \text{ V}) / I_d = (50 \text{ V} - 0.6 \text{ V}) / 10 \text{ mA} = 4940 \text{ ohm (da arrotondare a } 4700 \text{ ohm)}$$

R1 deve essere in grado di dissipare una potenza di:

$$P_{r1} = (V_{lim.} - 0.6 \text{ V})^2 / R_1 = (50 \text{ V} - 0.6 \text{ V})^2 / 4700 \text{ ohm} = 0.5 \text{ W}$$

Il condensatore C1 deve avere una reattanza pari ad

$$X_{c1} = R_i / 100 = 235 \text{ ohm} / 100 = 2.35 \text{ ohm}$$

da cui $C_1 = 1 / (2 * \pi * f * X_{c1}) = 1 / (6.28 * 1000 * 2.35 \text{ ohm}) \approx 68 \mu\text{F}$

Calcolo della dissipazione dei transistori Tr1 e Tr2:

La potenza dissipata su ciascun transistor, che lavora per il 50 % del tempo, è calcolabile con l'espressione:

$$P_c = (I_{picco} * V_{lim.} / 3.14) - (I_{picco}^2 * R_{tr} / 4)$$

$$P_c = (0.2 \text{ A} * 50 \text{ V} / 3.14) - (0.2^2 * 222.5 \text{ ohm} / 4) = 0.95 \text{ W}$$

Scelta dei transistori Tr1, Tr2:

Per la scelta dei transistori si consiglia, ad ulteriore titolo d'esercizio, di consultare un adatto catalogo per trovare un tipo di transistor che si adatti alle caratteristiche emerse dal progetto che qui riassumiamo:

$$f = 1000 \text{ Hz}$$

$$V_{lim.} = +50 \text{ V}$$

$$V_u = 31.5 \text{ V}_{eff.} \text{ (pari a } 44.5 \text{ V}_p \text{)}$$

$$I_p \text{ di lavoro} = 0.2 \text{ A}$$

$$V_{ce(sat) max} = 3 \text{ V}$$

$$h_{fe min} = 50$$

$$P_d = 0.95 \text{ W}$$

$$V_{be max} \text{ (per } I_c = 0.2 \text{ A)} = 1.2 \text{ V}$$

Nella scelta del transistor si ricordi che:

- In un circuito controfase la tensione sul collettore di un transistor può arrivare al doppio della tensione d'alimentazione.
- Se la potenza da dissipare è superiore a quella consentita dal transistor si deve impiegare un dissipatore utilizzando il metodo di calcolo indicato nel seguente paragrafo 3.13.

3.13 Problemi connessi con la dissipazione dei transistori

Nei paragrafo 3.12 abbiamo esaminato la situazione relativa alla potenza dissipata nei transistori finali ed abbiamo riscontrato che tale potenza, dell'ordine di 1 W, è ampiamente dissipabile in aria libera date le caratteristiche termiche dei transistori impiegati.

Molte volte possono verificarsi casi opposti nei quali la dissipazione di potenza richiesta al transistor ecceda la capacità di dissipazione del transistor in aria libera.

In questi casi i transistori devono essere dotati di superfici radianti ausiliarie meccanicamente ed efficacemente fissate ad essi.

In questo paragrafo ci poniamo l'obiettivo del calcolo delle caratteristiche termiche dei dissipatori in funzione della potenza che un transistor deve dissipare.

Supponiamo di avere il transistor di potenza 2N3055 in condizioni di dover dissipare 25 W; essendo la sua capacità di dissipazione in aria libera di soli 3 W, necessita di una superficie ausiliaria di raffreddamento della quale è necessario calcolare la resistenza di radiazione.

Il calcolo della resistenza di radiazione della superficie ausiliaria "dissipatore" è fattibile mediante la formula seguente che, per sicurezza, valuta la potenza da dissipare il 10% in più di quella data:

$$R_{\theta rad} = [(T_j - T_a) / (P * 1.1)] - (R_{\theta is} + R_{\theta jc})$$

Dove:

$R_{\theta rad}$ = resistenza termica del radiatore

T_j = temperatura massima della giunzione del transistor

T_a = temperatura dell'ambiente di lavoro

P = potenza da dissipare

$R_{\theta is}$ = resistenza termica dell'isolante tra transistor e radiatore

$R_{\theta jc}$ = resistenza termica giunzione case (involucro del transistor)

Dai dati del 2N355 riportati in figura 3.29 possiamo rilevare:

$$T_j = 200^{\circ} \text{ c}$$

$$R_{\theta jc} = 1.5^{\circ} \text{ c /W}$$

Altri dati sono da impostare quali:

$T_a = 45^{\circ} \text{ c}$ (s'ipotizza che il transistor debba lavorare in un ambiente surriscaldato a 45°)

$P = 25 \text{ W}$ (potenza da dissipare - dato di partenza per il nostro problema-)

$R_{\theta is} = 0.5^{\circ} \text{ c/ W}$ (per rondella isolante di mica con grasso – dato praticamente comune a tutte le applicazioni)

applicando i dati alla formula abbiamo:

$$R_{\theta rad} = [(200^{\circ} \text{ c} - 45^{\circ} \text{ c}) / (25 \text{ w} * 1.1)] - (0.5^{\circ} \text{ c/w} + 1.5^{\circ} \text{ c/w}) = 3.63^{\circ} \text{ c/w}$$

Il risultato conduce alle caratteristiche termiche del dissipatore richiesto che deve avere una resistenza termica pari od inferiore a $3.63^{\circ}\text{C}/\text{W}$; radiatori con queste caratteristiche sono disponibili sul mercato, in figura 3.28 è mostrato il profilo di un tipo individuato che ha le seguenti caratteristiche:

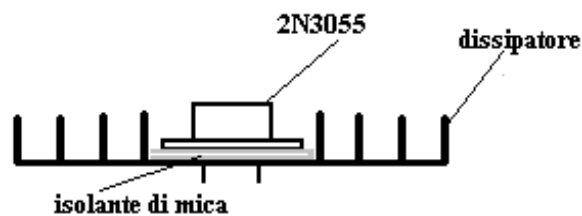
$$R_{\theta\text{rad}} = 3.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Lunghezza = 87.5 mm

Larghezza = 108 mm

Altezza = 14 mm

figura 3.28



La figura mostra, non in scala, il profilo del dissipatore con il transistor e l'isolante di mica interposto tra i due componenti.

3.13.1 Dimensionamento dei radiatori autoconstruiti

Se il progetto di uno stadio di potenza richiede l'impiego di un radiatore con una resistenza termica non molto bassa si può autoconstruirlo utilizzando piccole superfici di alluminio possibilmente anodizzate nere; per questa operazione è sufficiente impiegare la seguente formula approssimata:

$$S = 650 / R\theta_{rad}$$

dove

S = superficie della lastrina d'alluminio

$R\theta_{rad}$ = resistenza termica voluta

Un esempio chiarirà l'impiego della formula :

Si debba costruire un radiatore per un transistor 2N3055 che deve dissipare una potenza di 5 W in un ambiente a 30° c:

Applicando la formula ed i dati riportati nel paragrafo 3.13

$$R\theta_{rad} = [(T_j - T_a) / (P * 1.1)] - (R\theta_{is} + R\theta_{jc})$$

$$T_j = 200^\circ \text{ c}$$

$$R\theta_{jc} = 1.5^\circ \text{ c/W}$$

$$R\theta_{is} = 0.5^\circ \text{ c/W}$$

Essendo nel nostro esempio

$$T_a = 30^\circ \text{ c}$$

$$P = 5 \text{ W}$$

si ha

$$R\theta_{rad} = [(200 - 30) / (5 * 1.1)] - (0.5 + 1.5) = 28.9^\circ \text{ c/W}$$

Impiegando ora la formula approssimata si ha infine la superficie del radiatore voluto:

$$S = 650 / R\theta_{rad} = 650 / 28.9^\circ \text{ c/W} = 22.5 \text{ cm}^2$$

Da ricordare che il transistor deve essere montato rigidamente sul radiatore, mediante viti, con l'interposizione di un sottile isolante di mica con grasso.

figura 3.29

2N3055

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.5	°C/W
----------------	----------------------------------	-----	-----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CEV}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -1.5\text{V}$)	$V_{CE} = 100\text{ V}$ $V_{CE} = 100\text{ V}$ $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			1 5	mA mA
I_{CEO}	Collector Cut-off Current ($I_B = 0$)	$V_{CE} = 30\text{ V}$			0.7	mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 7\text{ V}$			5	mA
$V_{CEO(sus)*}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 200\text{ mA}$	700			V
$V_{CER(sus)*}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 200\text{ mA}$ $R_{BE} = 100\ \Omega$	70			V
$V_{CE(sat)*}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 4\text{ A}$ $I_B = 400\text{ mA}$ $I_C = 10\text{ A}$ $I_B = 3.3\text{ A}$			1 3	V V
V_{BE*}	Base-Emitter Voltage	$I_C = 4\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$			1.5	V
h_{FE*}	DC Current Gain	$I_C = 4\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$ $I_C = 10\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$	20 5		70	
f_T	Transition frequency	$I_C = 1\text{ A}$ $V_{CE} = 4\text{ A}$	2.5			MHz
$I_{s/b*}$	Second Breakdown Collector Current	$V_{CE} = 40\text{ V}$	2.87			A

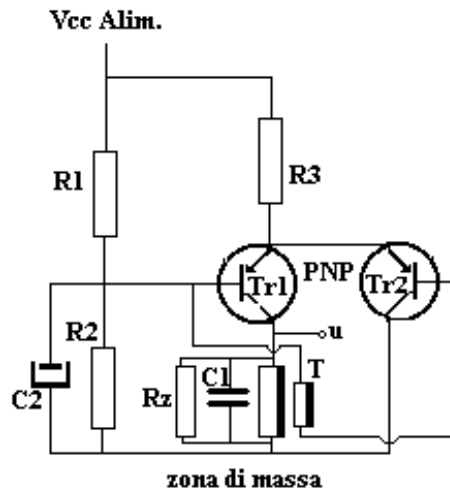
* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
For PNP types voltage and current values are negative.

3.14 Circuito oscillatore LC

Un circuito oscillatore è una struttura elettronica autonoma in grado di generare un segnale sinusoidale a frequenza prestabilita; molte configurazioni sono state studiate allo scopo, tra queste la semplice e stabile composizione circuitale mostrata in figura 3.30 consente il progetto rapido del circuito con la certezza della congruenza tra dati di progetto e risultati sperimentali.

Il circuito di figura 3.30 impiega due transistori PNP e, in base alle caratteristiche di questi, può essere dimensionato in un ampio campo di frequenze, da poche decine di Hertz ad alcune centinaia di KHz.

figura 3.30



Il funzionamento dell'oscillatore è il seguente:

All'accensione la conduzione di Tr1 provoca un transitorio di corrente che eccita il circuito risonante formato dal C1 e dall'induttanza del primario di T, il secondario di T pilota in fase opportuna la base di Tr2 il quale, tramite l'accoppiamento con l'emettitore di TR1, incrementa la corrente iniziale in Tr1 rafforzando l'oscillazione del circuito risonante. Quando l'oscillazione s'inverte di segno Tr2 non conduce in attesa che l'oscillazione cambi nuovamente segno; al nuovo cambiamento il ciclo si ripete con il mantenimento del fenomeno d'oscillazione.

Il dimensionamento del circuito è illustrato con il seguente esempio:

Sia da costruire un oscillatore sinusoidale alla frequenza di 10000 Hz in grado di fornire una tensione di ampiezza $4.3 V_{eff}$ su di un carico $R_c = 100 \text{ Kohm}$ (circa 0.2 mW) da prelevare tra l'uscita "u" e la zona di massa; si disponga di una tensione d'alimentazione $V_{alim.} = 12 \text{ V cc}$.

Si procede ora per punti:

Selezione dei transistori:

Una coppia di BFY64 si adatta perfettamente allo scopo, sia per la tensione d'alimentazione disponibile, sia per la bassa potenza richiesta che per la frequenza di lavoro.

Determinazione della corrente di lavoro:

Non essendo richiesta potenza, la corrente di picco dei transistori può essere fissata ad 1 mA (valori inferiori di corrente implicherebbero impedenze del circuito elevate con le conseguenti difficoltà di misura nel circuito assemblato)

Calcolo del partitore R1, R2, C2:

Essendo richiesta una tensione di 4.3 V_{eff}, pari a 6 V_p, il collettore di Tr1 dovrà fare un'escursione di tale ampiezza senza portare la giunzione collettore-emettitore in saturazione, per cui, con un valore di V_{ce(sat)} = 3.6 V, si avrà un notevole margine di sicurezza:

$$V_{emettitore} = 6 V_p + V_{ce(sat)} = 6 V_p + 3.6 V = 9.6 V$$

ottenibile con una tensione di base di

$$V_{base} = V_e - V_{be} = 9.6 - 0.6 = 9 V$$

mediante il partitore con R1 = 15000 ohm ed R2 = 47000 ohm

Per il dimensionamento di C2 si deve considerare che il suo compito consiste nel tenere a massa, per il segnale, la base di Tr1 affinché questo possa essere comandato sull'emettitore da Tr2; un condensatore da 15 μF è adatto allo scopo avendo una reattanza di soli

$$X_{c2} = 1 / (6.28 * 10000 \text{ Hz} * 15 \mu\text{F}) \approx 1.06 \text{ ohm}$$

Calcolo della resistenza R3:

Il valore di R3 condiziona la corrente in Tr1 e Tr2 alternativamente; avendo fissato come corrente di lavoro I_c = 1 mA e avendo stabilito la tensione d'emettitore il valore di R3 si avrà:

$$R3 = (V_{lim.} - V_{emettitore}) / I_c = (12 V - 9.6 V) / 1 \text{ mA} = 2400 \text{ ohm}$$

(arrotondata a 2200 ohm)

Calcolo della resistenza dinamica del circuito risonante:

Essendo la corrente I_c a carattere impulsivo (non sinusoidale) la resistenza dinamica voluta si dovrà calcolare secondo la formula:

$$R_{dv} = V_p * (\pi / 2) / I_c$$

da cui $R_{dv} = 6 V_p * 1.57 / 1 \text{ mA} = 9420 \text{ ohm}$

Calcolo dei componenti reattivi:

Supponendo di poter disporre, per C1, di un condensatore di precisione da 20000 pF +/-0.625 % la sua reattanza a 10000 Hz sarà:

$$X_{c1} = 1 / (2 \pi f * C1) = 1 / (6.28 * 10000 \text{ Hz} * 20000 \text{ pF}) = 796 \text{ ohm}$$

per conseguenza l'induttanza del primario di T, che deve essere accordata con C1, risulta

$$L = X_{c1} / (2\pi * f) = 796 \text{ ohm} / (6.28 * 10000 \text{ Hz}) = 12.65 \text{ mH}$$

Assumendo ora, ragionevolmente, che il coefficiente di merito del circuito risonante sia

Q = 100 (questo valore è facilmente ottenibile con bobine avvolte su nuclei di ferrite e condensatori di qualità)

la resistenza dinamica del circuito risonante risulta :

$$R_d = Q * X_{c1} = 100 * 795 \text{ ohm} = 79500 \text{ ohm}$$

Impiegando un nucleo di ferrite tipo LA 4245 ($\alpha = 48.36$) si dovranno avvolgere per il primario di T

$$N_p = \alpha * \sqrt{L_{mH}} = 48.36 * \sqrt{12.65} = 172 \text{ spire}$$

e per il secondario un numero di spire che soddisfi l'esigenza di un comando energico sulla base di Tr2 (un impulso superiore alla V_{be}); fissando l'ampiezza dell'impulso nel doppio della V_{be} si ha

$$V_{\text{impulso}} = 2 * V_{be} \approx 1.2 V_p$$

essendo la V_p sul primario di 6V il rapporto tra primario e secondario dovrà essere

$$r = 6 / 1.2 = 5$$

perciò il numero delle spire del secondario sarà

$$N_s = N_p / 5 \approx 34$$

Calcolo della resistenza zavorra R_z :

Il calcolo di R_z deve soddisfare la relazione

$$R_z = 1 / [(1/R_{dv}) - (1/ R_d) - (1/ R_c)]$$

in cui R_{dv} è la resistenza dinamica voluta, R_d è la resistenza dinamica del circuito risonante,

R_c è la resistenza di carico sulla quale applicare la tensione dell'oscillatore; si ha perciò

$$R_z = 1 / [(1/9420 \text{ ohm}) - (1/ 79500 \text{ ohm}) - (1/ 100000 \text{ ohm})] = 11964 \text{ ohm}$$

(arrotondato a 12000 ohm)

Sgusce infine l'elenco dei valori dei componenti calcolati:

tutte resistenze da $\frac{1}{4}$ w

$$R_1 = 15000 \text{ ohm}$$

$$R_2 = 47000 \text{ ohm}$$

$$R_3 = 2200 \text{ ohm}$$

$$R_z = 12000 \text{ ohm}$$

$$R_c = 100000 \text{ ohm} \text{ (nota bene: Questa è la resistenza di carico dell'utilizzatore)}$$

$$C_1 = 20000 \text{ pF}$$

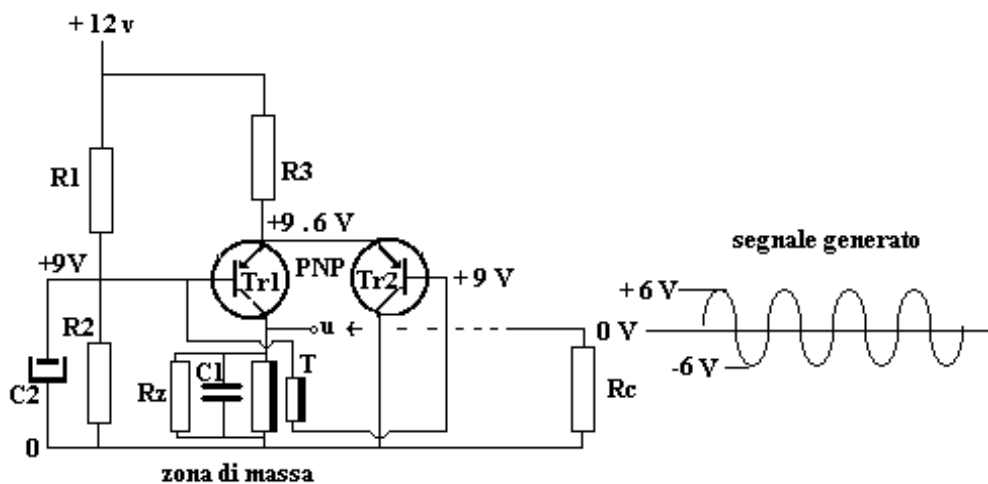
$C2 = 15 \mu\text{F}$

T = trasformatore in Fx tipo LA4245 , $N_p = 172$ Sp, $N_s = 34$ Sp.

Tr1, Tr2 = BFY64

È utile ora un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito dell'oscillatore in laboratorio: queste sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.31.

figura 3.31



Tutte le tensioni continue sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, il segnale è misurabile mediante un oscilloscopio disposto in c.c.

I valori delle tensioni continue e di segnale saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze del +/- 10%; è utile osservare come il segnale, presente ai capi della resistenza di carico R_c , si sviluppi, nei semiperiodi positivi da 0 a +6 V, mentre nei semiperiodi negativi si sviluppi tra 0 e -6 V, ciò grazie al comportamento del circuito risonante che cede energia, nei semiperiodi negativi nei quali Tr1 non conduce, dopo averla accumulata nei semiperiodi positivi nelle fasi di conduzione di Tr1.

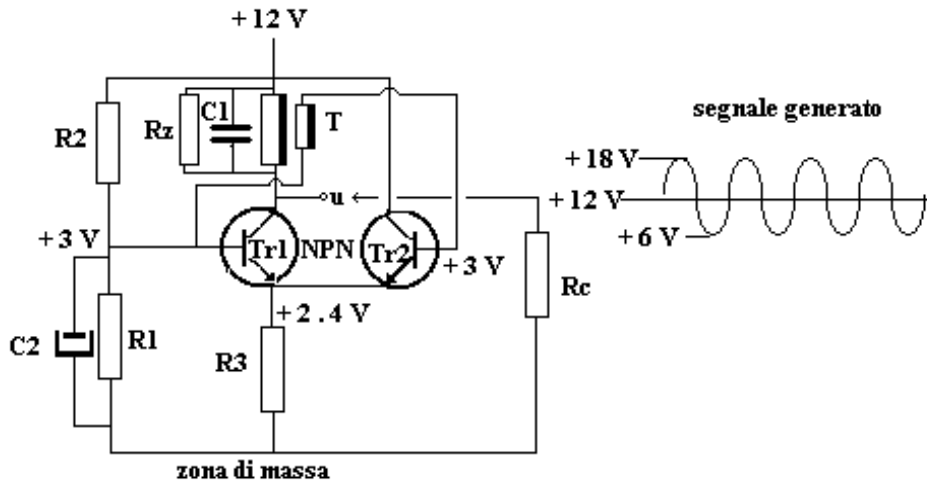
La stabilità in frequenza del circuito, alle variazioni termiche dell'ambiente, è assicurata dalle caratteristiche dei componenti il circuito oscillante che hanno coefficienti di temperatura di segno opposto.

Il circuito oscillante ora illustrato si presta ad una versione con transistori del tipo NPN così come è riportato in figura 3.32; anche per questa configurazione vale la procedura di calcolo precedentemente utilizzata.

In questo caso i transistori BFY64 possono essere sostituiti con il tipo 2N1711 che hanno caratteristiche simili ma con giunzioni NPN.

In questo caso la tensione sinusoidale generata dall'oscillatore non si svilupperà attorno al livello di massa come nel circuito precedente ma attorno alla tensione di alimentazione così come indicato in figura 3.32; questa condizione implicherà alcune attenzioni nel prelievamento del segnale da parte del carico che, se necessario, dovrà essere disaccoppiato dalla tensione continua mediante adatto condensatore.

figura 3.32



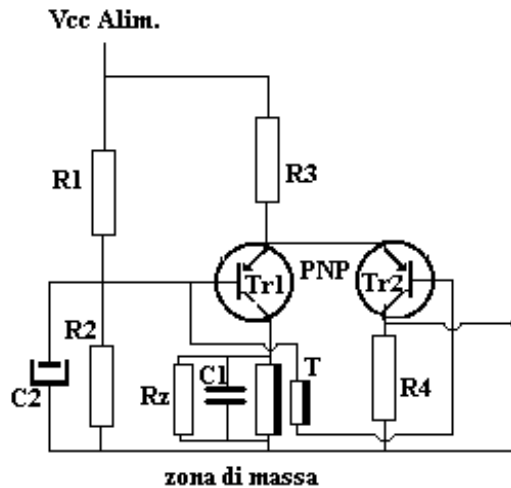
Anche in questo circuito i valori delle tensioni continue e di segnale saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze del $\pm 10\%$; il segnale, presente ai capi della resistenza di carico R_c , si svilupperà, nei semiperiodi positivi da $+12\text{ V}$ a $+18\text{ V}$, mentre nei semiperiodi negativi si svilupperà tra $+12\text{ V}$ a $+6\text{ V}$: ciò grazie al comportamento del circuito risonante che cede energia nei semiperiodi crescenti, nei quali $Tr1$ non conduce, dopo averla accumulata nei semiperiodi decrescenti nelle fasi di conduzione di $Tr1$.

Un'ultima osservazione: come si è visto la presenza del circuito risonante genera tensioni superiori alla tensione d'alimentazione, ciò si vede bene nella figura 3.32 dove il picco del segnale supera questa tensione di ben 6 volt, mentre nel circuito di figura 3.31 scende di -6 V sotto il livello di massa; questi comportamenti devono incidere sulla scelta delle caratteristiche dei transistori che, se pur alimentati con tensioni adatte ad essi, possono essere sottoposti a tensioni ben superiori dovute all'azione del circuito risonante. Nei nostri casi le tensioni di lavoro dei transistori impiegati sono di gran lunga superiori alle tensioni che si manifestano all'interno del circuito oscillante; infatti il BAY64 ha una $V_{ceo} = -40\text{ V}$ ed il 2N1711 una $V_{ceo} = +50\text{ V}$.

3.14.1 Circuito oscillatore LC ad onde quadre

Con una semplice modifica del circuito oscillante di cui al paragrafo 3.12 è possibile ottenere un circuito oscillante ad onde quadre ad elevata stabilità; è sufficiente infatti disporre sul collettore di Tr2 una resistenza di carico R4 dalla quale prelevare il segnale voluto. Il nuovo circuito generatore è mostrato in figura 3.33.

figura 3.33



Il funzionamento dell'oscillatore è il seguente:

All'accensione la conduzione di Tr1 provoca un transitorio di corrente che eccita il circuito risonante formato dal C1 e dall'induttanza del primario di T, il secondario di T pilota in fase opportuna la base di Tr2 il quale, tramite l'accoppiamento con l'emettitore di TR1, incrementa la corrente iniziale in Tr1 rafforzando l'oscillazione del circuito risonante. Quando l'oscillazione s'inverte di segno, Tr2 non conduce in attesa che l'oscillazione cambi nuovamente segno; al nuovo cambiamento il ciclo si ripete con il mantenimento del fenomeno d'oscillazione; gli impulsi di corrente che scorrono in Tr2, che alternativamente si porta in conduzione saturando o si blocca, sono trasformati in impulsi di tensione rettangolare ai capi di R4.

Il dimensionamento del nuovo circuito è di poco diverso dal precedente e deve essere ripetuto con il seguente esempio:

Sia da costruire un oscillatore ad onde rettangolari alla frequenza di 10000 Hz in grado di fornire una tensione di ampiezza 9 Vpp da prelevare ai capi di R4; si disponga di una tensione d'alimentazione $V_{alim.} = 12 \text{ V cc}$.

Si procede ora per punti:

Selezione dei transistori:

Come per lo schema di figura 3.30

Determinazione della corrente di lavoro:

Come per lo schema di figura 3.30

Calcolo del partitore R1, R2, C2:

Visti i calcoli sviluppati nel paragrafo precedente si può far lavorare il circuito con la stessa tensione di di 4.3 Veff ai capi del circuito risonante con le analoghe computazioni per i componenti interessati.

Calcolo della resistenza R3:

Come per lo schema di figura 3.30

Calcolo della resistenza dinamica del circuito risonante:

Come per lo schema di figura 3.30

Calcolo dei componenti reattivi:

Come per lo schema di figura 3.30

Calcolo della resistenza zavorra Rz:

Il calcolo di Rz deve soddisfare la relazione

$$R_z = 1 / [(1/R_{dv}) - (1/ R_d)]$$

in cui R_{dv} è la resistenza dinamica voluta, R_d è la resistenza dinamica del circuito risonante,

si ha perciò

$$R_z = 1 / [(1/9420 \text{ ohm}) - (1/ 79500 \text{ ohm})] = 10600 \text{ ohm}$$

(arrotondato a 10000 ohm)

Calcolo della resistenza R4:

La resistenza R4 costituisce il carico per il transistor Tr_2 che è portato a lavorare in saturazione con una corrente di 1 mA; essendo richiesti ai capi di R4 9 Vpp il valore di questa resistenza sarà.

$$R_4 = 9V_{pp} / 1 \text{ mA} = 9000 \text{ ohm (arrotondata a 10000 ohm)}$$

Infine l'elenco dei valori dei componenti calcolati:

tutte resistenze da ¼ w

R1 = 15000 ohm

R2 = 47000 ohm

R3 = 2200 ohm

R4 = 10000 ohm

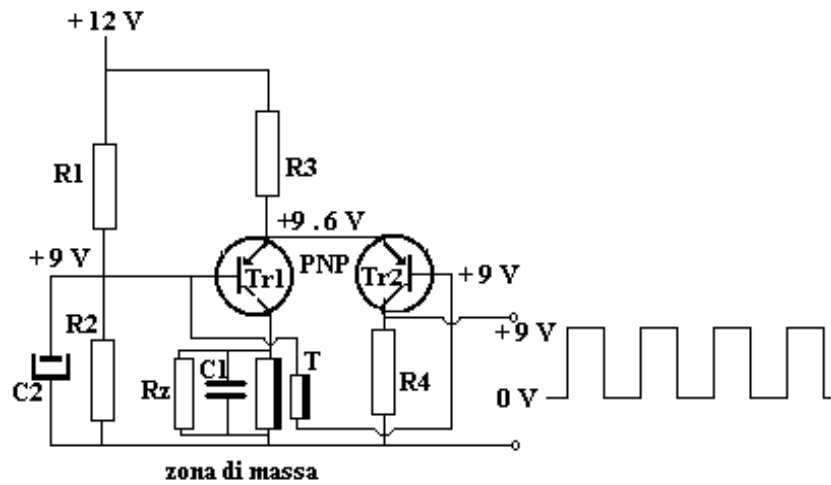
Rz = 12000 ohm

C1 = 20000 pF

C2 = 15 µF

Anche in questo caso è utile un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito dell'oscillatore in laboratorio: queste sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.33/a.

figura 3.33/a

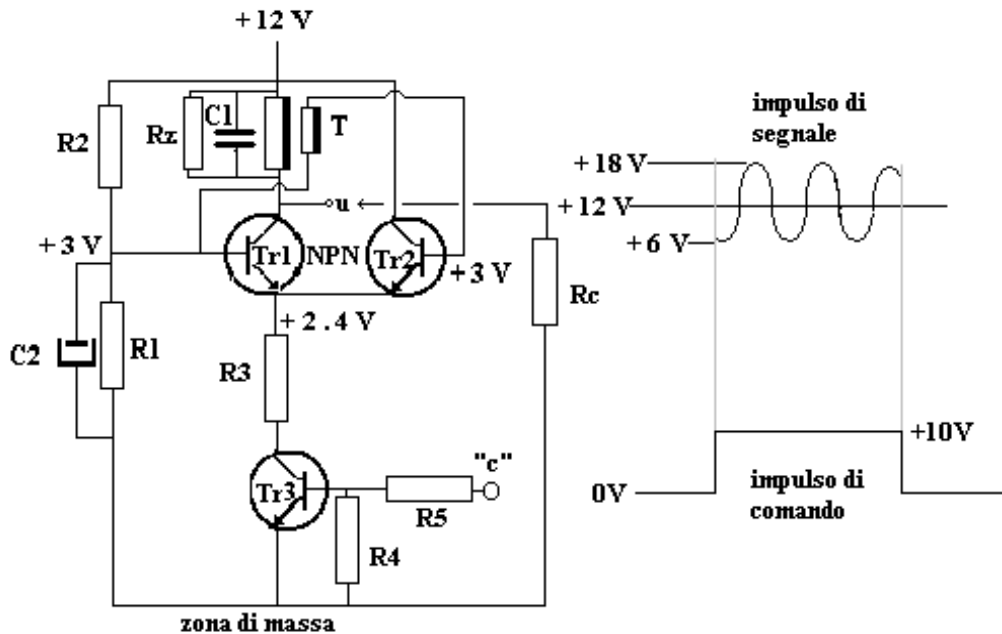


Tutte le tensioni continue sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, il segnale è misurabile mediante un oscilloscopio disposto in c.c.
I valori delle tensioni continue e di segnale saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze del +/- 10%.

3.14.2 Circuito oscillatore LC modulato ad impulsi

Si può realizzare facilmente un oscillatore LC modulato ad impulsi, aggiungendo un transistor di comando al circuito di figura 3.32. Il nuovo schema dell'oscillatore è mostrato nella seguente figura 3.32/a:

figura 3.32/a



Lo schema mostra che nel circuito di figura 3.32/a è stato aggiunto il transistor Tr_3 che ha il compito di attivare l'oscillatore su azione "dell'impulso di comando". Detto impulso è applicato al punto "c" e da questo, tramite R_5 , a Tr_3 .

In condizione d'attesa l'oscillatore non funziona, avendo gli emettitori di Tr_1 e Tr_2 che non conducono corrente a causa dell'interdizione di Tr_3 .

Quando l'impulso rettangolare di comando è applicato a Tr_3 , questo satura e porta in conduzione Tr_1 e Tr_2 che danno inizio alla generazione dell'impulso sinusoidale d'uscita; il fenomeno persiste per la durata dell'impulso di comando, alla fine di questo l'oscillatore torna a riposo.

Il dimensionamento dell'oscillatore ad impulsi è identico al progetto del circuito di figura 3.32, ad eccezione del circuito di comando che esaminiamo di seguito:

Dimensionamento del circuito di comando:

Il transistor Tr_3 , che rappresenta il circuito di comando, è chiamato a saturare, con bassa $V_{ce(sat)}$, quando ad esso è applicato l'impulso rettangolare; se fissiamo per la resistenza di base (R_5) un valore di 10000 ohm e per la resistenza di chiusura a massa (R_4) un valore di 100Kohm, con un impulso di +10V, potremo contare su di una corrente di base di circa 1 mA.

Un transistor in grado di saturare con bassa $V_{ce(sat)}$, per una corrente di base di 1 mA, è, tra i tanti semiconduttori disponibili, il tipo 2N1711.

Questo transistor si adatta anche alle tensioni e alle correnti da commutare.

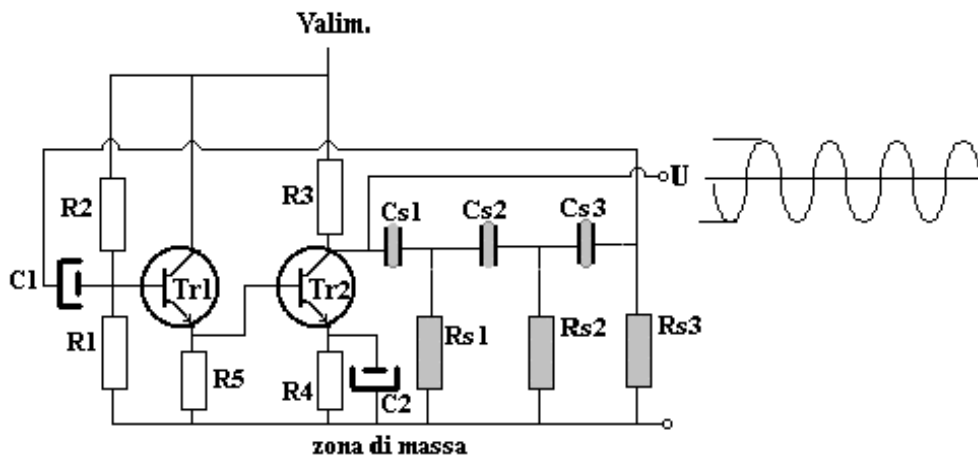
Osservazioni:

Con il comando ad impulsi dell'oscillatore i fronti di salita e discesa dell'onda sinusoidale d'uscita risentono del coefficiente di merito del circuito LC; per valori bassi del Q i fronti saranno ripidi e l'impulso d'uscita sarà simile a quello indicato in figura 3.32/a; per valori elevati del Q avremo salite lente e impulsi d'uscita poco squadrati.

3.15 Circuito oscillatore RC

Per la realizzazione di oscillatori a bassa frequenza si adatta bene il semplice circuito amplificatore mostrato in figura 34, il dispositivo è costituito da uno stadio ripetitore (Tr1), che consente d'avere una elevata impedenza d'ingresso, da un secondo stadio di amplificazione (Tr2) e da una rete di reazione evidenziata in grigio; questo circuito è detto oscillatore a sfasamento e prende il nome dalla rete RC che costituisce il ramo di reazione con il quale viene retrocesso all'ingresso dell'amplificatore stesso parte del segnale d'uscita.

figura 3.34



Se si verificano le condizioni d'innesco ed al contorno, delle quali tratteremo in seguito, il circuito amplificatore entra in oscillazione grazie alla rete formata da Cs1,Rs1; Cs2,Rs2; Cs3,Rs3.

All'accensione si verifica in Tr1 e Tr2 l'amplificazione del solo rumore proprio d'ingresso; al rumore amplificato sul collettore di Tr2, già naturalmente in opposizione di fase (180°) con quello di base di Tr1, viene aggiunto lo sfasamento di 180° della rete; la somma di questi due sfasamenti, 180° + 180° = 360° fa sì che la tensione di rumore riportata sulla base sia in fase con parte del rumore d'ingresso incrementandolo, grazie all'incremento della tensione di base si crea un progressivo e ripetitivo fenomeno reattivo che porta il circuito amplificatore ad oscillare in permanenza alla frequenza fo data dalla relazione:

$$f_o = 1 / (2 * \pi * R * C * \sqrt{7.6})$$

dove $R = R_{s1} = R_{s2} = R_{s3}$

$C = C_{s1} = C_{s2} = C_{s3}$

La formula è valida alla condizione che siano:

$$R \approx 2.5 * R_3$$

dove R3 è la resistenza di carico di Tr2

Dovranno pertanto essere uguali tra loro, sia Rs1 con Rs2 e con Rs3, sia Cs1 con Cs2 e Cs3.

Altri componenti devono essere presi in considerazione quali il partitore (R1, R2) di polarizzazione di base di Tr1 ed il gruppo d'emettitore (R4,C2); con queste parti si stabilirà la corrente di lavoro di Tr2.

Abbiamo accennato all'inizio che il circuito è in grado d'entrare regolarmente in oscillazione se si verificano le condizioni d'innescio ed al contempo, vediamo quali sono queste condizioni senza entrare nei dettagli teorici che li giustificano:

- I transistori Tr1 e Tr2 devono avere un valore di $h_{fe} \min > 100$, condizione peraltro scontata con i semiconduttori di produzione attuale.
- R3 deve essere circa 1/10 del reciproco della conduttanza d'uscita di Tr1
- Il rapporto $R / R3$ deve essere circa 2.5
- I componenti della rete di sfasamento devono essere calcolati, in base alla frequenza voluta, secondo la formula e le condizioni sopra indicate.
- Il parallelo di R1 con R2 deve essere almeno 6 volte la resistenza R
- La reattanza di C2, alla frequenza f_0 , deve essere circa ad 1/10 della resistenza re d'emettitore
- La reattanza di C1, alla frequenza f_0 , deve essere circa ad 1/100 della resistenza R

Un'idea su come si generino onde sinusoidali con la rete di reazione si può avere seguendo questo ragionamento: se, per ipotesi, il circuito di reazione sfasasse 180° dalla frequenza f_0 all'infinito ciò porterebbe in saturazione l'amplificatore con la presenza in (u) di un'onda rettangolare, alla frequenza f_0 , composta, secondo Fourier, da infinite componenti aventi rispettivamente le frequenze:

f_0 = frequenza fondamentale (coincide con la frequenza stessa dell'onda quadra)

f_3 = frequenza di terza armonica (ha una frequenza tripla della fondamentale)

f_5 = frequenza di quinta armonica (ha una frequenza quintupla della fondamentale)

f_7 = frequenza di settima armonica (ha una frequenza sette volte quella della fondamentale)

f_9, f_{11} , ecc.

Dato però che la rete di reazione sfasa di 180° soltanto alla frequenza f_0 e per tutte le altre componenti lo sfasamento non è di 180° , quest'ultime non potranno contribuire al fenomeno di reazione in atto nell'amplificatore con la conseguenza che, di fatto, non potrà manifestarsi in uscita (u) l'onda rettangolare, ma soltanto la frequenza fondamentale f_0 , proprio per la mancanza di tutte le altre componenti frequenziali di terza, quinta, settima armonica ecc.

La rete di sfasamento non agisce come un filtro, attenuando le frequenze superiori ad f_0 , ma si comporta soltanto da variatore di fase in funzione della frequenza.

Sulla base di questo principio è possibile, e lo vedremo in seguito, calcolare l'ampiezza del segnale d'uscita dall'oscillatore.

Un esempio di calcolo di un oscillatore a sfasamento è indispensabile per consentire l'acquisizione

della pratica nel dimensionamento di questo circuito; nell'esempio utilizzeremo alcune formule senza averne dato dimostrazione, per questa rimandiamo all'appendice A3:

Si voglia realizzare un oscillatore alla frequenza di 400 Hz in grado di fornire un'ampiezza V_{up} di segnale di 5.6 V picco; la procedura di progetto, che prevede nell'ordine l'esame dei punti che identificano le condizioni d'innescio ed al contorno è la seguente:

Scelta dei transistori $Tr1$ e $Tr2$:

Dovendo essere per $Tr1$ e $Tr2$ $h_{fe} \min > 100$ e prevedendo una tensione di lavoro in grado di generare un'ampiezza di segnale di soli 11.2 Vpp è immediato individuare $Tr1$ e $Tr2$ nel tipo 2N1711 in cui : $V_{ce} = 50V$; $V_{ce(sat)} = 0.6 V$; $h_{oe} = 23 * 10^{-6}$

Calcolo della tensione d'alimentazione:

La tensione d'alimentazione necessaria al circuito si calcola secondo l'espressione:

$$V_{lim} = (3 * V_{up} + V_{ce(sat)}) * (h_{oe} * R_3 + 1)$$

$$V_{lim} = (3 * 5.6 V_p + 0.6V) * (23 * 10^{-6} * 4700 \text{ ohm} + 1) = 19.2 V_{cc}$$

Calcolo del valore di R_3 , R_4 , della corrente di lavoro e delle tensioni ai capi di $Tr2$:

Per avere R_3 uguale a circa 1/10 della conduttanza d'uscita di $Tr1$ deve essere

$$R_3 < (1/10 * h_{oe})$$

essendo h_{oe} del 2N1711 = 23 μmho si ha

$$R_3 < (1/10 * 23 \mu\text{ho}) = 4347 \text{ ohm (arrotondabili a 4700 ohm)}$$

Per il calcolo di R_4 si deve impiegare la formula:

$$R_4 = R_3 * V_{up} / (V_{lim} - 2 * V_{up} - V_{ce(sat)})$$

che prevede ai capi di R_4 una tensione continua pari al valore di picco V_{up} ; $V(R_4) = 5.6 V_{cc}$

$$R_4 = 4700 \text{ ohm} * 5.6 V / (19.2 V - 2 * 5.6 V - 0.6 V) = 3556 \text{ ohm (arrotondabili a 3600 ohm)}$$

La corrente di lavoro di $Tr2$ sarà pertanto:

$$I_{c2} = V_{up} / R_4 = 5.6 V / 3600 \text{ ohm} = 1.55 \text{ mA}$$

La tensione di riposo del collettore di $Tr2$ sarà quindi

$$V_c(Tr2) = V_{lim} - R_3 * I_{c2} = 19.2 V - 4700 * 1.55 \text{ mA} = 11.9 V$$

Calcolo della polarizzazione di $Tr2$:

Il calcolo della polarizzazione di $Tr2$ si articola iniziando con l'applicazione della formula che consente di valutare la tensione necessaria sulla base di $Tr1$ affinché il circuito possa fornire la tensione d'uscita V_{up} voluta.

$$V_{cc}(\text{base}Tr1) = V_{up} + 1.4 V$$

$$V_{cc}(\text{baseTr1}) = (5.6 + 1.4 \text{ V}) = 7 \text{ V}$$

Per ottenere 7 V ai capi di R1 il partitore formato da R1 ed R2 dovrà soddisfare l'eguaglianza:

$$(R1+R2)/19.2\text{V} = R1 / 7\text{V}$$

posto R2 = 220000 ohm si ha

$$R1 = 126436 \text{ (arrotondata in } 127000 \text{ ohm)}$$

Calcolo dei componenti della rete di sfasamento:

La rete di sfasamento deve essere impostata partendo dalla frequenza $f_0 = 400 \text{ Hz}$ voluta per l'oscillatore risolvendo l'espressione

$$f_0 = 1 / (2 * \pi * R * C * \sqrt{7.6})$$

ad esempio per il calcolo del valore di C, fissato quello di R, si ha

$$C = 1 / (6.28 * f_0 * R * \sqrt{7.6})$$

Ricordando il rapporto tra R ed R3 deve essere $R / R3 \approx 2.5$ il valore di R sarà $R = 11750 \text{ ohm}$ ed il valore di

$$C = 1 / (6.28 * 400 \text{ Hz} * 11750 \text{ ohm} * 2.75) = 0.012 \mu\text{F}$$

Verifiche e calcoli vari:

-Si deve verificare che il parallelo di R1 con R2 risulti almeno 6 volte R

essendo $R = 11750 \text{ ohm}$

dovrà pertanto essere

$$R1//R2 > 6 * 11750 \text{ ohm} = 70500 \text{ ohm}$$

essendo $R1//R2 = 80518 \text{ ohm}$ la condizione è verificata

-Si calcola il valore di C1 ponendo $X_{C1} = R/100 = 11750 \text{ ohm} / 100 = 117 \text{ ohm}$ da cui

$$C1 = 1 / (6.28 * 400 \text{ Hz} * 117 \text{ ohm}) = 3.4 \mu\text{F} \text{ (da arrotondare a } 4.7 \mu\text{F)}$$

-Si calcola il valore di C2 ponendo $X_{C2} = r_e/10$

essendo

$$r_e = 27 / I_{c2} = 27 / 1.55 \text{ mA} = 17.4 \text{ ohm}$$

$$X_{C2} = 17.4 \text{ ohm} / 10 = 1.74 \text{ ohm}$$

da cui

$$C1 = 1 / (6.28 * 400 \text{ Hz} * 1.74 \text{ ohm}) = 228 \mu\text{F} \text{ (da arrotondare a } 220 \mu\text{F)}$$

-Si calcola il valore di R5 tale da consentire una corrente di Tr1 di circa 0.5 mA

$$R5 = (V_{up} + 0.7 \text{ V}) / I_{c1} = 5.6 \text{ V}_p + 0.7 / 0.5 \text{ mA} = 12600 \text{ (arrotondabile a } 15000 \text{ ohm)}$$

Elenco dei componenti:

Tutte le resistenze da ¼ W con precisione al 5%

Tr1, Tr2 = 2N1711

R1 = 127000 ohm

R2 = 220000 ohm

R3 = 4700 ohm

R4 = 3600 ohm

R5 = 15000 ohm

Rs1 = Rs2 = Rs3 = 11750 ohm

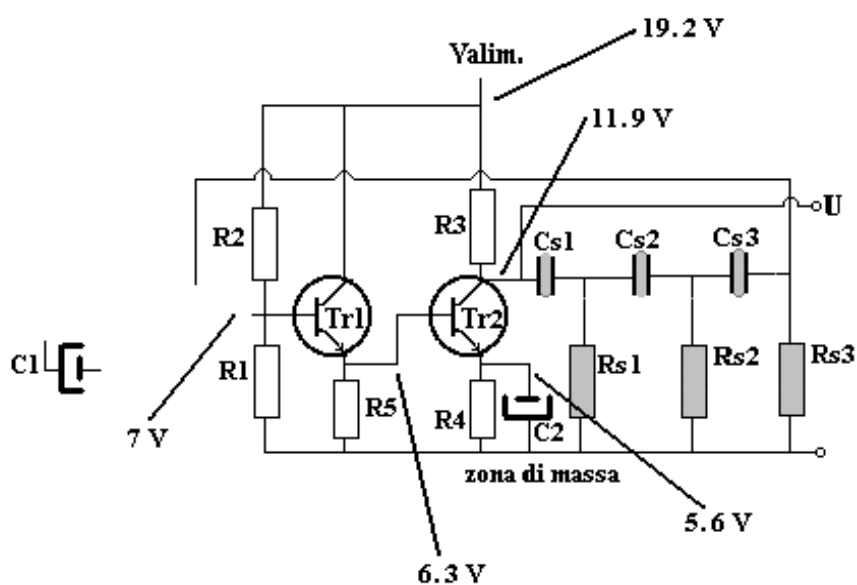
Cs1=Cs2=Cs3 = 0.012 µF

C1 = 4.7 µF

C2 = 220 µF

Per il controllo del circuito in laboratorio è anzitutto necessario procedere alla misura delle tensioni continue di polarizzazione in assenza di oscillazioni; ciò si ottiene scollegando, provvisoriamente, il condensatore C1 e verificando dette tensioni secondo lo schema quotato di figura 34/a.

figura 34/a



Le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro elettronico, il riscontro tra valori misurati e valori indicati dovrà essere entro una tolleranza del 5%.

Eseguite le misure delle tensioni di polarizzazione si potrà ripristinare il condensatore C1 e controllare, con un oscilloscopio, la tensione e la frequenza d'uscita al terminale (u); il valore della tensione dovrà essere di 11.2 V_{pp} su di un valor medio di 11.9 V pari alla tensione di polarizzazione del collettore di Tr2.

Il valore della frequenza generata sarà tanto più prossimo al valore voluto di 400 Hz quanto più saranno precisi i componenti fisici della rete di sfasamento rispetto ai valori calcolati.

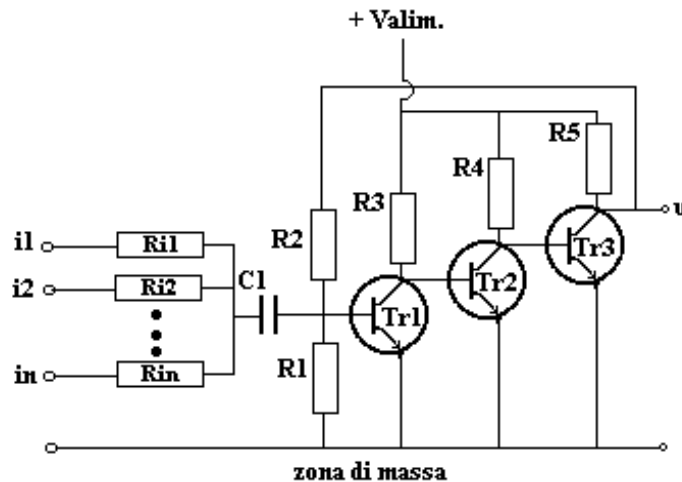
3.16 Amplificatore operazionale a transistori

L'amplificatore operazionale ha questo nome perché consente di eseguire alcune operazioni di carattere matematico su due o più segnali elettrici.

Le operazioni svolte da questo circuito possono essere di somma o differenza e, con particolari accorgimenti circuitali, di differenziazione od integrazione.

Lo schema elettrico dell'amplificatore è riportato in figura 3.35;

figura 3.35



Il circuito è formato da tre transistori collegati in cascata, collettore Tr1- base Tr2, collettore Tr2- base Tr3. Ciascun transistore è dotato di resistenza di carico rispettivamente R3 per Tr1, R4 per Tr2, R5 per Tr3, tutti i transistori hanno l'emettitore a massa.

Essendo in numero dispari i transistori d'amplificazione il segnale d'uscita è in fase opposta al segnale d'ingresso.

Il circuito è dotato di un anello di controreazione in corrente continua formato dal partitore R2-R1 e di un insieme di anelli di controreazione in corrente alternata formati dalle reti Ri1, Ri2, ..., Rin con R2 e C1.

L'anello di controreazione in corrente continua ha il compito di fissare la tensione a riposo del punto di lavoro di Tr3, ovvero dell'uscita "u" dell'operazionale; svolge inoltre la retrocessione del segnale d'uscita all'ingresso creando in tale punto (la base di Tr1) un nodo a bassissima impedenza.

Il nodo d'ingresso è la confluenza di tutte le resistenze d'ingresso da Ri1 ad Rin, ai capi delle quali, indicati con i1, i2, ..., in, sono applicabili i segnali d'ingresso che devono essere trattati nel processo matematico voluto.

Per ciascun ingresso, i1, i2, ..., in, la rete di controreazione in corrente alternata stabilisce un valore del guadagno pari a:

$$G_{ca1} = R2 / Ri1$$

$$G_{ca2} = R2 / Ri2$$

--

--

$$G_{can} = R2 / Rin$$

formule valide per $X_c \ll Ri1$; $X_c \ll Ri2$; ..., $X_c \ll Rin$

Se vengono applicati due segnali S1, S2, agli ingressi i1 ed i2, l'amplificatore operazionale ne eseguirà la somma algebrica "Ss" secondo l'espressione:

$$Ss = S1 * Gca1 + S2 * Gca2$$

Con gli elementi acquisiti vediamo ora un esempio pratico di dimensionamento del circuito per la seguente applicazione:

Si debba realizzare un circuito sommatore tra due segnali a 15800 Hz, in fase tra loro, aventi rispettivamente le ampiezze: S1 = 1.3 Veff. S2 = 0.3 Veff e si voglia un segnale somma "Ss" avente un'ampiezza massima di 10 Vpp e tale che sia la composizione in parti uguali dei due segnali d'ingresso.

Prima di iniziare i calcoli per determinare i componenti circuitali è necessario osservare:

- Tutti i conteggi che saranno fatti per stabilire il punto di lavoro in corrente continua saranno subordinati dall'assunzione del valore della Vbe di Tr1 che è ipotizzabile intorno a + 0.6 V
- Il valore reale della Vbe sarà sensibilmente diverso da quello messo a calcolo a causa delle caratteristiche di Tr1, della temperatura e dall'assestamento dell'anello di controreazione in corrente continua.
- Ne consegue che i valori calcolati saranno soltanto a carattere indicativo; le misure in laboratorio potranno dare i valori reali assunti dal circuito.

Si procede ora per punti:

- **Calcolo della tensione d'alimentazione:**

Avendo posto per Ss un valore massimo di 10 Vpp la tensione d'alimentazione dovrà essere

$$Valim. = Ss + Vce(sat)$$

assumendo prudenzialmente una $Vce(sat) = 2 \text{ V}$ si avrà

$$Valim. = 10 \text{ V} + 2 \text{ V} = 12 \text{ V}$$

- **Selezione dei transistori:**

Dalla tensione d'alimentazione calcolata (+ 12 V), dalla Vce(sat) assunta (+ 2 V), dalla frequenza di lavoro (15800 Hz) e dalla mancanza della richiesta di potenza d'uscita si possono scegliere per i tre transistori il tipo 2N1711.

- **Determinazione del punto di lavoro di Tr3 e calcolo di R1, R2:**

Una delle caratteristiche dell'anello di controreazione in corrente continua permette di polarizzare il punto di lavoro di Tr3, ovvero dell'uscita "u" dell'operazionale, ad un valore di tensione da stabilire in base alle necessità d'impiego; dato che la tensione di alimentazione è stata fissata in Valim. = +12 V e che si è imposto per Ss il valore di 10 Vpp sarà opportuno che la tensione di riposo all'uscita "u" sia di +7V affinché l'escursione del segnale possa variare da $7\text{V} + 5 \text{ Vp} = 12 \text{ a } 7 \text{ V} - 5 \text{ Vp} = 2\text{V}$; giocando ora sul valore della Vbe di Tr1, pari a circa 0.6 V, sarà sufficiente stabilire il guadagno di tensione in corrente continua al valore

$$Gcc = Vu / Vbe$$

$$Gcc = 7 \text{ V} / 0.6 \text{ V} = 11.66$$

e quindi impostare il partitore R2, R1 secondo l'equazione :

$$(R2 + R1) / R1 = Gcc$$

che risolta per un valore ragionevole di R2 (R2 = 100 K ohm), tale da non rappresentare un carico inutile per Tr3, fornisce il valore di R1:

$$(100 \text{ K ohm} + R1) / R1 = 11.66$$

$$R1 = 100 \text{ K ohm} / 10.66 = 9380 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a 10000 ohm)}$$

Determinazione delle resistenze di carico R3, R4, R5:

La resistenza R5 costituisce il carico di Tr3 e ne condiziona la corrente; non essendo richiesta potenza d'uscita si può fare lavorare Tr3 con una corrente di solo un 1 mA ed ottenere, in base alla tensione di riposo fissata in 7 V, il valore di R5

$$R5 = (\text{Valim.} - 7 \text{ V}) / 1 \text{ mA} = 5000 \text{ ohm} \text{ (da arrotondare a 4700 ohm)}$$

La resistenza R4 deve fornire la corrente di base per Tr3 e la corrente di collettore per Tr2; per la prima, essendo stata fissata per Tr3 una corrente di lavoro di 1 mA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$Ib (\text{Tr3}) = 1 \text{ mA} / 100 = 10 \mu\text{A}$$

Se concediamo al collettore di Tr2 una corrente di 10 volte la corrente di Ib(Tr3) la corrente totale in R4 risulta Ir4 = 110 μA e il suo valore è dato da

$$R4 = (\text{Valim.} - Vbe) / Ir4 = (12 - 0.6) / 110 \mu\text{A} = 103636 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a 100000 ohm)}$$

La resistenza R3 deve fornire la corrente di base per Tr2 e la corrente di collettore per Tr1; per la prima, essendo stata fissata per Tr2 una corrente di lavoro di 100 μA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$Ib (\text{Tr2}) = 100 \mu\text{A} / 100 = 1 \mu\text{A}$$

Se concediamo al collettore di Tr1 una corrente di 100 volte la corrente di Ib(Tr2) la corrente totale in R3 risulta Ir3 = 101 μA e il suo valore è dato da

$$R3 = (\text{Valim.} - Vbe) / Ir3 = (12 - 0.6) / 101 \mu\text{A} = 112870 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a 100000 ohm)}$$

• ***Calcolo di Ri1, Ri2, C1:***

Il calcolo di Ri1 ed Ri2 è legato alle condizioni iniziali volute che impongono:

$$S1 = 1.3 \text{ Veff.}$$

$$S2 = 0.3 \text{ Veff.}$$

$S_s = 10 V_{pp} = 3.56 V_{eff}$ e tale che sia la composizione in parti uguali dei due segnali d'ingresso.

Si dovrà pertanto scrivere:

$$S_s = S_1 * G_{ca1} + S_2 * G_{ca2}$$

e in essa sostituire i valori dati

$$3.56 V_{eff} = 1.3 V_{eff} * G_{ca1} + 0.3 V_{eff} * G_{ca2}$$

somma che, nel rispetto della caratteristica voluta per S_s , dovrà avere i due addendi uguali:

$$1.3 V_{eff} * G_{ca1} = 0.3 V_{eff} * G_{ca2}$$

la soluzione contemporanea delle due equazioni sopra riportate risolve il nostro problema e si ha:

$$G_{ca1} = S_s / (2 * S_1)$$

$$G_{ca2} = S_s / (2 * S_2)$$

$$G_{ca1} = 3.56 / (2 * 1.3) = 1.369$$

$$G_{ca2} = 3.56 / (2 * 0.3) = 5.933$$

Applicando ora le formule

$$G_{ca1} = R_2 / R_{i1}$$

$$G_{ca2} = R_2 / R_{i2}$$

Si risolvono in R_{i1} e R_{i2} per il valore di R_2 calcolato in precedenza ($R_2 = 100 \text{ K ohm}$)

$$R_{i1} = R_2 / G_{ca1} = 100 \text{ K ohm} / 1.369 \approx 73 \text{ K ohm}$$

$$R_{i2} = R_2 / G_{ca2} = 100 \text{ K ohm} / 5.933 \approx 17 \text{ K ohm}$$

Dati i valori di R_{i1} e R_{i2} è semplice dimensionare C_1 affinché sia $X_{c1} \ll R_{i2}$

$$X_{c1} = R_{i2} / 100 = 17000 \text{ ohm} / 100 = 170 \text{ ohm}$$

e quindi

$$C_1 = 1 / (2 * \pi * f * X_{c1}) = 1 / (6.28 * 15800 \text{ Hz} * 170 \text{ ohm}) = 0.593 \mu\text{F}$$

(da arrotondare a $0.47 \mu\text{F}$)

Riassumendo i valori calcolati:

Tutte resistenze da $\frac{1}{4} \text{ w}$

$R1 = 10 \text{ K ohm}$

$R2 = 100 \text{ K ohm}$

$R3 = 100 \text{ K ohm}$

$R4 = 100 \text{ K ohm}$

$R5 = 6800 \text{ ohm}$

$Ri1 = 73 \text{ K ohm}$

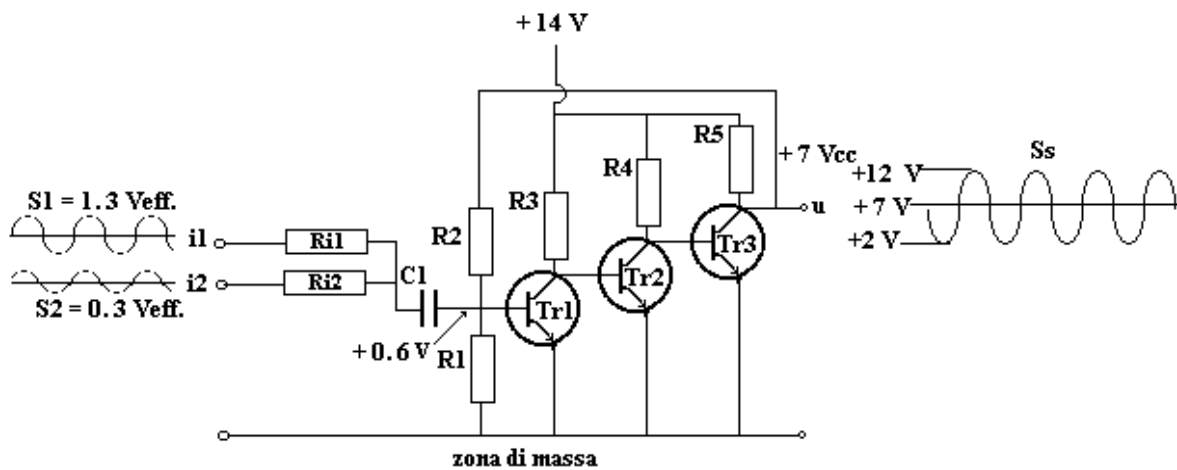
$Ri2 = 17 \text{ K ohm}$

$C1 = 0.47 \mu\text{F}$

$Tr1, Tr2, Tr3 = 2N1711$

Il nostro lavoro si conclude con un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito operativo in laboratorio: esse sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.36.

figura 3.36



Tutte le tensioni continue, da misurarsi in assenza di segnali, sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, i segnali sono misurabili mediante un oscilloscopio disposto in c.c. I valori delle tensioni continue saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di circa il +/- 20%; i valori dei segnali saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di +/- 10%. Non sono indicate, perché non significative, le tensioni di segnale all'interno degli anelli di controreazione.

3.16.1 Applicazione dell'amplificatore operazionale a transistori

Un secondo esempio d'applicazione dell'amplificatore operazionale descritto al paragrafo 3.14 può essere d'interesse:

Si debba realizzare un circuito sommatore tra due segnali a 600 Hz, in fase tra loro, aventi rispettivamente le ampiezze: $S_1 = 2.5 \text{ Veff}$. $S_2 = 0.5 \text{ Veff}$, si voglia, all'uscita dell'operazionale il segnale "Ss" somma dei due.

Si procede ora per punti:

- **Calcolo della tensione d'alimentazione:**

Avendo posto per Ss la somma di S1 ed S2 pari a

$$S_s = S_1 + S_2 = 2.5 \text{ Veff.} + 0.5 \text{ Veff.} = 3 \text{ Veff.} = 8.4 \text{ Vpp}$$

la tensione d'alimentazione dovrà essere

$$V_{\text{alim.}} = S_s + V_{\text{ce(sat)}}$$

assumendo prudenzialmente una $V_{\text{ce(sat)}} = 2\text{V}$ si avrà

$$V_{\text{alim.}} = 8.4 \text{ V} + 2 \text{ V} = 11 \text{ V}$$

(da portare praticamente a 12 V)

- **Selezione dei transistori:**

Dalla tensione d'alimentazione calcolata (+ 12 V), dalla $V_{\text{ce(sat)}}$ assunta (+ 2 V), dalla frequenza di lavoro (600 Hz) e dalla mancanza di richiesta della potenza d'uscita si possono scegliere per i tre transistori il tipo 2N1711.

- **Determinazione del punto di lavoro di Tr3 e calcolo di R1, R2:**

Dato che la tensione di alimentazione è stata fissata in $V_{\text{alim.}} = +12 \text{ V}$ e che si è imposto per Ss il valore di 8.4 Vpp, sarà opportuno che la tensione di riposo all'uscita "u" sia di +6V, affinché l'escursione del segnale possa variare da $6 \text{ V} + 4.2 \text{ Vp} = 10.2$ a $6 \text{ V} - 4.2 \text{ Vp} = 1.8 \text{ V}$; giocando ora sul valore della V_{be} di Tr1, pari a circa 0.6 V, sarà sufficiente stabilire il guadagno di tensione in corrente continua al valore

$$G_{\text{cc}} = V_u / V_{\text{be}}$$

$$G_{\text{cc}} = 6 \text{ V} / 0.6 \text{ V} = 10$$

e quindi impostare il partitore R2, R1 secondo l'equazione :

$$(R_2 + R_1) / R_1 = G_{\text{cc}}$$

che risolta per un valore ragionevole di R2 ($R_2 = 100 \text{ K ohm}$), tale da non rappresentare un carico inutile per Tr3, fornisce il valore di R1:

$$(100 \text{ K ohm} + R_1) / R_1 = 10$$

$$R_1 = 100 \text{ K ohm} / 9 = 11111 \text{ ohm}$$

(da arrotondare a 10000 ohm)

Determinazione delle resistenze di carico R3, R4, R5:

La resistenza R5 costituisce il carico di Tr3 e ne condiziona la corrente; non essendo richiesta potenza d'uscita si può fare lavorare Tr3 con una corrente di solo un 1 mA ed ottenere, in base alla tensione di riposo fissata in 6 V, il valore di R5

$$R5 = (V_{lim.} - 6 V) / 1 mA = 6000 \text{ ohm (da arrotondare a 5600 ohm)}$$

La resistenza R4 deve fornire la corrente di base per Tr3 e la corrente di collettore per Tr2; per la prima, essendo stata fissata per Tr3 una corrente di lavoro di 1 mA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$I_b (Tr3) = 1 mA / 100 = 10 \mu A$$

Se concediamo al collettore di Tr2 una corrente di 10 volte la corrente di Ib(Tr3), la corrente totale in R4 risulta Ir4 = 110 μA e il suo valore è dato da

$$R4 = (V_{lim.} - V_{be}) / I_{r4} = (12 - 0.6) / 110 \mu A = 103636 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a 100000 ohm)}$$

La resistenza R3 deve fornire la corrente di base per Tr2 e la corrente di collettore per Tr1; per la prima, essendo stata fissata per Tr2 una corrente di lavoro di 100 μA, assumendo hFE = 100 la corrente di base richiesta è

$$I_b (Tr2) = 100 \mu A / 100 = 1 \mu A$$

Se concediamo al collettore di Tr1 una corrente di 100 volte la corrente di Ib(Tr2), la corrente totale in R3 risulta Ir3 = 101 μA e il suo valore è dato da

$$R3 = (V_{lim.} - V_{be}) / I_{r3} = (12 - 0.6) / 101 \mu A = 112870 \text{ ohm} \\ \text{(da arrotondare a 100000ohm)}$$

• **Calcolo di Ri1, Ri2, C1:**

Il calcolo di Ri1 ed Ri2 è legato alle condizioni iniziali volute che impongono:

$$S1 = 2.5 V_{eff.}$$

$$S2 = 0.5 V_{eff.}$$

$$Ss = 3 V_{eff}$$

Dovendo eseguire la somma dei segnali secondo l'espressione $Ss = S1 + S2$ si ha:

$$Gca1 = 1$$

$$Gca2 = 1$$

Applicando ora le formule

$$Gca1 = R2 / Ri1$$

$$Gca2 = R2 / Ri2$$

Si risolvono in Ri1 e Ri2 per il valore di R2 calcolato in precedenza (R2 = 100 K ohm)

$$Ri1 = R2 / Gca1 = 100 \text{ K ohm} / 1 = 100 \text{ K ohm}$$

$$Ri2 = R2 / Gca2 = 100 \text{ K ohm} / 1 = 100 \text{ K ohm}$$

Dati i valori di Ri1 e Ri2 è semplice dimensionare C1 affinché sia $Xc1 \ll Ri2$

$$Xc1 = Ri2 / 100 = 100000 \text{ ohm} / 100 = 1000 \text{ ohm}$$

e quindi

$$C1 = 1 / (2 * \pi * f * Xc1) = 1 / (6.28 * 600 \text{ Hz} * 1000 \text{ ohm}) = 0.265 \mu\text{F}$$

(da arrotondare a 0.33 μF)

Riassumendo i valori calcolati:

Tutte resistenze da $\frac{1}{4}$ w

$$R1 = 10 \text{ K ohm}$$

$$R2 = 100 \text{ K ohm}$$

$$R3 = 100 \text{ K ohm}$$

$$R4 = 100 \text{ K ohm}$$

$$R5 = 6800 \text{ ohm}$$

$$Ri1 = 100 \text{ K ohm}$$

$$Ri2 = 100 \text{ K ohm}$$

$$C1 = 0.33 \mu\text{F}$$

$$Tr1, Tr2, Tr3 = 2N1711$$

Il nostro lavoro si conclude con un esame delle tensioni e delle forme d'onda che si potranno misurare una volta assemblato il circuito operativo in laboratorio: esse sono riportate e commentate mediante l'aiuto della figura 3.37.

Tutte le tensioni continue, da misurarsi in assenza di segnali, sono rilevabili mediante un voltmetro da 100 Kohm/volt, i segnali sono misurabili mediante un oscilloscopio disposto in c.c. I valori delle tensioni continue saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di circa il +/- 20%; i valori dei segnali saranno rispondenti ai valori calcolati con tolleranze di +/- 10 %.

Non sono indicate, perché non significative, le tensioni di segnale all'interno degli anelli di controreazione.

3.17 Circuito stabilizzatore di tensione

Un semplice stabilizzatore di tensione di media potenza è realizzabile con un transistor Tr ed un diodo Zener Z così come riportato nello schema di figura 3.38.

La tensione non stabilizzata $+V_g$ è applicata sia alla resistenza R , sia al collettore del transistor Tr ; la resistenza R porta in conduzione il diodo Z fino al raggiungimento della tensione di Zener V_z , questa tensione risulta applicata alla base di Tr che la trasferisce, tramite l'emettitore, alla resistenza di carico R_c a livello pari a:

$$V_u = V_z - V_{be}$$

La tensione V_u è quindi stabilizzata dal diodo Z salvo le variazioni della V_{be} di Tr .

La corrente I_u disponibile sul carico R_c , che fluisce dalla giunzione collettore-emettitore di Tr , è dell'ordine di:

$$I_u = hFE * I_b$$

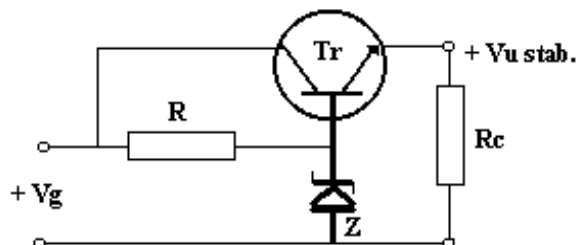
dove

hFE è il guadagno in corrente continua di Tr

I_b è la corrente di base di Tr

tutto ciò nel rispetto della dissipazione ammessa dai due componenti elettronici Z e Tr .

figura 3.38



Sviluppiamo un esempio di calcolo dello stabilizzatore in base ai seguenti dati:

Il generatore V_g eroga una tensione non stabilizzata di $+20\text{ V}$ con variazioni del $\pm 20\%$; la corrente disponibile è di 10 A .

Il carico richiede una tensione stabilizzata V_u di $+7.5\text{ V}$ su di un carico $R_c = 4\text{ ohm}$

Calcolo delle variazioni di V_g :

La tensione minima di V_g è

$$V_{gmin} = +20\text{V} - 4\text{V} = +16\text{ V}$$

La tensione massima di V_g è

$$V_{gmax} = +20\text{V} + 4\text{V} = +24\text{ V}$$

Calcolo della corrente richiesta dal carico :

La corrente I_u richiesta dal carico è

$$I_u = V_u / R_c = +7.5 \text{ V} / 4 \text{ ohm} = 1.87 \text{ A}$$

Scelta del diodo Zener :

Essendo

$$V_u = V_z - V_{be}$$

il diodo Zener deve fornire una tensione di

$$V_z = V_u + V_{be} = +7.5 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = + 8.2 \text{ V}$$

Un diodo con questa caratteristica è individuabile nel tipo 1SMB5923B che ha i seguenti parametri:

$$V_z = + 8.2 \text{ V}$$

$$I_z = 45.7 \text{ mA}$$

$$P_d = 3 \text{ W}$$

Scelta del transistor Tr :

Un transistor in grado di erogare una corrente I_c di

$$I_c = I_u = 1.87 \text{ A}$$

con una $V_{ce(sat)}$ minima di

$$V_{ce(sat)} = V_{gmin} - V_u = +16 \text{ V} - 7.5 \text{ V} = +8.5 \text{ V}$$

ed una V_{ce} massima di

$$V_{ce} = V_{gmax} - V_u = + 24 \text{ V} - 7.5 \text{ V} = + 16.5 \text{ V}$$

è individuabile nel tipo 2N 3055

che presenta una h_{FE} minima uguale a

$$h_{FE} = 20$$

Questo transistor fornisce la corrente I_c richiesta con una corrente di base I_b massima pari a:

$$I_b = I_c / h_{FE} = 1.87 \text{ A} / 20 = 93.5 \text{ mA}$$

Calcolo della resistenza R

La resistenza R deve fornire, sia la corrente di base I_b per Tr , sia la corrente I_z necessaria allo Zener; la somma I_s delle correnti è

$$I_s = I_b + I_z = 93.5 \text{ mA} + 45.7 \text{ mA} = 139.2 \text{ mA}$$

questa corrente deve essere erogata anche quando la tensione V_g è al minimo quindi:

$$R = V_{gmin} / I_s = + 16 \text{ V} / 139.2 \text{ mA} \approx 115 \text{ ohm (arrotondata a 100 ohm)}$$

La resistenza deve essere in grado di dissipare la seguente potenza

$$P_r = (V_{gmax} - V_z)^2 / R = (+24 \text{ V} - 8.2 \text{ V})^2 / 100 \text{ ohm} = 2.5 \text{ W}$$

Calcolo della dissipazione di T_r :

Il transistor 2N3055 deve essere in grado di dissipare la seguente potenza

$$P_{tr} = (V_{gmax} - V_u) * I_c = (+ 24 \text{ V} - 7.5 \text{ V}) * 1.87 \text{ A} = 30.8 \text{ W}$$

Dato che la dissipazione in aria libera del 2N3055 è di soli 3 W è richiesto un adatto dissipatore che soddisfi la nota relazione :

$$R_{\theta rad} = [(T_j - T_a) / (P * 1.1)] - (R_{\theta is} + R_{\theta jc})$$

Dove:

$R_{\theta rad}$ = resistenza termica del radiatore

T_j = temperatura massima della giunzione del transistor

T_a = temperatura dell'ambiente di lavoro

P = potenza da dissipare

$R_{\theta is}$ = resistenza termica dell'isolante tra transistor e radiatore

$R_{\theta jc}$ = resistenza termica giunzione case (involucro del transistor)

Dai dati del 2N3055 riportati in figura 3.29 possiamo rilevare:

$$T_j = 200^\circ \text{ c}$$

$$R_{\theta jc} = 1.5^\circ \text{ c/W}$$

Altri dati sono da impostare quali:

$$T_a = 25^\circ \text{ c (si ipotizza che il transistor debba lavorare in un ambiente a 25^\circ)}$$

$$P = 30.8 \text{ W (potenza da dissipare)}$$

$$R_{\theta is} = 0.5^\circ \text{ c/W (per rondella isolante di mica con grasso - dato praticamente comune a tutte le applicazioni)}$$

applicando i dati alla formula abbiamo:

$$R_{\theta rad} = [(200^\circ \text{ c} - 25^\circ \text{ c}) / (32 \text{ W} * 1.1)] - (0.5^\circ \text{ c/W} + 1.5^\circ \text{ c/W}) = 2.97^\circ \text{ c/w}$$

Il risultato conduce alle caratteristiche termiche del dissipatore richiesto che deve avere una resistenza termica pari o inferiore a 2.97° c/W

Un radiatore con $R_{\theta rad} = 2.97^{\circ}\text{C}/\text{W}$ può essere rimpiazzato con vantaggio da un radiatore commerciale da $2.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ che ha le seguenti dimensioni d'ingombro

$$\text{Lunghezza} = 75 \text{ mm}$$

$$\text{Larghezza} = 104.8 \text{ mm}$$

$$\text{Altezza} = 25.9 \text{ mm}$$

Verifica della dissipazione del diodo Zener:

La massima dissipazione del diodo si avrà in assenza di carico quando tutta la corrente che scorre in R verrà assorbita da Z, così che:

$$I_{z \text{ max}} = (V_{g \text{ max}} - V_u) / R = (+ 24 \text{ V} - 8.2 \text{ V}) / 100 \text{ ohm} = 0.158 \text{ A}$$

Da cui si ricava la potenza massima dissipata

$$P_{\text{max}} = I_{z \text{ max}} * V_z = 0.158 \text{ A} * 8.2 \text{ V} = 1.29 \text{ W}$$

Essendo

$$P_d = 3 \text{ W}$$

è verificata la condizione

$$P_{\text{max}} < P_d$$

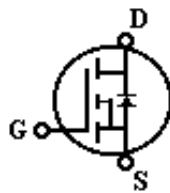
3.18 I transistori Power MOSFETs

Prima di iniziare questo paragrafo dobbiamo osservare come la teoria su questi dispositivi richieda ben altro che le poche righe dedicate in questo testo; si suggerisce pertanto, nel caso di approfondimenti nello studio dei Power Mosfet, la lettura degli esaurienti HEXFET DATABOOKS della INTERNATIONAL RECTIFIER.

I transistori Power MOSFETs sono una particolare categoria di semiconduttori che, prevalentemente nel campo delle applicazioni dei circuiti elettronici ad impulsi, offrono delle prestazioni nettamente superiori ai transistori dei quali abbiamo trattato nei paragrafi precedenti.

Dal punto di vista della struttura elettrica il Mosfet ha una configurazione a tre poli simile a quella di un transistore così come mostrato in figura 3.39 per giunzioni N-Channel.

figura 3.39



Dal punto di vista delle funzioni dei tre collegamenti elettrici il Mosfet presenta le seguenti analogie con i simboli dei transistori:

Transistore	Mosfet
Emettitore "e"	Source "S"
Base "b"	Gate "G"
Collettore "c"	Drain "D"

Come per i transistori sono disponibili due tipi di giunzioni, la NPN e la PNP, anche per i semiconduttori Mosfet ne sono disponibili due tipi, la citata N-Channel e la P-Channel (la prima indicata per configurazioni alimentate da tensioni positive, la seconda indicata per alimentazione con tensioni negative).

Esistono invece differenze fondamentali quali:

- Il Mosfet non è un amplificatore di corrente come il transistor bipolare e pertanto non è caratterizzato dal parametro h_{FE} ; il piedino "G", analogo della base del transistor, non richiede "praticamente" alcuna corrente di pilotaggio ma soltanto tensione di comando, questa peculiarità fa sì che il Mosfet abbia una elevatissima impedenza d'ingresso quindi sia facilmente pilotabile con potenze irrilevanti.
- Il Mosfet presenta una resistenza di conduzione $R_{DS(on)}$ che incide come detrattrice di potenza dal carico
- Il Mosfet è in grado di commutare elevate correnti in tempi estremamente brevi

L'impiego dei Mosfet è utilizzabile, tra altre, nelle seguenti tipologie circuitali:

- Alimentatori switching
- Amplificazione di segnali in classe A
- Amplificazione dei segnali in classe D
- Controllo della velocità dei motori
- Amplificazione di potenza ad onde quadre
- Sistemi d'illuminazione con lampade fluorescenti
- Trasmissione a modulazione d'ampiezza

3.18.1 Le caratteristiche dei transistori Power MOSFETs

Il collegamento al “Gate” (G) porta al Mosfet la tensione necessaria, sia per il comando del circuito, sia per l’eventuale amplificazione della tensione stessa.

Il collegamento con il Drain” (D) consente di prelevare, sia l’eventuale comando proveniente dal gate, sia la tensione di gate amplificata.

Il collegamento al “Source” (S) consente di chiudere, sia l’anello di pilotaggio sul gate, mediante la giunzione gate-source, sia l’anello di prelievo della corrente di collettore mediante la giunzione drain-source.

I Mosfet possono lavorare in due modi diversi in dipendenza del tipo di applicazioni a cui sono destinati:

- c) In modo lineare per amplificatori
- d) In saturazione , per dispositivi logici o di commutazione.

Si ha il funzionamento lineare quando la corrente di drain è proporzionale alla tensione di gate; si ha il funzionamento in saturazione quando, grazie alla circuitazione esterna al Mosfet, la corrente di drain non incrementa più con l’incrementare della tensione di gate.

L’utilizzo del Mosfet per la progettazione necessita la conoscenza di una serie di caratteristiche costruttive quali tra le più significative:

- 1) tensione massima di lavoro applicabile tra drain e source (simbolo V_{DS})
-la V_{DS} non deve mai essere superata pena la distruzione del semiconduttore
- 2) corrente di lavoro continua del drain (simbolo I_D) in Ampere
la I_D deve essere commisurata onde evitare di eccedere la massima potenza dissipabile dal Mosfet
- 3) corrente di lavoro impulsiva del drain (simbolo I_{DM}) in Ampere
- 4) resistenza drain-source in fase di conduzione (simbolo $R_{DS(on)}$) in ohm
- 5) potenza massima dissipabile a temperatura ambiente (simbolo P_D) in Watt
il valore di P_D non deve mai essere superato pena la distruzione del semiconduttore
- 6) tensione massima di funzionamento tra gate e source (simbolo V_{GS})
- 7) tensione minima di funzionamento tra gate e surce (simbolo V_{gs})
- 8) transconduttanza di lavoro (simbolo g_{fs}) in Mhos

Altre caratteristiche importanti, espresse da grafici particolari , saranno prese in esame al momento del loro utilizzo in fase di progettazione.

A titolo d’esempio una serie di parametri del Mosfet tipo IRF 330 è sotto riportata:

Contenitore in TO3

$$V_{DS} = + 400 \text{ V}$$

$$V_{GS \text{ max}} = +/- 20 \text{ V}$$

$$V_{gs} = + 4 \text{ V}$$

$$I_D = 4 \text{ A}$$

$$I_{DM} = 8 \text{ A}$$

$$R_{DS}(\text{on}) = 1 \text{ ohm}$$

$$P_D = 75 \text{ W (contenitore a } 25^\circ \text{ c)}$$

$$G_{fs} = 3.5 \text{ Mhos}$$

Tra questi dati si evidenzia che:

La massima corrente di drain a regime impulsivo è il doppio della corrente a regime continuo; infatti $I_{DM} = 8 \text{ A}$ mentre $I_D = 4 \text{ A}$.

La massima tensione di gate può essere, sia positiva (+20 V), sia negativa (-20V)

La minima tensione di lavoro del gate deve essere $V_{gs} \approx 4 \text{ V}$ per avere una $I_d \approx 4 \text{ A}$

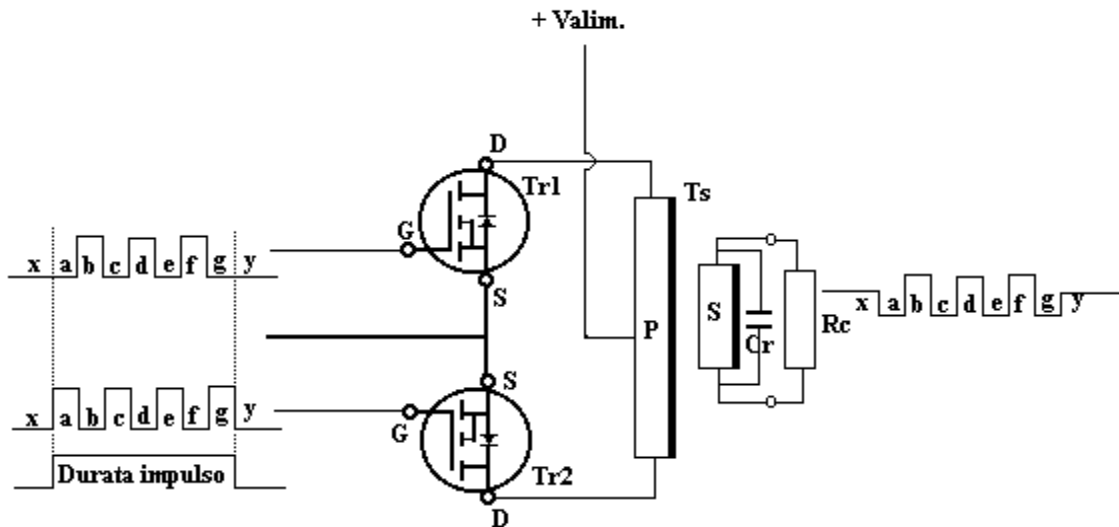
La resistenza di conduzione presentata tra drain e source è di soli $R_{DS}(\text{on}) = 1 \text{ ohm}$.

3.18.2 Esempio d'impiego di Power MOSFETs

Il progetto, sviluppato nell'esempio, utilizza una coppia di Mosfet per la realizzazione di un amplificatore d'impulsi rettangolari in grado di fornire una notevole potenza elettrica su carico resistivo.

Il circuito elettrico di base, oggetto dello studio, è molto semplice ed è illustrato nella figura 3.40; esso è costituito da un amplificatore di potenza che lavora ad onde quadrate, vedremo in seguito come sarà possibile trasformarlo per la generazione di onde sinusoidali.

figura 3.40



Il circuito viene illustrato con l'ausilio di esempi numerici di calcolo che costituiscono la struttura stessa del progetto, questi portano alla definizione completa dello studio necessaria alla realizzazione sperimentale dell'amplificatore.

In figura si vedono i due Mosfet, Tr1 e Tr2, con i drain (D) collegati in controfase al trasformatore Ts, dal quale, mediante la presa centrale del primario, ricevono la tensione d'alimentazione.

I Mosfet Tr1 e Tr2 hanno i source (S) in comune, collegati a massa, ed i gate (G) che ricevono i segnali di pilotaggio secondo gli impulsi indicativi riportati in figura nel lato sinistro.

L'impulso d'uscita dall'amplificatore è riportato, sul lato destro, nella forma d'onda tracciata a fianco della resistenza di carico.

Il progetto prevede:

Alimentazione in tensione continua: $V_{lim.} = + 30 \text{ V}$

Potenza impulsiva generata: $P = 160 \text{ W}$

Resistenza di carico: $R_c = 830 \text{ ohm}$

Durata dell'impulso rettangolare: $T_i = 1.5 \text{ mSec.}$

Tempo di ripetizione degli impulsi: $T_r = 10 \text{ mSec.}$

Frequenza all'interno dell'impulso: $F = 52000 \text{ Hz}$

Temperatura dell'ambiente di lavoro $T_a = 55^\circ \text{ c}$

Scelta della coppia di Mosfet:

Per il presente progetto si sceglie un tipo di Mosfet le cui caratteristiche, pur risultando sovrabbondanti rispetto alle necessità attuali, possono però essere utili per eventuali ampliamenti del progetto stesso.

Il tipo scelto è contraddistinto dalla sigla IRF152 e presenta le seguenti caratteristiche:

Contenitore = TO3

$V_{DS \max} = 100 \text{ V}$

$V_{DS \text{ (sat)}} = 1.5 \text{ V}$ (per $I_D = 6 \text{ A}$) (valore estrapolato dai grafici del foglio dati)

$I_{D \max} = 30 \text{ A}$

$V_{GS \max} = +/- 20 \text{ V}$

$V_{GS} = + 7 \text{ V}$

$R_{DS(on)} = 0.14 \text{ ohm}$ (valore estrapolato dai grafici del foglio dati per una temperatura della giunzione di 150° c)

$T_j = 150^\circ \text{ c}$ (temperatura massima della giunzione)

$R_{jc} = 0.83^\circ \text{ c/W}$ (resistenza termica giunzione contenitore)

$R_{ja} = 30^\circ \text{ c/W}$ (resistenza termica contenitore aria libera)

Esame dei segnali di pilotaggio e del segnale d'uscita:

Entrambi i segnali di pilotaggio hanno una durata definita come "Durata dell'impulso" $T_i = 1.5 \text{ mSec}$, nell'ambito di questo tempo, vengono definiti gli stati dei due segnali di comando indicando con la dizione $V_{GS} = \text{alto}$ il valore di V_{GS} per il quale si ha la conduzione del Mosfet con la massima corrente di lavoro I_D (la forma d'onda del disegno mostra, ovviamente, soltanto una parte delle onde rettangolari contenute nell'impulso):

- tempo x = tempo che precede l'impulso ($Tr1$ e $Tr2$ non conducono avendo $V_{GS} = 0$)
- tempo a = tempo di conduzione di $Tr2$ e di blocco $Tr1$ ($Tr2$ ha livello $V_{GS} = \text{alto}$; $Tr1$ ha livello $V_{GS} = 0$)
- tempo b = tempo di conduzione di $Tr1$ e di blocco $Tr2$ ($Tr1$ ha livello $V_{GS} = \text{alto}$; $Tr2$ ha livello $V_{GS} = 0$)
- tempo c = tempo di conduzione di $Tr2$ e di blocco $Tr1$ ($Tr2$ ha livello $V_{GS} = \text{alto}$; $Tr1$ ha livello $V_{GS} = 0$)
- tempo d = tempo di conduzione di $Tr1$ e di blocco $Tr2$ ($Tr1$ ha livello $V_{GS} = \text{alto}$; $Tr2$ ha livello $V_{GS} = 0$)
- tempo e = tempo di conduzione di $Tr2$ e di blocco $Tr1$ ($Tr2$ ha livello $V_{GS} = \text{alto}$; $Tr1$ ha livello $V_{GS} = 0$)
- tempo f = tempo di conduzione di $Tr1$ e di blocco $Tr2$ ($Tr1$ ha livello $V_{GS} = \text{alto}$; $Tr2$ ha livello $V_{GS} = 0$)
- tempo g = tempo di conduzione di $Tr2$ e di blocco $Tr1$ ($Tr2$ ha livello $V_{GS} = \text{alto}$; $Tr1$ ha livello $V_{GS} = 0$)
- tempo y = tempo che segue l'impulso ($Tr1$ e $Tr2$ non sono in conduzione avendo $V_{GS} = 0$)

L'alternarsi dei semiperiodi a; b; c; d; e; f; g, aventi uguale tempo di permanenza, è caratterizzato dalla frequenza del contenuto dell'impulso; essendo $F = 52000 \text{ Hz}$ ciascun intervallo di permanenza T_p si svilupperà in un tempo

$$T_p = (1 / F) / 2$$

$$T_p = (1 / 52000 \text{ Hz}) / 2 = 9.615 \mu\text{Sec.}$$

Il segnale d'uscita, presente sul carico R_c , ripete temporalmente la sequenza dei semiperiodi di conduzione sia di $Tr2$ che di $Tr1$ che si alternano, in positivi e negativi, rispetto al livello zero della zona iniziale (x) e finale (y).

Considerazioni sul valore di VGS:

Le caratteristiche del Mosfet indicano che un valore di VGS dell'ordine di + 7 V è sempre in grado di portare in piena conduzione questo tipo di semiconduttori; ne segue che ampiezze comprese tra 7 V e 15 V di picco sono utilizzabili a piacere per i segnali di pilotaggio.

Considerazioni sulla tensione VDS max:

A seguito della conduzione alternata di Tr1 e Tr2 ai capi del primario di Ts si sviluppano picchi di tensione d'ampiezza pari al doppio della tensione d'alimentazione Valim.

Assumendo:

$$V_{lim} = + 30 \text{ V}$$

ciascun Mosfet è sottoposto, nella fase di non conduzione, ad una tensione

$$V_{DSmax} = 2 * 30V = + 60 \text{ V}$$

questo è un elemento che ha condizionato la scelta del Mosfet IRF152 che ha $V_{DS} = 100 \text{ V}$.

Calcolo della tensione di picco massima sui drain:

La tensione di picco sui drain è

$$V_{Dpicco} = V_{lim} - V_{Ds(sat)}$$

Ovvero

$$V_{Dpicco} = 30 \text{ V} - 1.5 \text{ V} = 28.5 \text{ V}$$

Calcolo del rapporto spire di TS:

La tensione rettangolare presente sul primario "P" di Ts viene trasferita alla resistenza di carico Rc tramite il secondario "S" in base al rapporto tra le spire Np/Ns; questo sarà dato dall'espressione:

$$N_p/N_s = V_{Dpicco} / V_{sp}$$

Dove

Vsp è l'ampiezza di picco della tensione sul carico

Volendo sul carico una tensione di picco

$$V_{sp} = \sqrt{(160 \text{ W} * 830 \text{ ohm})} = 364 \text{ V}$$

il rapporto Nsp/Ns sarà:

$$N_p/N_s = (28.5 \text{ V}) / 364 = 0.07829$$

Calcolo della resistenza di carico trasferita:

La resistenza di carico Rctr trasferita dal trasformatore Ts ai drain di Tr1 e Tr2 è data da:

$$R_{ctr} = R_c * (N_p / N_s)^2$$

Avendo fissato per il carico il valore Rc = 830 ohm il valore di Rctr è :

$$R_{ctr} = 830 \text{ ohm} * (0.07829)^2 = 5.08 \text{ ohm}$$

Calcolo della corrente ID di picco:

La corrente ID di picco circolante in Tr1 e Tr2, nei loro rispettivi tempi di conduzione, è data dall'espressione:

$$ID \text{ picco} = (V_D \text{ picco}) / R_{ctr}$$

dalla quale si ha:

$$ID \text{ picco} = (28.5) / 5.08 \text{ ohm} = 5.6 \text{ A}$$

Calcolo della dissipazione di Tr1, Tr2 e della superficie radiante:

Il progetto prevede l'emissione cadenzata di un impulso della durata di 1.5 mSec. ogni 10 mSec. All'interno di ciascun impulso da 1.5 mSec. la dissipazione dei Mosfet avviene soltanto nei tempi di conduzione, la somma dei quali è di circa

$$1.5 \text{ mSec.} / 2 = 0.75 \text{ mSec}$$

il transistor viene pertanto assoggettato ad un "duty cycle" (ciclo attivo) del

$$D_c = 0.75 \text{ mSec.} / 10 \text{ mSec.} = 0.075 \text{ (7.5 \%)}$$

la potenza dissipata viene pertanto calcolata con l'espressione :

$$P = ID_{picco} * V_{DS} \text{ (sat)} * D_c$$

$$P = 5.6 \text{ A} * 1.5 \text{ V} * 0.075 = 0.63 \text{ W}$$

e la resistenza termica del dissipatore con la nota formula:

$$R_{\theta rad} = [(T_j - T_a) / (P * 1.1)] - (R_{\theta is} + R_{\theta jc})$$

da cui

$$R_{\theta rad} = [(150^\circ \text{ c} - 55^\circ \text{ c}) / (0.63 * 1.1)] - (0.5^\circ \text{ c/W} + 0.8^\circ \text{ c/W}) = 136^\circ \text{ c/W}$$

Il risultato del calcolo porta ad una resistenza termica del radiatore nettamente superiore a quella del transistore in aria libera che è 30°c/w perciò il radiatore è superfluo.

Calcolo del trasformatore d'uscita:

Il rapporto tra N_p ed N_s già calcolato

$$N_p/N_s = 0.07829$$

indica un trasformatore in “salita”, trasformatore che ha il secondario con un numero di spire superiore al primario; è quindi dal secondario che muovono le considerazioni di progetto:

Il secondario deve avere od una reattanza molto più alta della resistenza di carico R_c oppure deve essere “rifasato”; quest'ultima soluzione è quella che adottiamo in questo progetto dato che il circuito è progettato per operare ad una singola frequenza.

Il primo passo da compiere per il dimensionamento di T_s consiste nel valutare quale valore reattivo dovrebbe avere il secondario per abbassare del solo il 5% il valore del carico; tale valore si computa secondo l'espressione:

$$X_L = R_c * R_o / \sqrt{(R_c^2 - R_o^2)}$$

dove $R_o = R_c - 5\% R_c = 0.95 R_c$

dalla quale, essendo $R_c = 830 \text{ ohm}$, si calcola

$$X_L = 0.95 * 830 \text{ ohm} * 830 \text{ ohm} / \sqrt{[830 \text{ ohm}^2 - (0.95 * 830 \text{ ohm})^2]} = 2525 \text{ ohm}$$

realizzabile con un'induttanza di:

$$L = 2525 \text{ ohm} / (6.28 * 52000 \text{ Hz}) = 7.73 \text{ mH}$$

La reattanza del secondario può essere rifasata da una capacità C_r uguale a

$$C_r = 1 / (2 \pi f X_c)$$

dove $X_c = X_L$

$$C_r = 1 / (6.28 * 52000 \text{ Hz} * 2525 \text{ ohm}) = 1212 \text{ pF} \text{ (da arrotondare a } 1200 \text{ pF)}$$

Il condensatore di rifasamento annulla la componente reattiva del secondario, alla frequenza di lavoro di 52000 Hz, che di conseguenza non incide più sul valore di R_c .

Si deve osservare che il condensatore ora calcolato è sottoposto ad una tensione di 364Vp e pertanto deve essere scelto per una tensione di almeno 500 V di lavoro.

Utilizzando un nucleo in ferrite tipo LA 2432 avente $\alpha = 36.9$ si ha

$$N_s = \alpha * \sqrt{L}$$

$$N_s = 36.9 * \sqrt{7.73 \text{ mH}} = 102.5 \text{ Spire}$$

e ciascuno dei due rami del primario nel rapporto

$$N_p = N_s * 0.07829$$

per un totale di spire

$$N_p = 102.5 \text{ Spire} * 0.07829 = 8 \text{ spire}$$

assemblate nel rocchetto del nucleo secondo la seguente disposizione costruttiva bilanciata :

avvolgimento del primo ramo del primario = 8 spire

avvolgimento del secondario = 102.5 spire

avvolgimento del secondo ramo del primario = 8 spire

Come ultimo passo del progetto del trasformatore Ts si deve procedere alla verifica dell'induzione B che, per il nostro tipo di nucleo, deve essere $B < 3000$ Gauss.

$$B = (V_{ca} * 10^8) / (S * 4.44 * f * N)$$

essendo per il nucleo LA 2432 $S = 0.72$ cmq si ha:

$$B = (364 \text{ V} * 10^8) / (0.72 \text{ cmq} * 4.44 * 52000 \text{ Hz} * 102.5 \text{ spire}) = 2136 \text{ Gauss}$$

valore che soddisfa l'assunto.

Osservazione sulle perdite del circuito:

Le perdite si hanno nel trasformatore d'uscita Ts e possono essere valutate come segue:

Assumendo, ragionevolmente, che le perdite siano dovute prevalentemente al nucleo e non all'avvolgimento, dalle caratteristiche costruttive del nucleo in ferrite, che lavora con valori d'induzione $B \approx 1500$ Gauss, si hanno perdite dell'ordine:

$$\text{Perdite} = 1 \text{ W/cm}^3$$

essendo il volume del nucleo di

$$\text{vol.} = 2.27 \text{ cm}^3$$

la perdita di potenza nel trasformatore Ts sarà:

$$\text{Perdita} = 2.27 \text{ cm}^3 * 1 \text{ W/cm}^3 = 2.27 \text{ W}$$

Pertanto la potenza sul carico Rc verrà ridotta dal valore calcolato di 160 W a

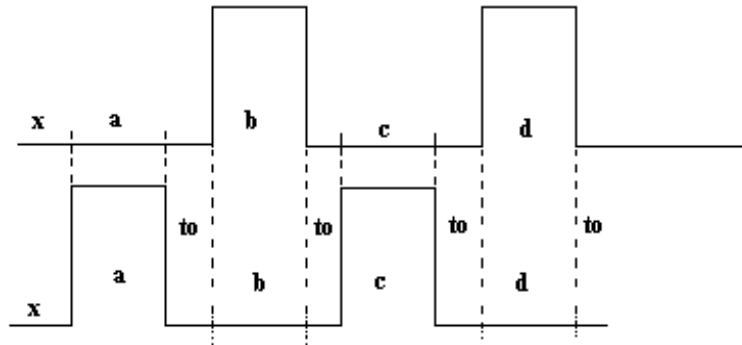
$$\text{Potenza resa} = 160 \text{ W} - 2.27 \text{ W} \approx 158 \text{ W}$$

Considerazioni per la sicurezza:

Il progetto potrà ritenersi concluso soltanto dopo una importante considerazione in merito alla sicurezza sul funzionamento dei transistori; date le particolari caratteristiche di risposta di questi dispositivi si deve evitare che essi possano entrare in conduzione contemporaneamente nei momenti di passaggio tra la conduzione dell'uno e la conduzione dell'altro; ciò si ottiene mediante l'inserzione nel profilo dell'impulso di opportuni tempi di guardia to.

L'inserzione dei tempi di guardia si ottiene sagomando opportunamente gli impulsi di pilotaggio così come mostrato in figura 3.41; questo profilo è una modificazione della forma d'onda iniziale tracciata in figura 3.40.

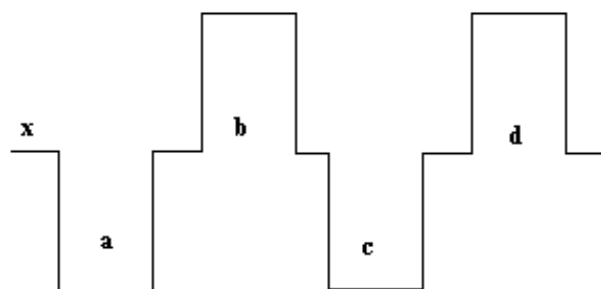
figura 3.41



La figura mostra soltanto la parte iniziale dell'impulso che si sviluppa in tutta la sua durata secondo il profilo tracciato in figura 3.40; in esso si vede che l'impulso "a" che porta in conduzione Tr2 è separato, del tempo t_o , dall'impulso "b" che porta in conduzione Tr1, il quale a sua volta è separato del tempo t_o , dall'impulso "c" che porta nuovamente in conduzione Tr2 e così via per i restanti semiperiodi contenuti nell'impulso. La scala dei tempi del disegno è volutamente alterata per mostrare i tempi di guardia t_o che peraltro, essendo molto piccoli, se venissero tracciati in proporzione ad i tempi di conduzione dei transistori non sarebbero visibili essendo la loro durata dell'ordine di soli $0.5 \mu\text{Sec}$. Con questo profilo degli impulsi si ha la certezza che in nessun caso, durante la transizione di conduzione dall'uno all'altro dei transistori, si possa verificare la concomitanza di conduzione.

Con un impulso di comando modificato con i tempi di guardia anche il profilo del segnale d'uscita, sul carico R_c , assume la forma particolare mostrata in figura 3.42; anche in questa figura si mostra soltanto una parte dell'impulso con la scala dei tempi volutamente alterata per evidenziare la presenza dei tempi di guardia.

figura 3.42

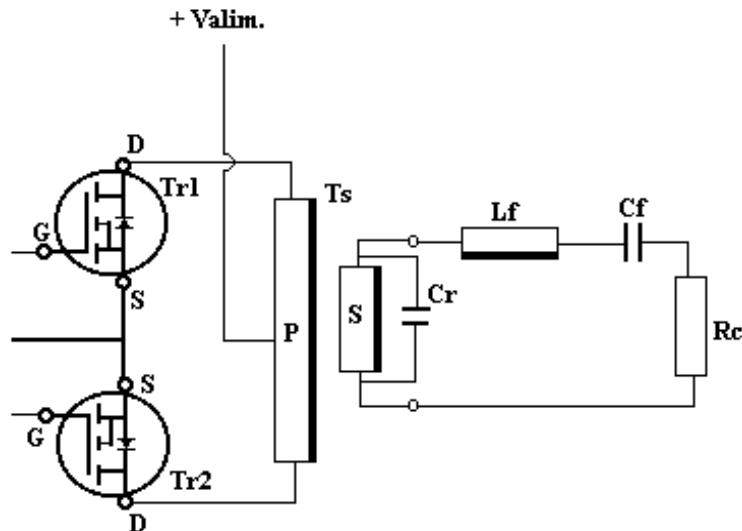


Nel nostro caso in cui il tempo del semiperiodo è di circa $9 \mu\text{Sec}$ il tempo di guardia ne riduce la durata di circa un decimo con una conseguente riduzione di potenza.

3.18.3 Trasformazione dell'amplificatore a Mosfet

La trasformazione dell'amplificatore illustrato nel paragrafo 3.18.2 è indirizzata all'ottenimento di impulsi d'uscita ad andamento sinusoidale; detta trasformazione implica sostanzialmente soltanto un'aggiunta di una struttura di filtro tra il secondario di Ts ed il carico così come mostrato in figura 3.43

figura 3.43



Il filtro, formato dall'induttanza L_f e dal condensatore C_f , è interposto fra il secondario di T_s ed il carico R_c . Per questo esercizio assumiamo come dati generali tutti i valori impiegati nel progetto precedente che qui riassumiamo:

Alimentazione in tensione continua: $Valim. = + 30 \text{ V}$

Potenza impulsiva generata: $P = 160 \text{ W}$

Resistenza di carico: $R_c = 830 \text{ ohm}$

Durata dell'impulso rettangolare: $T_i = 1.5 \text{ mSec.}$

Tempo di ripetizione degli impulsi: $T_r = 15 \text{ mSec.}$

Frequenza all'interno dell'impulso: $F = 52000 \text{ Hz}$

Temperatura dell'ambiente di lavoro $T_a = 55^\circ \text{ c}$

Tensione di picco al secondario di T_s $V_p = 364 \text{ V}$

Calcolo dei componenti reattivi del filtro:

Se vogliamo filtrare l'impulso rettangolare per ottenere un analogo impulso di forma sinusoidale dobbiamo fissare un ragionevole valore del coefficiente di merito "Q" del circuito risonante formato dai componenti:

L_f ; C_f ; R_c collegati in serie

Per questo tipo d'applicazione un $Q = 2.5$ è da ritenersi soddisfacente per cui essendo:

$$Q = X_L / R_c$$

possiamo scrivere

$$X_L = Q * R_c = 2.5 * 830 \text{ ohm} = 2075 \text{ ohm}$$

reattanza alla quale corrisponde l'induttanza:

$$L_f = 2075 \text{ ohm} / (6.28 * 52000 \text{ Hz}) = 6.35 \text{ mH}$$

alla risonanza deve essere $X_{cf} = X_{Lf}$

$$C_f = 1 / (2 \pi f X_{cf})$$

$$C_f = 1 / (6.28 * 52000 \text{ Hz} * 2075 \text{ ohm}) = 1475 \text{ pF} \text{ (da arrotondare a } 1500 \text{ pF)}$$

Calcolo dell'induzione di L_f e della tensione di lavoro di C_f :

A questo punto è necessario osservare che, a causa del coefficiente di merito del circuito di filtro, ai capi di L_f e C_f è presente una tensione che è Q volte la tensione fornita dal secondario di T_s e di ciò si deve tenere conto, sia per il calcolo dell'induzione di L_f , sia per la tensione di lavoro di C_f .

In presenza di un circuito di filtro è necessario anzitutto valutare l'ampiezza della componente sinusoidale a 52000 Hz che si ottiene dall'impulso rettangolare iniziale; si ha pertanto:

$$V_{\text{eff. sinusoidale}} = 4 * V_p \text{ rettangolare} / (1.41 * \pi)$$

$$V_{\text{eff. sinusoidale}} = 4 * 364 \text{ Vp} / 4.42 = 330 \text{ Veff.}$$

da cui la tensione ai capi dei componenti reattivi:

$$V_{\text{eff. reattiva}} = Q * V_{\text{eff.}} = 2.5 * 330 \text{ Veff} = 825 \text{ Veff}$$

Per il calcolo dell'induzione in L_f si devono determinare il numero delle spire con le quali realizzare l'induttanza $L_f = 6.35 \text{ mH}$; scelto un nucleo in ferrite tipo LA1173 avente $\alpha = 54.6$ ed una sezione di 2.23 cm^2 si ha:

$$N = \alpha * \sqrt{L_f} = 54.6 * \sqrt{6.35} = 137.5 \text{ spire}$$

ed il valore dell'induzione B

$$B = (825 \text{ V} * 10^8) / (2.23 \text{ cm}^2 * 4.44 * 52000 \text{ Hz} * 137.5 \text{ spire}) = 1165 \text{ Gauss}$$

essendo $B < 3000$ la verifica è positiva.

Per il condensatore è opportuno sceglierlo per una tensione di lavoro di almeno 1500 V.

Calcolo della potenza non trasferita al carico per effetto dell'azione filtrante di L_f e C_f :

Per il calcolo della potenza non trasferita al carico, per effetto dell'azione del filtro, è necessario fare una semplificazione onde evitare il ricorso a procedimenti matematici molto complicati; si deve

pertanto supporre che il segnale rettangolare all'uscita del secondario di Ts sia continuo e non impulsivo. Questa semplificazione porta inevitabilmente a degli errori, ma il risultato che si ottiene è comunque sufficientemente indicativo del fenomeno in esame.

Il circuito accordato serie, che opera azione di filtraggio per la trasformazione dell'onda quadrata "continua" in uscita dal secondario di Ts, attenua notevolmente le componenti armoniche del segnale impulsivo rettangolare che sono piazzate rispettivamente alle frequenze ed ampiezze seguenti:

Contenuto dello spettro di un'onda rettangolare "continua" alla frequenza fondamentale di 52000 Hz.

Sono evidenziate soltanto le righe dello spettro ritenute, per la loro ampiezza rispetto alla fondamentale, portatrici significative di energia:

Componente di 3^a armonica = 52000 Hz * 3 = 156000 Hz
ampiezza relativa alla fondamentale $a_3 = 1/3$

Componente di 5^a armonica = 52000 Hz * 5 = 260000 Hz
ampiezza relativa alla fondamentale $a_5 = 1/5$

Componente di 7^a armonica = 52000 Hz * 7 = 364000 Hz
ampiezza relativa alla fondamentale $a_7 = 1/7$

Componente di 9^a armonica = 52000 Hz * 9 = 468000 Hz
ampiezza relativa alla fondamentale $a_9 = 1/9$

La potenza di queste quattro armoniche rispetto alla potenza fornita dall'onda rettangolare, valutata di potenza unitaria, è data da:

$$P(\text{armoniche}) = (1/3)^2 + (1/5)^2 + (1/7)^2 + (1/9)^2 \approx 0.2$$

il che significa che il filtraggio di un'onda rettangolare continua riduce la potenza passante del 20%; in termini numerici, essendo la potenza disponibile in assenza del filtro pari a 160 W, la potenza sinusoidale sul carico Rc risulterebbe:

$$P(\text{su Rc}) = 160 \text{ W} - 20\% (160\text{W}) = 128 \text{ W}$$

Questo risultato non è molto diverso da quello che si sarebbe ottenuto considerando lo spettro di frequenza dell'impulso rettangolare reale.

Osservazione sulle perdite del circuito:

Il calcolo della riduzione della potenza d'uscita per effetto del filtraggio non è da ritenersi una perdita dato che questa energia non passante non sviluppa alcuna azione termica.

Perdite reali invece, che si trasformano in calore, si avranno nel trasformatore d'uscita Ts ed in Lf; queste perdite possono essere valutate sulla base delle seguenti considerazioni:

Si può ragionevolmente assumere che le perdite siano dovute prevalentemente al nucleo e non all'avvolgimento.

Dalle caratteristiche costruttive dei nuclei in ferrite che lavorano con valori d'induzione $B \approx 1500$ Gauss si hanno perdite dell'ordine:

Per il trasformatore Ts

$$\text{Perdite} = 1\text{W/cm}^3$$

essendo il volume del nucleo di

$$\text{vol.} = 2.27 \text{ cm}^3$$

la perdita di potenza nel trasformatore Ts sarà:

$$\text{Perdita} = 2.27 \text{ cm}^3 * 1 \text{ W/cm}^3 = 2.27 \text{ W}$$

Per l'induttanza Lf

$$\text{Perdite} = 0.2 \text{ W/cm}^3$$

essendo il volume del nucleo di

$$\text{vol.} = 11.7 \text{ cm}^3$$

la perdita di potenza nel trasformatore Ts sarà:

$$\text{Perdita} = 11.7 \text{ cm}^3 * 0.3 \text{ W/cm}^3 = 3.5 \text{ W}$$

per un totale di perdite nei nuclei di Ts ed Lf di

$$\text{Perdite totali} = 2.27 \text{ W} + 3.5 \text{ W} \approx 6 \text{ W}$$

La conseguenza di quest'ultimo calcolo è che la potenza resa su Rc risulta ridotta di altri 6 W passando da 128 W a

$$\text{Potenza resa su Rc} = 128 \text{ W} - 6 \text{ W} = 122 \text{ W}$$