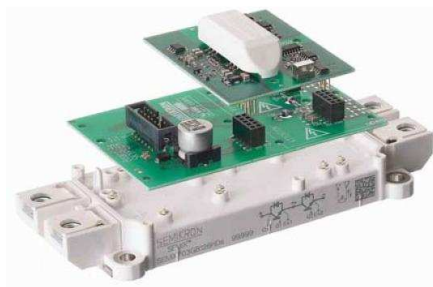




ROMÂNIA
MINISTERUL EDUCAȚIEI, CERCETĂRII, TINERETULUI ȘI
SPORTULUI
UNIVERSITATEA DIN CRAIOVA



Facultatea de Inginerie Electrică



Indrumar de Proiectare

Convertoare Statice 2

Șl.dr.ing. Mihăiță LINCĂ

As.dr.ing. Constantin Vlad SURU

2013

Indrumar de Proiectare

Convertoare Statice 2

CUPRINS

1. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere ...	1
1.1 Calculul mărimilor caracteristice ...	1
1.1.1 Variator de tensiune continuă coborâtor ...	1
1.1.2 Invertor de tensiune monofazat, în punte ...	2
1.1.3 Invertor de tensiune trifazat, cu modulație PWM ...	3
1.2 Alegerea și verificarea tranzistorului comutator ...	5
1.3 Alegerea și verificarea diodei de nul (pentru VTC) ...	14
1.4 Alegerea și verificarea diodei antiparalel (pentru invertor)...	15
1.5 Dimensionarea bobinei de filtraj (pentru VTC) ...	16
2. Proiectarea părții de comandă a convertorului static ...	19
2.1 Alegerea topologiei blocului de comandă ...	19
2.2 Proiectarea circuitului de comandă al VTC ...	19
2.3 Protecția la scurtcircuit și suprasarcină ...	30
2.4 Protecția la supratensiuni de comutație ...	33
2.5 Amplificatorul de impuls și separare galvanică ...	35
3. Proiectarea asistată de calculator a convertorului static ...	49
3.1 Generalități privind programul de proiectare asistată Eagle...	49
3.2 Structura componentelor programului EAGLE ...	49
3.3 Crearea și utilizarea proiectelor ...	50
BIBLIOGRAFIE ...	59

1. ALEGEREA ȘI VERIFICAREA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

1.1. Calculul mărimilor caracteristice

Pentru a se putea alege elementele semiconductoare de putere, într-o primă fază trebuie calculate mărimile caracteristice ale acestora, mărimi ce depind de convertorul static în care elementele semiconductoare de comutație vor lucra. Aceste mărimi sunt dependente de tipul convertorului static, de valorile nominale ale tensiunii și curentului de sarcină, precum și de gama de reglaj și sunt date prin tema de proiectare.

1.1.1 Variator de tensiune continuă coborâtor:

O temă tipică poate impune următorii parametrii:

- Valoarea medie nominală a curentului de sarcină (I_{dN});
- Valoarea medie nominală a tensiunii sarcinii (U_{dN});
- domeniul de reglaj al tensiunii $u \in [U_{d\min}, U_{dN}]$

Dependente de cele de mai sus, mărimile specifice variatorului de tensiune continuă, sunt [1]:

- Din motive de efectuare a comutației, valoarea maximă a factorului de umplere nu poate fi egală cu 1, ci mai mică ($\epsilon_{\max}$, pentru care tensiunea de la ieșirea variatorului este egală cu U_{dN});
- tensiunea maximă ce solicită tranzistorul în sens direct, în stare de blocare. Aceasta este chiar tensiunea continuă de la intrarea variatorului de tensiune continuă [1]:

$$U_b = U_0 \quad (1.1)$$

Unde, U_0 se calculează în funcție de tensiunea nominală a sarcinii și factorul maxim de comandă impus prin tema de proiectare:

$$U_0 = \frac{(1,05 \dots 1,1) \cdot U_{dN}}{\varepsilon_{\max}} \quad (1.2)$$

Majorarea cu 5% - 10% a tensiunii nominale ține cont de căderile de tensiune pe elementele semiconductoare aflate în conducție, pe conductoarele de legătură, pe bobinele de filtrare, etc.

- Valoarea medie nominală a curentului prin tranzistorul comutator:

$$I_{TAVN} = \varepsilon_{\max} \cdot I_{dN} \quad (1.3)$$

- Valoarea medie nominală a curentului prin dioda de nul:

$$I_{FAVN} = (1 - \varepsilon_{\min}) \cdot I_{dN} \quad (1.4)$$

Unde:

ε - factorul de comandă (umplere) al VTC.

1.1.2 Invertor de tensiune monofazat, în punte

Valorile ce se impun prin tema de proiectare, pentru invertorul monofazat, considerând ca strategie de comandă a acestuia, modulația în frecvență [2], sunt:

- Valoarea efectivă nominală a curentului de sarcină (I_N);
- Valoarea efectivă nominală a tensiunii sarcinii (U_N);
- frecvența nominală a sarcinii (f_N);
- numărul de impulsuri într-o semiperioadă a tensiunii de ieșire (n);
- durata unui impuls:

$$t_0 = \frac{1}{2 \cdot f_N \cdot n} \cdot 0.75$$

Dependente de cele de mai sus, mărimile specifice invertorului monofazat, sunt [1][2]:

- tensiunea maximă ce solicită tranzistorul în sens direct, în stare de blocare. Aceasta este egală cu tensiunea continuă din circuitul intermediar al invertorului:

$$U_b = U_d, \quad (1.5)$$

unde, U_d se calculează în funcție de tensiunea efectivă nominală a sarcinii și de frecvența nominală, impuse prin tema de proiectare:

$$U_{dN} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{U_N}{\sqrt{f_N}} \cdot \frac{1}{\sqrt{n \cdot t_0}} \quad (1.6)$$

- Valoarea medie nominală a curentului prin tranzistorul comutator - se calculează considerând curentul prin sarcină de formă sinusoidală și în fază cu tensiunea (cazul cel mai defavorabil):

$$I_{TAVN} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} \cdot I_N \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_N \quad (1.7)$$

- Valoarea medie nominală a curentului prin dioda antiparalelă – se calculează în funcție de defazajul maxim între tensiunea și curentul de la ieșirea invertorului ($\varphi_{\max}$):

$$I_{FVAVN} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi_{\max}} \sqrt{2} \cdot I_N \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{1 - \cos(\varphi_{\max})}{\pi\sqrt{2}} \cdot I_N \quad (1.8)$$

Dacă sarcina este un motor asincron, ce poate să lucreze și în regim de frână cu recuperare, $\varphi_{\max}$ poate fi mai mare decât $\frac{\pi}{2}$ (pentru sarcină pur inductivă). În practică, se consideră acoperitoare o valoare $\varphi_{\max} = \frac{2\pi}{3}$.

1.1.3 Invertor de tensiune trifazat, cu modulație PWM

Valorile ce se impun prin tema de proiectare, pentru invertorul trifazat, considerând ca strategie de comandă a acestuia, modulația în frecvență [2], sunt:

- Valoarea efectivă nominală a curentului de sarcină (I_N);
- Valoarea efectivă nominală a tensiunii sarcinii (U_N);
- frecvența nominală a sarcinii f_N ;
- numărul de impulsuri într-o semiperioadă a tensiunii de ieșire n
- durata unui impuls:

$$t_0 = \frac{1}{2 \cdot f_N \cdot n} \cdot 0.75$$

Dependente de cele de mai sus, mărimile specifice inverterului trifazat, sunt [1][2]:

- tensiunea maximă ce solicită tranzistorul în sens direct, în stare de blocare. Aceasta este egală cu tensiunea continuă din circuitul intermediar al inverterului:

$$U_b = U_d \quad (1.9)$$

Unde, U_d se calculează în funcție de tensiunea efectivă nominală a sarcinii și de frecvența nominală, impuse prin tema de proiectare:

$$U_{dN} = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_N}{\sqrt{f_N}} \cdot \frac{1}{\sqrt{n \cdot t_0}} \quad (1.10)$$

- Valoarea medie nominală a curentului prin tranzistorul comutator - se calculează considerând curentul prin sarcină de formă sinusoidală și în fază cu tensiunea (cazul cel mai defavorabil):

$$I_{TAVN} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} \cdot I_N \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_N \quad (1.11)$$

- Valoarea medie nominală a curentului prin dioda antiparalel – se calculează în funcție de defazajul maxim între tensiunea și curentul de la ieșirea inverterului:

$$I_{FAVN} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi_{\max}} \sqrt{2} \cdot I_N \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{1 - \cos(\varphi_{\max})}{\pi\sqrt{2}} \cdot I_N \quad (1.12)$$

Dacă sarcina este un motor asincron, ce poate să lucreze și în regim de frână cu recuperare, $\varphi_{\max}$ poate fi mai mare decât $\frac{\pi}{2}$ (pentru sarcină pur inductivă). În practică, se consideră acoperitoare o valoare $\varphi_{\max} = \frac{2\pi}{3}$.

1.2. Alegerea și verificarea tranzistorului comutator

Înainte de a alege modelul tranzistorului (tranzistoarelor), trebuie stabilită frecvența de comandă (de comutație), f_{sw} , într-un interval ale cărui limite depind de tipul constructiv al tranzistorului utilizat (bipolar, MOS-FET, IGBT)

Pentru mărimile caracteristice calculate conform temei de proiectare, alegerea tranzistorului de putere se va face impunând respectarea următoarelor relații:

$$I_{TAVN} \cdot k_{si} \leq I_{TAVcat} \quad (1.13)$$

$$U_b \cdot k_{su} \leq V_{CEScat} \quad (1.14)$$

unde:

I_{TAVN}	- curentul mediu nominal prin tranzistor;
I_{TAVcat}	- curentul mediu maxim admisibil prin tranzistor;
k_{si}	- coeficient de siguranță în curent, ce ia valoarea 1 pentru ventilație forțată, respectiv, valori cuprinse între 2 și 3, pentru ventilație naturală;
U_b	- tensiunea ce solicită tranzistorul aflat în stare de blocare;
V_{CEScat}	- tensiunea maxim admisibilă ce poate solicita tranzistorul în stare de blocare;
k_{su}	- coeficient de siguranță în tensiune, ce poate lua valori cuprinse între 1 și 2,5.

Astfel, pentru valoarea calculată a curentului mediu nominal prin tranzistor, respectiv, pentru factorul de siguranță în curent ales în funcție de metoda de răcire a dispozitivului semiconductor, din catalogul de tranzistoare se va căuta un tranzistor ce are un curent nominal cel puțin egal cu valoarea rezultată din (1.13).

În ceea ce privește tensiunea nominală a tranzistorului, aceasta trebuie de asemenea, să respecte relația (1.14).

Din foaia de catalog a tranzistorului ales, se vor extrage parametrii principali ai acestuia, în tabelul Tab 1:

- V_{CES} - tensiunea maximă ce poate solicita în sens direct tranzistorul în stare blocată (cu poarta scurtcircuitată la emitor);
- I_C - curentul de colector nominal
- I_{CRM} - curentul maxim de șoc repetitiv, ce poate solicita elementul pentru scurt timp (specificat);
- P_T - puterea maximă disipată de dispozitiv;
- V_{GES} - tensiunea de comandă maximă ce poate fi aplicată între poartă și emitor;
- $V_{CE sat}$ - tensiunea de saturație colector-emitor;
- $t_{d on}$ - timpul de întârziere la aprindere, reprezintă timpul dintre aplicarea impulsului de conducție pe poartă și creșterea curentului de colector la 10% din valoarea de regim;
- t_r - timpul de intrare în conducție, reprezintă timpul în care curentul de colector crește de la 10% la 90% din valoarea de regim staționar;
- $t_{d off}$ - timpul de întârziere la blocare, timpul dintre aplicarea impulsului de blocare pe poartă (-15 sau 0 V) și scăderea curentului la 90% din valoarea de regim staționar;
- t_f - timpul de blocare, reprezintă în care curentul de colector scade de la 90% la 10% din valoarea de regim staționar;
- E_{on} - energia necesară intrării în conducție a tranzistorului;
- E_{off} - energia necesară ieșirii din conducție a tranzistorului;
- $R_{th JC}$ - rezistența termică joncțiune - capsulă;
- $R_{th CR}$ - rezistența termică capsulă - radiator.

Nr. Crt.	Mărimea de catalog	Valoarea	Obs.
1	$V_{CES} [V]$		ex: $T_J = 25^\circ C$
2	$I_C [A]$		ex: $T_J = 150^\circ C$
3	$I_{CRM} [A]$		ex: $t_p = 1 \text{ ms}$ $T_{amb} = 80^\circ C$
4	P_T		ex: $T_J = 150^\circ C$
5	$V_{GES} [V]$		
6	$V_{CE \text{ sat}} [V]$		ex: $I_C = 800A$, $V_{GE} = 15V$, $T_J = 125^\circ C$
7	$t_{d \text{ on}} [\mu s]$		ex: $I_C = 800A$, $V_{CE} = 900V$, $V_{GE} = \pm 15V$, $T_J = 125^\circ C$
8	$t_r [\mu s]$		ex: $I_C = 800A$, $V_{CE} = 900V$, $V_{GE} = \pm 15V$, $T_J = 125^\circ C$
9	$t_{d \text{ off}} [\mu s]$		ex: $I_C = 800A$, $V_{CE} = 900V$, $V_{GE} = \pm 15V$, $T_J = 125^\circ C$
10	$t_f [\mu s]$		ex: $I_C = 800A$, $V_{CE} = 900V$, $V_{GE} = \pm 15V$, $T_J = 125^\circ C$
11	$E_{on} [mJ]$		ex: $I_C = 800A$, $V_{CE} = 900V$, $V_{GE} = \pm 15V$, $T_J = 125^\circ C$
12	$E_{off} [mJ]$		ex: $I_C = 800A$, $V_{CE} = 900V$, $V_{GE} = \pm 15V$, $T_J = 125^\circ C$
13	$R_{th \text{ JC}} \left[\frac{K}{W} \right]$		
14	$R_{th \text{ CR}} \left[\frac{K}{W} \right]$		

Tab 1 Parametrii principali ai tranzistorului ales

Pentru alegerea sau dimensionarea radiatorului de răcire pe care va fi montat tranzistorul, este necesar a fi realizată verificarea la încălzire a ansamblului tranzistor - radiator. În acest sens, pierderile totale pe dispozitivul semiconductor sunt calculate cu relația:

$$P_t = P_{on} + P_c + P_{off} \quad (1.15)$$

Unde:

- P_{on} - reprezintă pierderile la intrarea în conducție;
- P_c - pierderile în conducție;
- P_{off} - pierderile la blocare.

Pierderile totale vor fi calculate în funcție de energia totală:

$$E_t = E_{on} + E_c + E_{off} \quad (1.16)$$

Energia necesară intrării în conducție, E_{on} , este dată în foaia de catalog pentru un curent de test și o tensiune de test, astfel că este necesară o corectare a acestei valori pentru cazul particular în care tranzistorul va lucra, ținând cont de faptul că aceasta este direct proporțională atât cu curentul prin tranzistor cât și cu tensiunea aplicată între colector și emitor.

În același timp, timpul de amorsare t_r este direct proporțional cu curentul prin dispozitiv, dar invers proporțional cu tensiunea, astfel că valoarea de catalog, care, de asemenea este dată pentru anumite condiții de test, poate fi corectată cu relația:

$$\frac{t_r}{t_{r\text{cat}}} = \frac{I_C}{I_{C\text{test}}} \cdot \frac{U_{CE\text{test}}}{U_{CE}} \quad (1.17)$$

Unde:

- $t_{r\text{cat}}$ - reprezintă timpul de amorsare indicat în catalog;
- t_r - reprezintă timpul de amorsare în condițiile concrete de funcționare;
- U_{CE}, I_C - reprezintă tensiunea și curentul corespunzătoare stării de conducție, în condițiile concrete de funcționare;

- $U_{CE\ test}, I_{C\ test}$ - reprezintă tensiunea și curentul corespunzătoare stării de conducție, în condițiile de test din foaia de catalog.

Rezultă energia de amorsare corectată:

$$E_{on} = E_{on\ cat} \cdot \frac{t_r}{t_{r\ cat}} \cdot \frac{I_C}{I_{C\ test}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CE\ test}} \quad (1.18)$$

Se obține:

$$E_{on} = E_{on\ cat} \cdot \frac{I_C}{I_{C\ test}} \cdot \frac{U_{CE\ test}}{U_{CE}} \cdot \frac{I_C}{I_{C\ test}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CE\ test}} = E_{on\ cat} \cdot \left(\frac{I_C}{I_{C\ test}} \right)^2 \quad (1.19)$$

În mod similar, trebuie corectat timpul de dezamorsare, care însă, este direct proporțional atât cu curentul prin dispozitiv, cât și cu tensiunea pe acesta:

$$\frac{t_f}{t_{f\ cat}} = \frac{I_C}{I_{C\ test}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CE\ test}} \quad (1.20)$$

Energia de dezamorsare este la rândul său aproximativ proporțională cu curentul de conducție și cu tensiunea de polarizare în sens direct, astfel că valoarea din catalog se poate corecta cu relația:

$$E_{off} = E_{off\ cat} \cdot \frac{t_f}{t_{f\ cat}} \cdot \frac{I_C}{I_{C\ test}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CE\ test}} \quad (1.21)$$

Se obține:

$$\begin{aligned} E_{off} &= E_{off\ cat} \cdot \frac{I_C}{I_{C\ test}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CE\ test}} \cdot \frac{I_C}{I_{C\ test}} \cdot \frac{U_{CE}}{U_{CE\ test}} = \\ &= E_{on\ cat} \cdot \left(\frac{I_C}{I_{C\ test}} \right)^2 \cdot \left(\frac{U_{CE}}{U_{CE\ test}} \right)^2 \end{aligned} \quad (1.22)$$

Pierderile în conducție se calculează plecând de la relația:

$$P_C = \frac{1}{T} \int_{t_r}^{\frac{T}{2}-t_f} u_{CE\text{ sat}} \cdot i_C \cdot dt \quad (1.23)$$

Se obține:

$$P_C = \frac{1}{T} U_{CE\text{ sat}} \int_{t_r}^{\frac{T}{2}-t_f} i_C \cdot dt = U_{CE\text{ sat}} \cdot I_C \quad (1.24)$$

Unde, $I_C = T_{TAV\ N}$

Rezultând pierderile totale medii:

$$P_t = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} + P_C \quad (1.25)$$

Unde, f_{sw} reprezintă frecvența de comutație.

Pentru a menține temperatura joncțiunii la o valoare cel mult egală cu valoarea maxim admisibilă din foaia de catalog (în mod tipic, 150° C), rezistența termică a radiatorului de răcire trebuie să fie cel mult egală cu valoarea critică pentru care la pierderile în condițiile nominale ale sarcinii temperatura joncțiunii atinge chiar valoarea de 150° C. Pentru determinarea acestei valori, se pleacă de la schema termică ilustrată în Fig 1.1, unde:

- T_j - temperatura joncțiunii tranzistorului
- T_r - temperatura radiatorului;
- T_a - temperatura mediului ambiant (40° C);
- P_t - pierderile totale medii;
- $T_{th\ JC}$ - rezistența termică joncțiune – capsulă;
- $T_{th\ CR}$ - rezistența termică capsulă – radiator;
- $T_{th\ RA}$ - rezistența termică radiator – mediu ambiant.

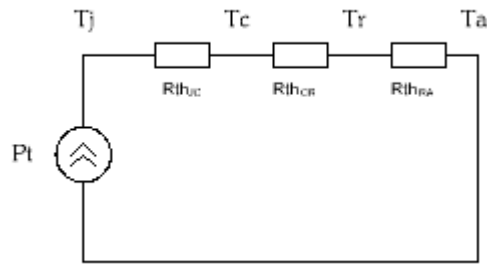


Fig 1.1 Schema termică a ansamblului
element semiconductor de putere – radiator de răcire

Analizând figura 1.1, se obține:

$$T_j = T_a + P_t \cdot (R_{thJC} + R_{thCR} + R_{thRA}), \quad (1.26)$$

rezultând expresia rezistenței termice radiator – ambiant necesare:

$$R_{thRA} = \frac{T_j - T_a - P_t \cdot (R_{thJC} + R_{thCR})}{P_t} \quad (1.27)$$

Din catalogul de radiatoare, se va alege un radiator care să aibă o rezistență termică cel mult egală cu valoarea obținută cu relația **Error! Reference source not found.** Cazul cel mai favorabil este cel al răcirii naturale, deși dimensiunile de gabarit ale radiatorului vor fi mai mari. Însă, și performanțele dinamice ale acestuia vor fi mai bune (impedanță termică mai mică, deci o capacitate mai bună de preluare a căldurii în cazul unei suprasarcini accidentale).

Radiatorul ales din catalog poate avea două variante: radiator cu o formă prestabilită, proiectat special pentru un anumit tip de capsulă a dispozitivului semiconductor (Fig 1.2), sau radiator extrudat, la care se alege profilul (Fig 1.3-a), iar în funcție de rezistența termică dorită, din catalog se va alege lungimea necesară a radiatorului (Fig 1.3-b), acesta fiind montat preferabil, în poziție verticală [12].

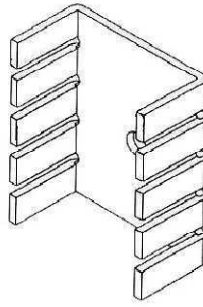
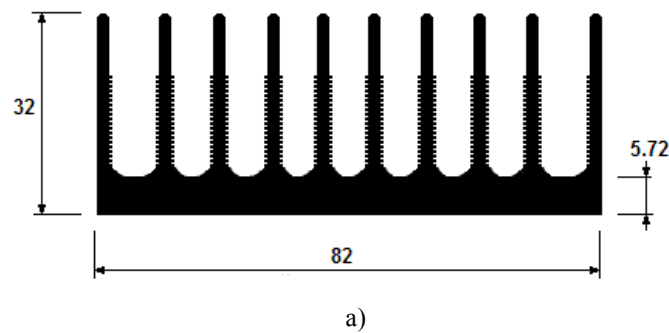
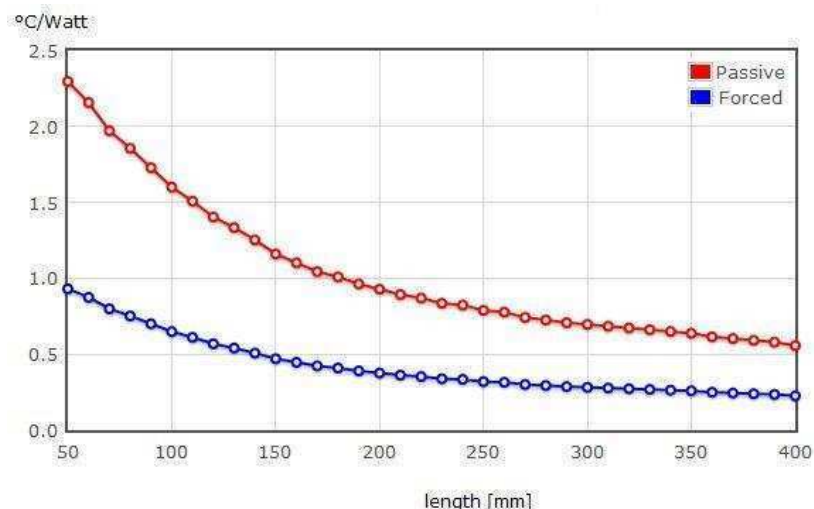


Fig 1.2 Radiator de răcire HS-002, pentru capsula TO220, produs de către Stonecold

Dacă prin tema de proiectare se impun restricții privind greutatea și gabaritul, atunci se impune răcirea forțată. În acest caz, tot din graficele din catalogul de radiatoare, pentru radiatorul ales, se caută o viteză de ventilație a aerului, pentru care rezistența termică a radiatorului scade la o valoare egală sau mai mică decât cea necesară.

De exemplu, în Fig 1.3-b, cu albastru este figurată dependența rezistenței termice de lungimea radiatorului, pentru o viteză de ventilație de 2 m/s, observându-se valoarea mult mai mică a rezistenței termice, mai ales pentru lungimi mici ale radiatorului.





b)

Fig 1.3 Radiator de răcire tip 152AB, produs de ABL:
a) Profilul radiatorului, b) dependența rezistenței termice a radiatorului de lungimea acestuia

În cazul în care alegerea radiatorului se face dintr-un catalog disponibil online [12], dimensionarea este nu numai „la îndemână”, dar poate fi chiar interactivă.

De exemplu, pentru radiatorul 152AB, pagina de internet a producătorului oferă calculul automat al rezistenței termice atât pentru răcirea naturală, cât și cea forțată, pentru o lungime specificată a radiatorului, respectiv, în cazul ventilației forțate, pentru o viteză specificată a aerului.

Interactive Performance Graph		
Enter new length [mm]	150	Default: 150
Enter new air flow [m/s]	2.00	Default: 2
Calculate		
Click to update the graph and the Thermal Performance Results above		

Thermal Performance Results	
Passive [°C/W]	1.160
Forced air flow [°C/W]	0.470

a) b)
Fig 1.4 Calculul interactiv al rezistenței termice prin intermediul unei pagini de internet, în funcție de lungimea aleasă a radiatorului și de viteza aerului:
a) introducerea datelor, b) valorile calculate automat

1.3. Alegerea și verificarea diodei de nul (pentru VTC)

Alegerea și verificarea diodei de nul, se face de asemenea, plecând de la verificarea relațiilor (1.13) și (1.14) impunând factorii de siguranță în curent și tensiune, după aceleași considerente:

$$k_{si} = 1 \dots 3$$

$$k_{su} = 1.5 \dots 2$$

Se obține:

$$I_{FAVN} \cdot k_{si} \leq I_{FAVcat} \quad (1.28)$$

$$U_b \cdot k_{su} \leq V_{RRM} \quad (1.29)$$

După alegerea unei diode ce verifică relațiile (1.28) și (1.29), parametrii principali ai acesteia se vor trece în Tab 2:

Nr. Crt.	Mărimea de catalog	Valoarea	Obs.
1	V_{RRM} [V]		
2	I_{FAV} [A]		ex: $T_j = 150^\circ \text{C}$
3	I_{FSM} [A]		ex: $t_p = 1 \text{ ms}$ $T_{amb} = 80^\circ \text{C}$
4	t_{rr} [ns]		$I_F = 1,0 \text{ A}$, $di/dt = -30 \text{ A}/\mu\text{s}$
5	V_{FM} [V]		$I_{FM} = 5 \text{ A}$
12	E_{rec} [mJ]		
13	$R_{th JC} \left[\frac{\text{K}}{\text{W}} \right]$		
14	$R_{th CR} \left[\frac{\text{K}}{\text{W}} \right]$		

Tab 2 Parametrii principali de catalog ai diodei de năl utilizate

Unde:

- V_{RRM} - tensiunea maximă ce poate solicita dioda la polarizare inversă în mod repetitiv;
- I_{FAV} - curentul mediu nominal prin diodă;
- I_{FSM} - curentul de șoc maxim ce poate solicita dioda în mod nerepetitiv;
- V_{FM} - căderea de tensiune maximă la bornele diodei în stare de conducție;
- t_{rr} - timpul de blocare;
- E_{rec} - energia la blocarea diodei.

Pentru dimensionarea radiatorului de răcire, ținând cont că pierderile în conducție sunt preponderente, acestea se vor calcula cu relația [1][11]:

$$P_D = V_{FM} \cdot (1 - \varepsilon_{min}) \cdot I_{dN} \quad (1.30)$$

Deoarece schema termică a ansamblului diodă – radiator este similară cu cea din Fig 1.1, valoarea necesară a rezistenței termice radiator – ambiant, se calculează tot cu relația (1.27).

Din catalogul de radiatoare se va alege și pentru diodă un radiator care să permită răcirea adecvată a acesteia, pe baza aceleiași metode utilizate și în cazul tranzistorului comutator.

1.4. Alegerea și verificarea diodei antiparalel (pentru inverter)

Alegerea și verificarea diodei ce se montează în antiparalel cu fiecare tranzistor din componența inverterului, se face și în acest caz, plecând de la verificarea relațiilor (1.13) și (1.14) impunând factorii de siguranță în curent și tensiune, după aceleași considerente:

$$\begin{aligned} k_{si} &= 1 \dots 3 \\ k_{su} &= 1.5 \dots 2 \end{aligned}$$

Se obține:

$$I_{FAVN} \cdot k_{si} \leq I_{FAVcat} \quad (1.31)$$

$$U_b \cdot k_{su} \leq V_{RRM} \quad (1.32)$$

După alegerea unei diode ce verifică relațiile (1.31) și (1.32), parametrii principali ai acesteia se vor trece în tabelul 3:

Nr. Crt.	Mărimea de catalog	Valoarea	Obs.
1	$V_{RRM} [V]$		
2	$I_{FAV} [A]$		ex: $T_J = 150^\circ C$
3	$I_{FSM} [A]$		ex: $t_p = 1 \text{ ms}$ $T_{amb} = 80^\circ C$
4	$t_{rr} [ns]$		$I_F = 1,0A$, $di/dt = -30A/\mu s$
5	$V_{FM} [V]$		$I_{FM} = 5A$
12	$E_{rec} [mJ]$		
13	$R_{th JC} \left[\frac{K}{W} \right]$		
14	$R_{th CR} \left[\frac{K}{W} \right]$		

Tab 3 Parametrii principali de catalog ai diodei de nul utilizate

Pentru dimensionarea radiatorului de răcire, plecând de la relația (1.8), pierderile corespunzătoare diodei se vor calcula cu relația [1]:

$$P_D = V_{FM} \cdot I_{FAVN} \quad (1.33)$$

Deoarece schema termică a ansamblului diodă – radiator este similară cu cea din Fig 1.1, valoarea necesară a rezistenței termice radiator – ambiant, se calculează tot cu relația (1.27).

Din catalogul de radiatoare se va alege și pentru diodă un radiator care să permită răcirea adecvată a acesteia, pe baza aceluiași metode utilizate și în cazul tranzistorului comutator.

1.5. Dimensionarea bobinei de filtraj (pentru VTC)

În dimensionarea bobinei de filtraj trebuie luată în calcul atât evitarea regimului de curent întrerupt, dată fiind sarcina cu care convertorul static va lucra, cât și reducerea pulsațiilor curentului de sarcină.

Pentru ca prima cerință să fie respectată, trebuie ca valoarea minimă a curentului de sarcină să fie cel puțin egală cu curentul critic maxim [1]:

$$I_{d \min} > I_{d \text{ cr max}} \quad (1.34)$$

Cât timp relația (1.34) este respectată, regimul de curent întrerupt nu va apare indiferent de regimul de funcționare al sarcinii (de exemplu, atunci când motorul de curent continuu alimentat din VTC funcționează în gol și absoarbe un curent mic).

Din relația de definiție a curentului critic, se extrage inductivitatea de filtraj, necesară evitării regimului de curent întrerupt [1]:

$$L_{f1} > \frac{U_0}{8 \cdot f_w \cdot I_{d \min}} - L_a \quad (1.35)$$

Unde L_a reprezintă inductivitatea sarcinii.

Pentru limitarea pulsațiilor curentului, la o valoare impusă, se va ține cont de faptul că la limita regimului de curent întrerupt pulsația curentului este egală cu valoarea maximă a acestuia, I_M [1]. Pentru situația cea mai defavorabilă (a factorului de comandă $\varepsilon = 0.5$), punând condiția ca pulsația curentului să fie mai mică decât cea impusă:

$$\Delta i_d < \Delta i_{d \text{ adm}} \quad (1.36)$$

Se obține [1]:

$$L_{f2} > \frac{U_0}{4 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{d \text{ adm}}} - L_a \quad (1.37)$$

Valoarea inductivității de filtraj ce respectă ambele cerințe va fi:

$$\max(L_{f1}, L_{f2}) \quad (1.38)$$

2. PROIECTAREA PĂRȚII DE COMANDĂ A CONVERTORULUI STATIC

2.1 Alegerea topologiei blocului de comandă

În funcție de convertorul static ales, și partea de comandă și protecție a acestuia va avea o structură tipică. Astfel, dacă convertorul static ce se proiectează este un variator de tensiune continuă, atunci partea de comandă va conține un generator de semnal dreptunghiular a cărui frecvență va fi stabilită prin tema de proiectare și factor de umplere variabil, ale cărui limite minimă și maximă sunt de asemenea, stabilite prin tema de proiectare.

Dacă se cere proiectarea unui invertor cu modulație PWM, considerând ca strategie de comandă modulația în frecvență, atunci studentului îi va reveni sarcina de a proiecta circuitul de comandă ce primește la intrare tensiunea de prescriere ce impune frecvența tensiunii generate și va da la ieșire impulsurile de comandă pentru tranzistoarele din partea de forță.

2.2 Proiectarea circuitului de comandă al VTC

Considerând schema tipică a unui VTC coborât de tensiune (ilustrată în Fig. 2.1), circuitul de comandă al acestuia conține în esență un multivibrator acordat pe frecvența de comutație, cu posibilitatea de a regla factorul de umplere (de semnal). În mod normal, frecvența de comutație este constantă și aleasă în funcție de caracteristicile sarcinii și ale elementului comutator utilizat.

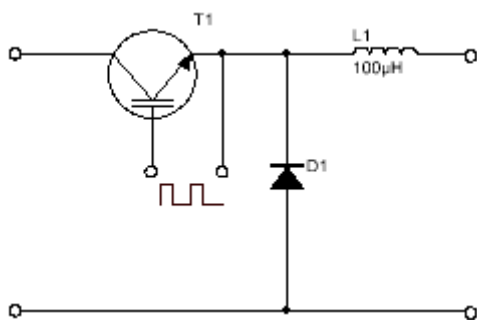


Fig. 2.1 Schema de principiu a VTC coborât de tensiune

În această etapă, trebuie aleasă varianta ce va fi utilizată pentru multivibrator, existând mai multe opțiuni:

- Circuitul integrat specializat, generator de semnal dreptunghiular NE555;
- Circuit basculant astabil construit cu porți logice;
- Circuit basculant astabil construit cu tranzistoare discrete, etc.

Cum circuitele basculante astabile în sine (respectiv, monostabile, după cum va rezulta în cele ce urmează) nu fac obiectul acestui studiu și cum proiectarea și utilizarea acestora este lesne de găsit în literatura de specialitate, în continuare va fi exemplificată utilizarea circuitului integrat specializat NE555 pentru aplicația dată [6].

Deoarece un simplu multivibrator (indiferent de topologia acestuia) generează un tren de impulsuri dreptunghiulare de frecvență stabilită dar factor de umplere 50%, pentru a obține un factor de umplere reglabil, la ieșirea circuitului basculant bistabil se va utiliza un circuit basculant monostabil, care va stabili durata impulsului (timpul de conducție al contactorului static), în funcție de tensiunea de comandă, u_c , primită la intrare.

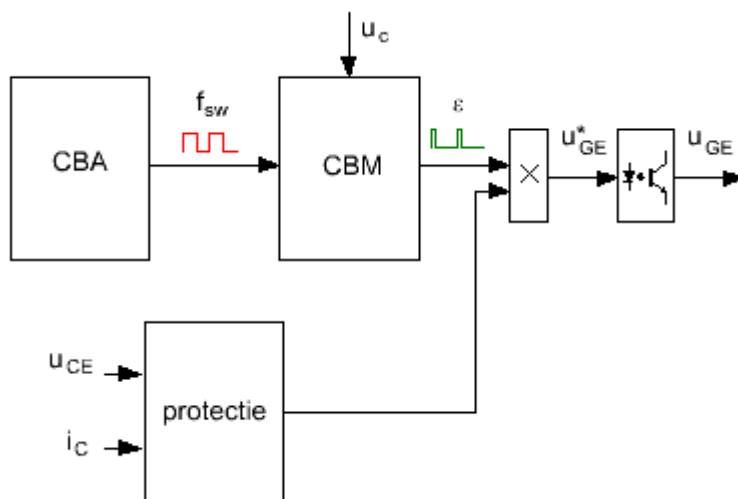


Fig. 2.2 Schema bloc a părții de comandă a VTC

Se obține schema bloc din Fig. 2.2, în care pe lângă cele două circuite basculante se observă alte trei blocuri funcționale, ce vor fi tratate ulterior:

- Blocul *protecție* care are rolul de a monitoriza tensiunea ce polarizează în sens direct tranzistorul în stare blocată, respectiv, curentul de colector și de a genera foarte rapid un semnal de avarie în cazul în care cel puțin una dintre cele două depășește o valoare de prag, periculoasă pentru tranzistor;
- Blocul de validare, $\times$, ce are rolul de a opri aplicarea impulsului de comandă pe poarta tranzistorului comutator, în cazul în care blocul de protecție sesizează o stare de avarie;
- Blocul de separare galvanică, necesar protecției părții de comandă de o avarie apărută în partea de forță.

Deoarece blocurile CBA și CBM vor fi realizate cu circuitul intergat NE555, este utilă o mică descriere a acestuia.

Circuitul NE555 este un temporizator de precizie ale cărei aplicații principale sunt de circuit basculant astabil, respectiv, monostabil, dar și altele, cum ar fi: modulator în durată a impulsurilor, generator de tensiune liniar variabilă, etc [6][13].

Capsula acestui circuit este DIP8, adică capsulă cu două rânduri a câte patru terminale, având dimensiunile de gabarit (necesare proiectării cablajului imprimat) prezentate în Fig. 2.3 [6].

Avantajul principal al acestui circuit integrat constă în simplitatea circuitului periferic asociat acestuia, pentru realizarea aplicației, de exemplu, pentru circuitul astabil fiind necesar un număr de două rezistoare și două condensatoare.

Numerotarea terminalelor se face în sens invers trigonometric, unde pinul 1 este pinul localizat în stânga cheii capsulei (Fig. 2.3). Conexiunile interne ale circuitului cu terminalele capsulei sunt:

- 1 – masă (GND);
- 2 – intrare de comandă;
- 3 – ieșire;
- 4 – reset;
- 5 – intrare suplimentară de control;
- 6 – intrare de măsură a tensiunii pe condensatorul de temporizare;

- 7 – intrare de descărcare a condensatorului de temporizare;
- 8 – alimentare (Vcc).

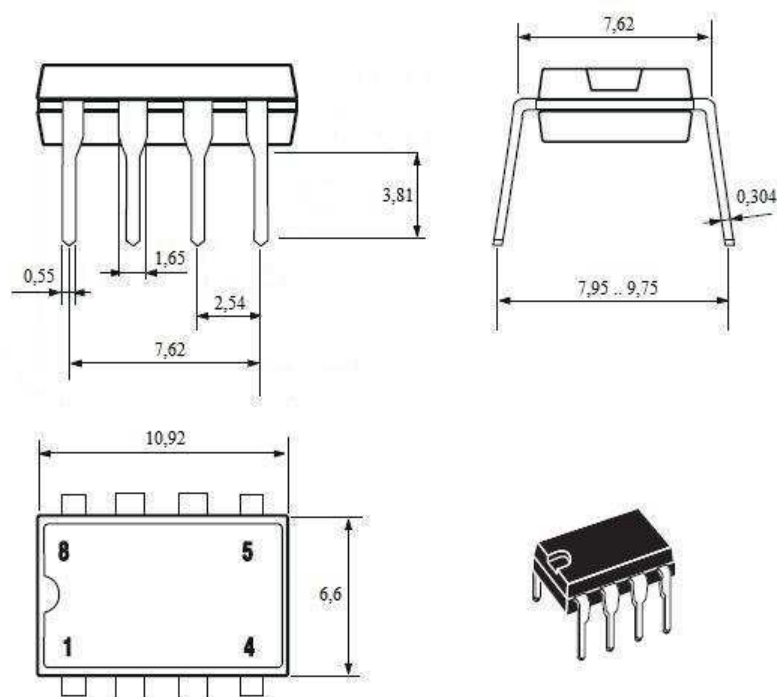


Fig. 2.3 Principalele dimensiuni de gabarit ale capsulei DIP8

Principiul de funcționare al acestui circuit integrat se bazează pe compararea tensiunii primite la pinul 6 cu cele două tensiuni de prag stabilite cu cele trei rezistoare R , de $5k\Omega$ (Fig. 2.4). Deoarece cele trei rezistoare au aceeași valoare, rezultă că cele două praguri vor fi stabilite la o treime respectiv, la două treimi din valoarea tensiunii de alimentare.

Astfel, condensatorul C_1 se încarcă din sursa de alimentare prin rezistoarele R_1 și R_2 până când tensiunea la bornele sale atinge $2/3$ din valoarea tensiunii de alimentare, moment în care ieșirea comparatorului de tensiune, CT_1 , își schimbă starea aplicând impuls de comandă pe intrarea R a bistabilului RS . Acest lucru determină modificarea stării logice de la ieșirea $/Q$ a bistabilului din 0 în 1, adică pe de o parte, ieșirea timer-ului

trece din 1 logic în 0 logic, iar pe de altă parte, determină intrarea în conducție a tranzistorului T_1 .

Acesta va determina la rândul său descărcarea condensatorului C_1 prin rezistența R_2 , până în momentul în care valoarea tensiunii la bornele acestuia atinge $1/3$ din valoarea tensiunii de alimentare. În acest moment, CT_2 își schimbă starea, dar numai dacă pinul 2 este legat la pinul 6; dacă nu, C_1 se descarcă complet, și CT_2 își va schimba starea doar când tensiunea primită la pinul 2 va fi mai mică de o treime din tensiunea sursei, de exemplu, atunci când la pinul 2 se aplică 0 logic. Indiferent pe ce cale tensiunea primită la pinul 2 devine mai mică de $1/3$ din tensiunea de alimentare, în momentul în care CT_2 își schimbă starea bistabilul RS primește impuls 1 pe intrarea S, astfel că, ieșirea /Q va trece din 1 logic în 0 logic determinând pe de o parte tranziția stării ieșirii timer-ului (pinul 3) din 0 logic în 1 logic și pe de altă parte blocarea tranzistorului T_1 . Odată tranzistorul T_1 blocat, condensatorul C_1 se încarcă iarăși prin R_1 și R_2 și ciclul se reia.

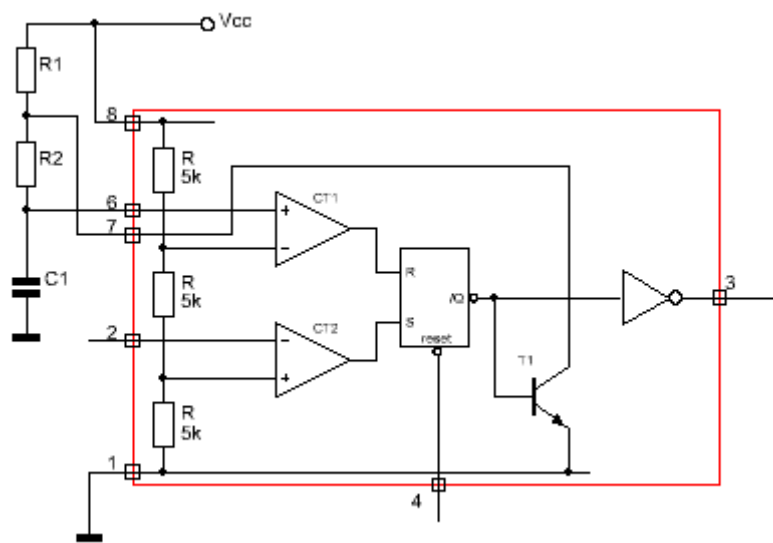


Fig. 2.4 Schema funcțională a timer-ului NE555

Pentru o mai bună înțelegere a acestui principiu, în Fig. 2.5 este ilustrată evoluția stării ieșirii timer-ului (pinul 3) în funcție de evoluția tensiunii pe condensatorul C_1 (pinul 6).

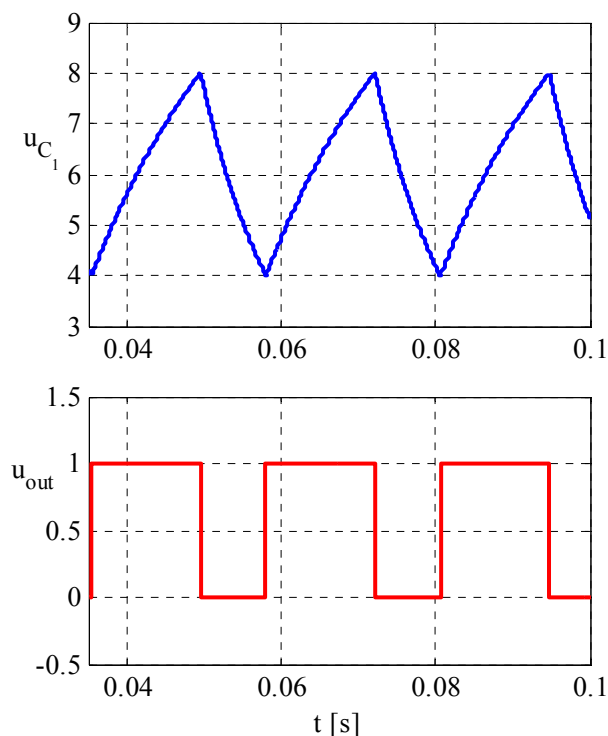


Fig. 2.5 Explicativă la dependența semnalului de ieșire în funcție de evoluția tensiunii pe condensatorul C_1

Pentru a putea stabili durata de încărcare a condensatorului, respectiv, durata de descărcare a acestuia, altfel spus, frecvența tensiunii dreptunghiulare de ieșire și factorul de umplere al acesteia, este necesară dimensionarea rezistoarelor R_1 și R_2 și a condensatorului C_1 .

Acestea se vor dimensiona pe baza următoarelor relații, ce stabilesc durata de timp în care tensiunea de ieșire are nivel logic 1, respectiv, nivel logic 0, pe durata unei perioade [13]:

$$t_1 = 0,693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1 \Big|_{V=1} \quad (2.1)$$

$$t_2 = 0,693 \cdot R_2 \cdot C_1 \Big|_{V=0} \quad (2.2)$$

Rezultă frecvența de comutație a VTC-ului:

$$f_{sw} = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

$$f_{sw} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2) \cdot C_1} \quad (2.3)$$

Dar și factorul de umplere al acestuia:

$$\varepsilon = \frac{t_1}{T} = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (2.4)$$

În cazul în care este necesară o validare a funcționării circuitului, la pinul 4 al circuitului integrat (Fig. 2.4) este aplicat semnalul de inhibare (reset) în logică negată, adică, atât timp cât pinul patru este la potențial HIGH față de masă (de exemplu este ridicat la potențialul + al sursei de alimentare printr-un rezistor) circuitul este funcțional; dacă, însă, potențialul acestui pin este adus la 0 V, funcționarea bistabilului, deci a timer-ului, este inhibată.

Rezultă de aici posibilitatea acestui circuit integrat de a funcționa în cele două moduri specifice acestuia (care ne interesează) și anume de circuit basculant astabil și monostabil:

a) Circuit basculant astabil

Pentru a funcționa în acest regim, este suficient ca în schema din Fig. 2.4 pinul 2 să fie legat la pinul 6, astfel că în momentul descărcării condensatorului la 2/3 din tensiunea de alimentare, comparatorul CT₂ va bascula determinând începerea unei noi perioade a tensiunii de ieșire (disponibile la pinul 3). Se obține schema de principiu din Fig. 2.6.

În această etapă, interesează doar frecvența semnalului de ieșire din acest etaj, nu și factorul de umplere al acestuia, deoarece etajul următor comandat de acesta va fi un monostabil prin care se va stabili și factorul de

umplere (ϵ). Acest lucru este avantajos deoarece condensatorul C_1 se încarcă prin R_1 și R_2 și se descarcă doar prin R_2 , adică factorul de umplere nu va putea fi 50%, durata cât semnalul de ieșire este 1 logic fiind cu atât mai mare decât durata de 0 logic, cu cât rezistența R_1 este mai mare decât zero.

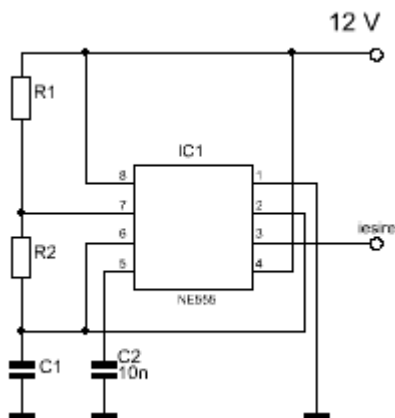


Fig. 2.6 Schema de principiu a circuitului basculant astabil bazat pe NE555

Pentru finalizarea primului etaj al schemei de comandă se calculează valorile necesare pentru R_1 , R_2 , și C_1 , pe baza relațiilor (2.1), (2.2), (2.3) și (2.4).

Pentru simplificarea calculelor este util de știut că în mod uzual R_1 are valoarea de 1 k Ω . Această valoare nu numai că elimină o variabilă din calcule, dar permite obținerea unei valori considerabil mai mari pentru R_2 , ceea ce conduce la un factor de umplere apropiat de 50%

b) Circuit basculant monostabil

Pentru a utiliza timer-ul 555 în configurație de circuit basculant monostabil, în schema din Fig. 2.4, pinul 2 al circuitului integrat va constitui intrarea de declanșare a temporizării.

Astfel, la fiecare impuls logic 0 primit la intrarea circuitului și aplicat la pinul 2 al timer-ului, bistabilul va primi comandă pe intrarea S, ieșirea

acestui va trece din 1 logic în 0 logic, tranzistorul intern T_1 se va bloca permițând încărcarea condensatorului C_1 prin R_1 și R_2 . În același timp, ieșirea timer-ului va trece din 0 logic în 1 logic, păstrând această stare până când tensiunea pe condensator atinge $2/3$ din tensiunea de alimentare, moment în care așa cum a fost descris, bistabilul primește comandă la intrarea R, ieșirea timer-ului trece în zero logic, și condensatorul C_1 se va descărca prin R_2 și T_1 până la epuizarea energiei stocate în acesta.

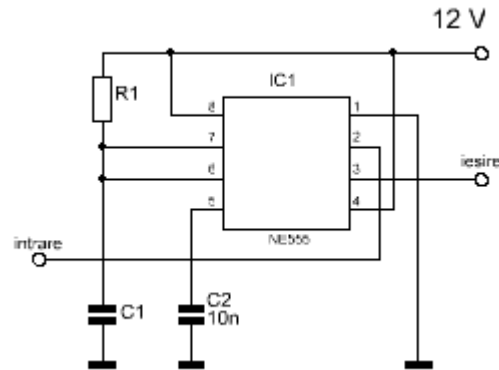


Fig. 2.7 Schema de principiu a circuitului basculant monostabil

Ieșirea timer-ului va rămâne zero și C_1 va rămâne descărcat până la următorul impuls primit la pinul 2, moment în care ciclul se reia.

Durata de timp cât ieșirea timer-ului are starea 1 logic (durata stării stabile a monostabilului) este stabilită cu relația (2.1). De data aceasta ne interesează ca timpul de descărcare al condensatorului de la $2/3$ din tensiunea sursei la $1/3$ din aceasta să fie cât mai scurt, deoarece cu cât acest timp este mai scurt cu atât factorul de umplere al semnalului de comandă obținut este mai mare. Se poate chiar elimina rezistența R_2 (Fig. 2.7), timpul de descărcare fiind determinat doar de rezistența de pierderi a tranzistorului T_1 , caz în care durata stării stabile este:

$$t_1 = 1,1 \cdot R_1 \cdot C_1 \quad (2.5)$$

În concluzie, în tema de proiectare este specificat factorul de umplere (ϵ) minim al VTC, respectiv, factorul de umplere maxim. În proiectarea circuitului de comandă trebuie ținut cont de faptul că durata

stării 0 logic a semnalului de la ieșirea astabilului trebuie să fie cel mult egală cu durata minimă a stării stabile a monostabilului.

Se pot alege în consecință două variante:

- Varianta simplă în care cele două etaje se cuplează direct (Fig. 2.8), dar în acest caz durata stării 0 logic a semnalului generat de astabil trebuie să fie cel mult egală cu durata minimă de conducție a contactorului static al VTC (pentru factorul de umplere, ε , minim)

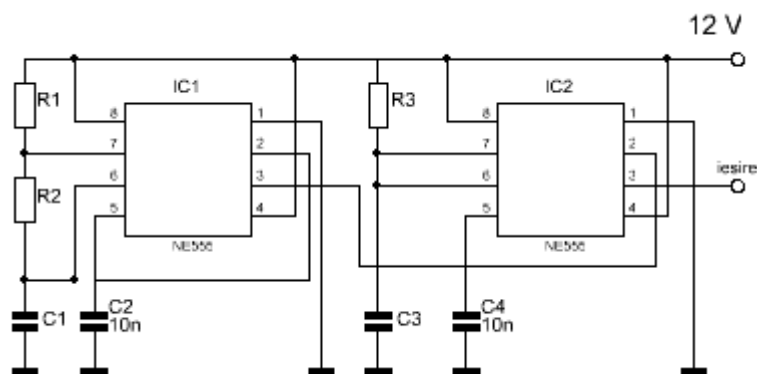


Fig. 2.8 Schema de obținere a impulsului de comandă prin cuplare directă a etajelor

- Varianta în care cele două etaje se cuplează printr-un condensator de trecere (), caz în care durata stării 0 a astabilului nu mai contează, dar trebuie utilizate rezistoarele de polarizare R_4 și R_5 , numite și rezistoare „pull-up” (pentru ridicarea la potențialul sursei de alimentare).

Dioda D_1 este necesară eliminării impulsului pozitiv de scurtă durată care apare după condensatorul de cuplaj pe frontul crescător al impulsului de la ieșirea astabilului, la intrarea monostabilului aplicându-se doar impulsul de scurtă durată ce pune pinul 2 al acestuia la masă, declanșând o nouă perioadă a semnalului de comandă a comutatorului static. În Fig. 2.10 se observă că pentru un semnal dreptunghiular cu frecvența de 4,5

kHz și factor de umplere cca 50% disponibil la ieșirea primului etaj, la intrarea celui de-al doilea se aplică doar un impuls de scurtă durată pentru triggerarea monostabilului, indiferent cât este durata temporizării monostabilului. Se observă, de asemenea, eliminarea de către diodă a impulsului pozitiv de cca 24V ce ar fi apărut pe frontul crescător al semnalului de tact, în semnalul de atac al monostabilului rămânând doar cca 0.6 V peste potențialul pozitiv al sursei de alimentare.

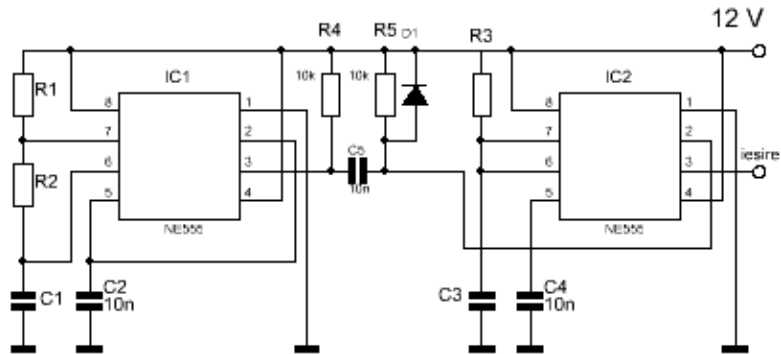


Fig. 2.9 Schema de obținere a impulsului de comandă prin cuplarea capacitivă a etajelor

În continuare, pentru limitele impuse de reglaj ale factorului de semnal, ϵ , se calculează valoarea minimă, respectiv, maximă a rezistenței R_3 din Fig. 2.8 sau Fig. 2.9, alegându-se un potențiometrul adecvat și eventual, rezistoarele de încadrare în plajă, montate în serie cu potențiometrul. De exemplu, pentru semnalele din Fig. 2.10:

- $f_{sw} = 4500 \text{ Hz}$
- $C_1 = 10 \text{ nF}$
- $C_5 = 470 \text{ pF}$
- $R_{3 \min} = 4500 \Omega$

durata semnalului de comandă obținut este de 48,3 μs , ceea ce corespunde unui factor de semnal minim de 21,87%.

Dacă am dori un factor de semnal maxim de 75%, pentru exemplul prezentat $R_{3\max}$ ar avea valoarea de 15,082 k Ω .

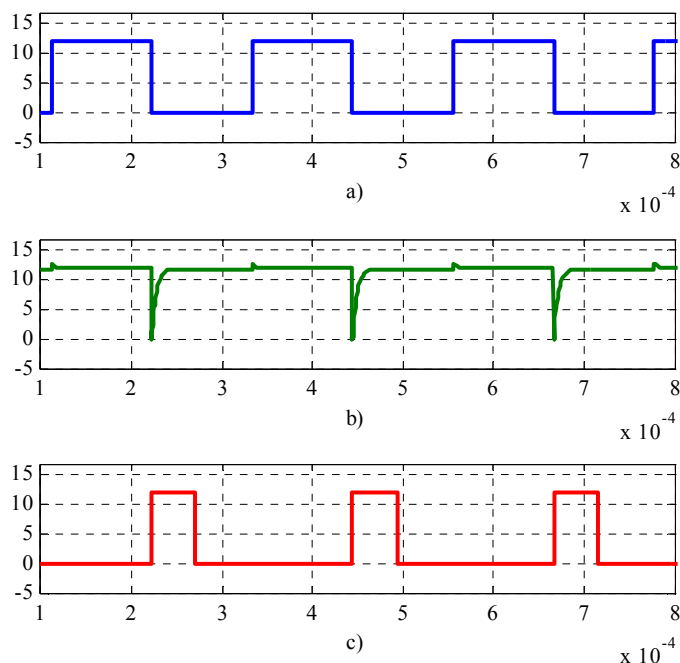


Fig. 2.10 Comanda monostabilului prin condensatorul de cuplare cu astabilul: a) semnalul generat de circuitul astabil, b) semnalul aplicat la intrarea monostabilului, c) semnalul de la ieșirea monostabilului

Este necesară astfel, alegerea unui potențiometru de 10 k Ω și montarea în serie cu acesta a unui rezistor de 4,7 k Ω .

2.3 Protecția la scurtcircuit și suprasarcină

Deoarece în cazul tranzistoarelor nu se pot utiliza siguranțe fuzibile pentru protecția la suprasarcină sau scurtcircuit, pentru acest deziderat este necesară monitorizarea curentului de colector al tranzistorului. Pentru

aceasta în circuitul de forță trebuie montat un traductor de curent adaptat aplicației. Acesta trebuie să respecte unele condiții:

- să poată măsura curent continuu (chiar dacă lucrează în comutație, pot exista intervale de timp în care curentul prin tranzistor are valoare constantă);
- să poată să lucreze cu o precizie suficientă la frecvența de lucru a convertorului static;
- valorile nominale să corespundă aplicației (curent nominal, curent maxim, tensiune de lucru, etc);
- semnalul de ieșire să fie ușor de prelucrat.

Pentru a satisface aceste condiții, trebuie ales un traductor de curent adecvat, preferabil cu ieșire în tensiune, pentru o prelucrare ușoară a semnalului de ieșire. Dacă se alege un traductor cu ieșire în curent se va impune utilizarea unui convertor curent / tensiune. Acest din urmă caz se recomandă atunci când circuitul de protecție este situat la o distanță mare de traductor, caz în care transmisia semnalului în curent este mai puțin sensibilă la perturbații.

În momentul în care este sesizată o depășire a curentului maxim admis prin dispozitiv, circuitul de protecție trebuie să anuleze aplicarea semnalului de comandă pe poarta tranzistorului. În acest scop, se poate utiliza un comparator de tensiune (CT) urmat de o poartă logică ȘI (Fig. 2.11).

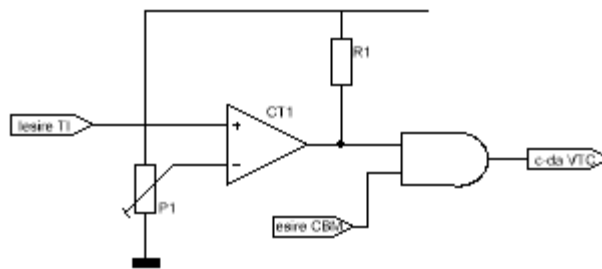


Fig. 2.11 Schema de principiu a protecției la suprasarcină și scurtcircuit

Tensiunea de la ieșirea traductorului de curent (proporțională cu curentul instantaneu prin tranzistor) este comparată cu o tensiune fixă stabilită la o valoare proporțională cu curentul limită admis prin dispozitiv cu ajutorul potențiometrului P_1 . Cât timp tensiunea primită de la traductor este mai mică de cât tensiunea limită, ieșirea comparatorului este 0, însă, datorită ieșirii open-collector a comparatorului și utilizării rezistorului „pull-up” R_1 (Fig. 2.11) tensiunea de ieșire a acestuia va fi egală cu tensiunea de alimentare (+5V) ce constituie semnal logic 1 pentru poarta ȘI, care va permite trecerea semnalelor de comandă primite de la circuitul basculant monostabil.

Pragul de declanșare a protecției la supracurent se reglează din potențiometrul semireglabil P_1 (Fig. 2.11), pentru un nivel raportat al curentului monitorizat (de exemplu, dacă traductorul de curent are curentul nominal de 100 A, va da la ieșire o tensiune ce variază între 0 și 10 V, pentru un curent măsurat la intrare între 0 și 100 A. Asta înseamnă că pentru un curent maxim de vârf, I_{CM} , de 60 A, tensiunea la intrarea inversoare a

comparatorului se va regla din P_1 la valoarea de $\frac{60 \cdot 10}{100} = 6 \text{ V}$. După

alegerea potențiometrului, se va calcula teoretic raportul de divizare al potențiometrului P_1 (implicit și valorile pe care va trebui să le aibă rezistențele celor două secțiuni ale potențiometrului) pentru a se regla tensiunea pe cursorul acestuia la valoarea calculată anterior, adică a se regla pragul de declanșare al circuitului de protecție la valoarea limită a curentului impusă prin tema de proiectare.

Circuitul de comandă trebuie completat cu un etaj care să detecteze starea de avarie și să împiedice reaplicarea impulsurilor de comandă până la identificarea sursei scurtcircuitului. În caz contrar, funcționarea convertorului static va fi inhibată doar pentru o scurtă perioadă de timp, după momentul detecției depășirii de curent, ulterior curentul scăzând puțin sub valoarea de prag, impulsurile de comandă vor fi iarăși aplicate, curentul va crește până la valoarea de prag declanșând inhibarea funcționării, ș.a.m.d.

Un astfel de circuit poate fi un circuit basculant bistabil ce primește semnal de comandă pe intrarea /SET de la ieșirea comparatorului din Fig. 2.11. Repornirea părții de comandă se face prin aplicarea unui impuls pe intrarea RESET, după ce scurtcircuitul a fost remediat.

O altă modalitate prin care se evită funcționarea convertorului static în regim de avarie (scurtcircuit) în care comanda este aplicată și anulată

periodic constă în utilizarea unei temporizări, ce împiedică pentru un interval de timp stabilit, aplicarea impulsurilor de comandă pe poarta comutatorului static, după detectarea unei suprasarcini.

2.4 Protecția la supratensiuni de comutație

Pentru protecția la supratensiuni de comutație este de asemenea necesară utilizarea unui traductor specializat de tensiune, pentru a asigura separarea galvanică și adaptarea semnalului obținut la parametrii necesari utilizării acestuia. Și traductorul de tensiune trebuie să respecte unele condiții, pentru a fi utilizat în condiții optime:

- să poată să lucreze cu o precizie suficientă în intervalul de frecvență cuprins între 0 și frecvența de lucru a convertorului static;
- valorile nominale să corespundă aplicației (tensiune nominală, tensiune maximă, etc);
- semnalul de ieșire să fie ușor de prelucrat.

Se va alege din cataloage un transductor care să satisfacă cerințele impuse prin tema de proiectare. Semnalul disponibil la ieșirea traductorului va fi aplicat la intrarea unui comparator de tensiune care va detecta depășirea valorii limită impuse (schema este similară celei din Fig. 2.11), semnalul de la ieșirea comparatorului fiind mai departe aplicat porții logice de inhibare a semnalelor de comandă pe poartă a tranzistorului comutator.

Pentru inhibarea semnalelor de comandă pe poartă de către oricare dintre cele două blocuri de protecție (la supracurent și supratensiune) schema din Fig. 2.11 se completează cu o poartă ȘI cu trei intrări (Fig. 2.12) sau cu încă o poartă ȘI cu două intrări.

Pragul de declanșare a protecției la supratensiune se reglează din potențiometrul semireglabil P2, pentru un nivel raportat al tensiunii de intrare (de exemplu, dacă traductorul de tensiune are tensiunea nominală de 800 V, va da la ieșire o tensiune ce variază între 0 și 10 V, pentru o tensiune măsurată la intrare între 0 și 800 V. Asta înseamnă că pentru o tensiune limită de 720 V, tensiunea la intrarea inversoare a comparatorului se va regla din P2 la valoarea de $\frac{720 \cdot 10}{800} = 9$ V. După alegerea potențiometrului, se va calcula teoretic factorul de divizare al acestuia (și implicit valorile

rezultate ale celor două secțiuni ale potențiometrului) pentru a aplica la intrarea inversoare a comparatorului tensiunea de prag calculată anterior.

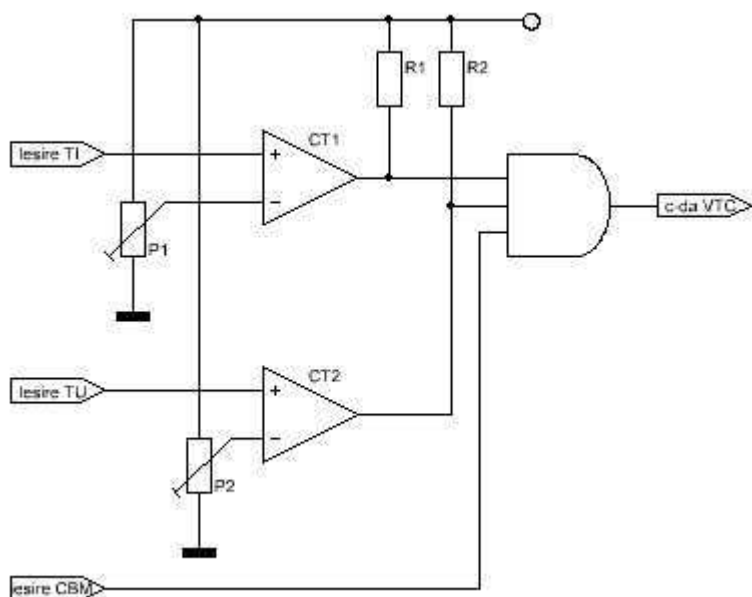


Fig. 2.12 Schema de principiu a protecției la suprasarcină și supratensiuni

Similar protecției la supracurent, blocul de protecție la supratensiune trebuie completat cu un circuit care să inhibe pentru o perioadă de timp aplicarea impulsurilor de comandă pe poarta comutatorului static, sau care să permită ieșirea din starea de avarie printr-o acțiune din partea operatorului (Fig. 2.13).

În acest sens, ieșirea comparatorului de tensiune CT2 va ataca intrarea /SET a unui circuit basculant bistabil care va memora starea de avarie până la intervenția operatorului. Semnalul de anulare a avariei se aplică pe intrarea RESET. Se observă faptul că semnalul de validare aplicat porții logice ȘI se culege de pe ieșirea negată a circuitului basculant bistabil.

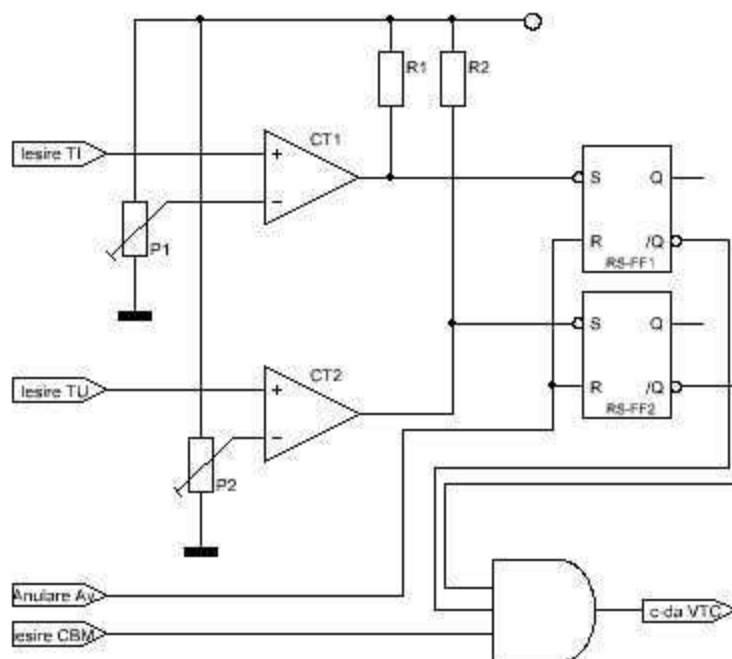


Fig. 2.13 Schema de principiu a protecției la suprasarcină și supratensiuni cu memorarea stării de avarie

Aceasta deoarece, bistabilul este în starea 1 atunci când se detectează o avarie (primește semnal logic 0 la intrarea /SET) și aplică semnal logic 0 la intrarea corespunzătoare porții ȘI de validare; după anularea avariei, ieșirea bistabilului trece în starea 0, iar ieșirea negată în starea 1 ce permite validarea aplicării impulsului de comandă pe poarta constactorului static (Fig. 2.13).

2.5 Amplificatorul de impuls și separare galvanică

Semnalul de comandă disponibil la ieșirea blocului de comandă (ce conține generatorul semnalelor de comandă și circuitul de protecție) nu se

poate aplica direct pe poarta tranzistorului. Înainte de aceasta, este necesară amplificarea impulsurilor de comandă la nivelul energetic necesar tranzistorului utilizat. De asemenea, amplificatorul de impuls mai are și rol de adaptor de impedanță – tranzistoarele de putere pot avea impedanță scăzută de intrare, caz în care este necesară interpunerea între blocul de comandă și tranzistor a unui etaj care să aibă impedanță mare de intrare (mult mai mare decât impedanța de ieșire a blocului de comandă) și impedanță mică de ieșire (mult mai mică decât impedanța de intrare a tranzistorului comutator). Dacă aceste condiții nu se respectă, apar pierderi mari la transferul energetic între comandă și forță, putându-se ajunge în cazuri extreme, la diminuarea semnificativă a impulsurilor de comandă.

Un alt rol ce se poate atribui direct amplificatorului de impuls, este cel de separare galvanică între partea de forță și partea de comandă. Această separare este foarte importantă pentru a se evita propagarea perturbațiilor electromagnetice din partea de forță în partea de comandă, dar mai ales, de a se evita propagarea unei avarii din partea de forță în cea de comandă, propagare ce ar putea avea efecte dezastruoase în circuitele de comandă.

De exemplu, fie un invertor de tensiune echipat cu tranzistoare bipolare de putere de tip BU608 a căror parametrii principali sunt:

- $V_{CE0} = 700 \text{ V}$
- $I_C = 5 \text{ A}$

Considerând că acest invertor primește din circuitul intermediar de cc o tensiune de 560 V, dacă datorită unei supratensiuni are loc străpungerea joncțiunii colector-bază a unuia dintre tranzistoare, între baza și emitorul acestuia (adică la ieșirea circuitului de comandă) se aplică o tensiune de cca 500 V care va distruge întreg circuitul de comandă.

Un alt aspect ce trebuie luat în considerare este tipul tranzistoarelor de putere ce urmează a fi utilizate. Astfel, dacă se vor utiliza tranzistoare bipolare de putere, trebuie ținut cont de faptul că acestea sunt cu comandă în curent, deci impulsul de comandă trebuie amplificat corespunzător în putere, spre diferență de tranzistoarele cu comandă în tensiune (MOSFET și IGBT) care nu absorb decât un curent redus prin terminalul de comandă și doar pe durata comutației.

De asemenea, comanda blocării tranzistorului poate fi realizată în două moduri:

- Anularea impulsului de comandă (curent sau tensiune), caz în care baza (poarta) tranzistorului rămâne „în aer” și tensiunea ce tranzistorul o poate suporta în stare de blocare între colector și emitor este V_{CE0} (parametru de catalog);
- Scurtcircuitarea circuitului bază (poartă) – emitor pe durata blocării, caz în care tensiunea ce tranzistorul o poate suporta în stare de blocare între colector și emitor este V_{CES} , ce are o valoare mai mare decât V_{CE0} ; de exemplu, pentru BU608, $V_{CE0} = 700\text{ V}$, în timp ce $V_{CES} = 1500\text{ V}$;
- Polarizarea în sens invers a circuitului bază (poartă) – emitor pe durata blocării, caz în care tensiunea ce tranzistorul o poate suporta în stare de blocare între colector și emitor este V_{CEX} , evident, mai mare decât V_{CE0} și V_{CES} .

Rezultă astfel, posibilitatea de a utiliza tranzistorul la o tensiune inversă mai mare decât cea pe care o suportă în mod normal, prin simpla anulare a impulsului de comandă. Rezultă în același timp și creșterea complexității amplificatorului de impuls.

Schema bloc a amplificatorului de impuls va fi în consecință cea din Fig. 2.14. Pentru obținerea schemei de principiu a acestui etaj, din cataloage se va alege un circuit pentru separare galvanică, în general, un optocuplor și din foaia de catalog a acestuia se va completa și dimensiona circuitul periferic circuitului integrat (rezistențe de polarizare a LED-ului emițător, a tranzistorului receptor, condensatoare de decuplare a alimentării, etc).

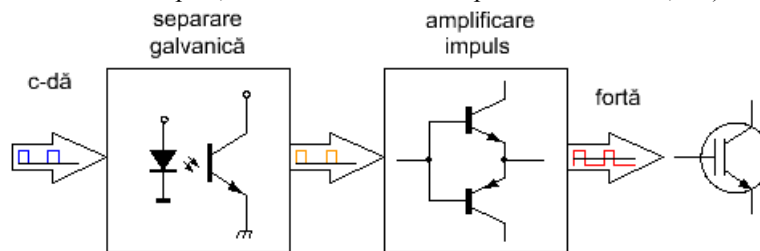


Fig. 2.14 Schema bloc a amplificatorului de impuls și separare galvanică

Pentru partea de amplificare a impulsurilor de comandă există două posibilități:

- Se va utiliza un circuit driver specializat pentru tranzistorul comutator ales, variantă recomandată, deoarece driverul este produs tot de către producătorul tranzistorului de putere și ansamblul driver – tranzistor va lucra cel mai bine
- Se va construi și dimensiona o schemă proprie de amplificare.

Pentru primul caz, studentul va căuta și foaia de catalog a driverului destinat tranzistorului ales, de exemplu, pe site-ul producătorului și va descrie în detaliu funcționarea driverului, precum și rolul componentelor periferice circuitului.

Pentru cel de-al doilea caz, studentul va construi schema de amplificare cu tranzistoare sau circuite integrate specializate (de exemplu EXB840), adaptată cazului concret în care această schemă va fi utilizată.

De exemplu, dacă tranzistorul comutator este un IGBT (SKM500GA123D) având parametrii principali:

$$V_{CES} = 1200 \text{ V}$$

$$I_C = 500 \text{ A}$$

comanda acestuia se poate face prin aplicarea unui impuls de 15V între poartă și emitor pe durata de conducție, iar pe durata de blocare, poarta poate fi scurtcircuitată față de emitor, sau se poate aplica un impuls negativ între poartă și emitor.

În literatura de specialitate se recomandă cea-a de-a doua variantă, deoarece odată cu creșterea temperaturii tranzistorului scade tensiunea de amorsare U_{GE} , chiar până la valori de 1,4 V. Chiar mai mult decât atât, datorită capacității parazite dintre colector și poartă, se formează un divizor capacitiv, așa cum se poate observa în Fig. 2.15 [4][14][15]:

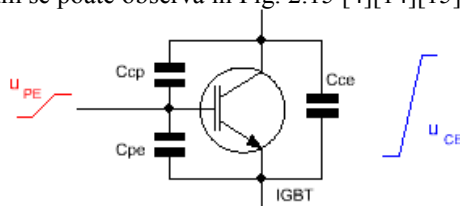


Fig. 2.15 Explicativă privind aplicarea variației tensiunii CE în poarta tranzistorului prin divizorul capacitiv parazit format

unde:

- C_{ce} - capacitatea parazită dintre colector și emitor;
- C_{cp} - capacitatea parazită dintre colector și poartă;
- C_{pe} - capacitatea utilă dintre poartă și emitor.

După cum este ilustrat, orice variație a tensiunii colector-emitor este prezentă și în circuitul poartă-emitor, redusă cu factorul de divizare dat de capacitățile C_{cp} și C_{pe} , dar care deși redusă, poate produce perturbații în funcționarea tranzistorului (amorsarea tranzistorului, mai ales la temperaturi mari, când pragul de amorsare se reduce).

În serie cu poarta tranzistorului va fi prevăzută o rezistență, R_G , a cărei rol este de a stabili constanta de timp a circuitului $R_G - C_{GE}$. Principial, tranzistorul va intra în conducție (sau similar, va ieși din conducție) atunci când tensiunea între poartă și emitor, V_{GE} , depășește valoarea de prag ce se citește din graficele disponibile în foaia de catalog a tranzistorului. Dar dacă tranziția între 0 și 15 V tensiunii de la ieșirea amplificatorului de impuls se face practic instantaneu, tensiunea pe poarta IGBT-ului va crește exponențial, datorită integrării impulsului de către circuitul $R_G - C_{GE}$ [4]. Cunoscând din foaia de catalog valoarea capacității C_{GE} a IGBT-ului, prin valoarea rezistenței R_G se poate stabili timpul în care tensiunea V_{GE} depășește valoarea de prag de intrare în conducție (Fig. 2.16-a), deci timpul de intrare în conducție.

O altă variantă de a stabili valoarea necesară a valorii R_G este de a o alege din grafice (Fig. 2.16-b, c). Se constată că pentru valori reduse ale R_G se obțin valori reduse atât pentru timpii de comutație, cât și reducerea energiilor necesare amorsării / dezamorsării tranzistorului, iar după cum se cunoaște, prin reducerea energiei de amorsare / dezamorsare se reduc și pierderile de comutație.

Se alege astfel, din Fig. 2.16 o valoare a rezistenței de grilă de 3,3 Ω atât pentru amorsare, cât și pentru dezamorsare. Rezultă astfel simplificarea schemei prin utilizarea unei singure rezistențe în loc de două (R_4). Evident, timpul de dezamorsare poate fi stabilit separat de timpul de amorsare prin utilizarea a două rezistențe de R_G , dimensionate fiecare pentru timpul dorit (rezistența prin care poarta tranzistorului se pune la 15 V stabilește timpul de amorsare iar cea prin care poarta se pune la -15 V, stabilește timpul de dezamorsare).

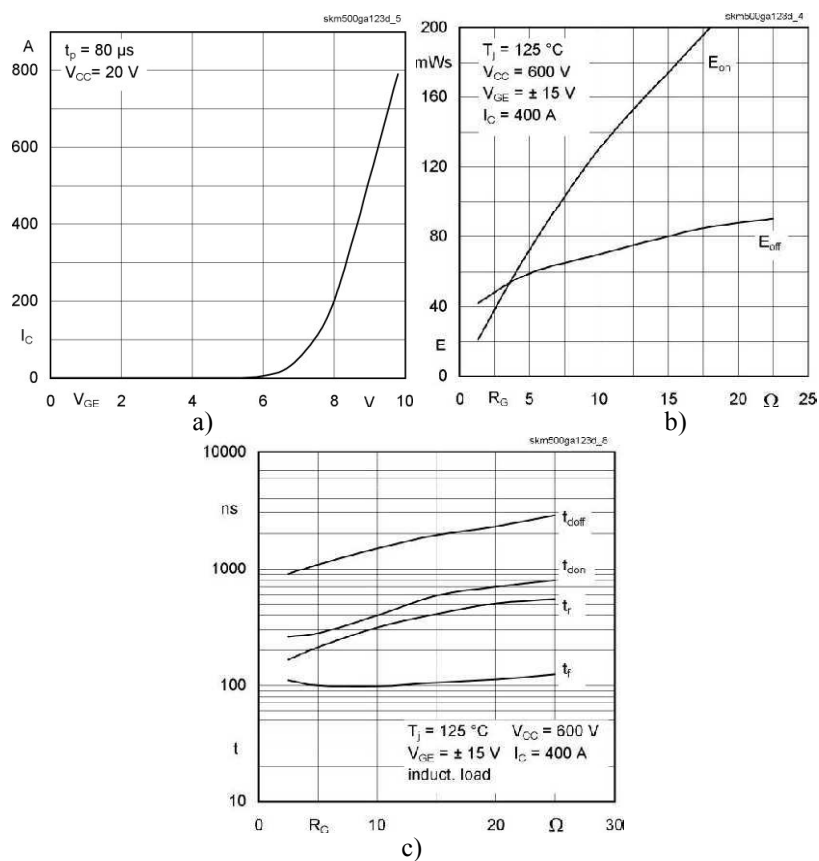


Fig. 2.16 Dependențele tranzistorului SKM 500GA123D extrase din foaia de catalog: a) caracteristica de transfer $I_C = f(V_{GE})$; b) dependența energiilor de comutație de valoarea rezistenței de grilă; c) dependența timpilor de comutație de valoarea rezistenței de grilă.

O variantă circuit de comandă care respectă condițiile enunțate mai sus este cea din Fig. 2.17. Bineînțeles, nu a fost figurată și partea de separare galvanică.

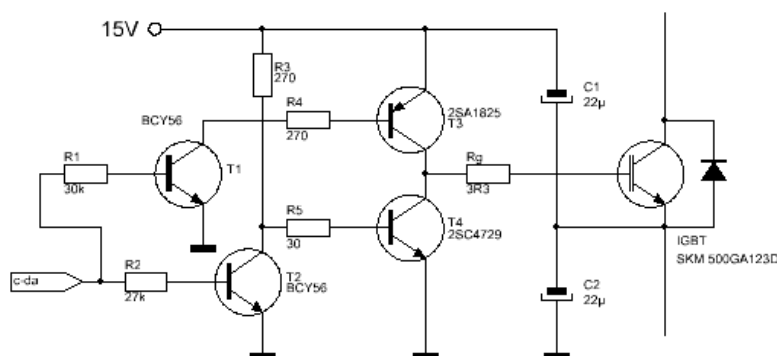
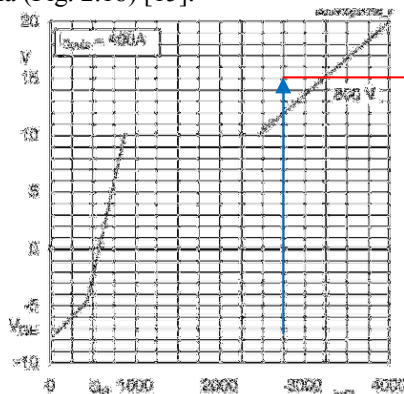


Fig. 2.17 Schema de principiu a circuitului de amplificare a impulsului de comandă

În dimensionarea amplificatorului nu este, însă, suficientă dimensionarea rezistenței R_G . Trebuie alese tranzistoarele de semnal mic ($T_1..T_3$) și rezistențele de polarizare ale acestora ($R_1..R_4$). Pentru aceasta este necesar să se cunoască puterea necesară pe care amplificatorul trebuie să o furnizeze IGBT-ului pe durata comutației (curentul absorbit de circuitul PE al IGBT-ului este nul în regim staționar). O variantă practică de determinare a acestei puteri este utilizarea dependenței grafice a tensiunii V_{GE} de sarcina stocată de capacitatea GE a tranzistorului, dependența disponibilă în foaia de catalog a acestuia (Fig. 2.18) [15].


 Fig. 2.18 Dependența tensiunii V_{GE} de sarcina acumulată de capacitatea GE a tranzistorului SKM 500GA123D

Se obține pentru o tensiune de comandă între -15 V și 15 V o sarcină de (Fig. 2.18):

$$Q_G = 3250 \text{ nC.}$$

Se va calcula puterea necesară pe care amplificatorul de impuls trebuie să o debiteze [15]:

$$P_G = Q_G \cdot (V_{GE\text{on}} - V_{GE\text{off}}) \cdot f_{sw} \quad (2.x)$$

Rezultă pentru exemplul considerat (și o frecvență de comutație de 7,5 kHz):

$$P_G = 0,731 \text{ W}$$

O altă valoare necesară dimensionării amplificatorului este valoarea medie a curentului de poartă a IGBT-ului, I_{GE} [15]:

$$I_G = Q_G \cdot f_{sw} \quad (2.x)$$

Rezultă:

$$I_G = 24,4 \text{ mA}$$

Pentru a nu depăși în timpul funcționării curentul maxim de impuls a tranzistoarelor preamplificatoare (T_2 și T_3), acesta trebuie cunoscut înaintea alegerii acestor două tranzistoare de semnal mic. Calculul se face în funcție de valoarea aleasă a rezistenței R_G , dar și de valoarea rezistenței interne, R_{Gint} , pe care tranzistoarele de puteri mari o pot avea. Această din urmă valoare este disponibilă în foaia de catalog a IGBT-ului. Rezultă curentul de vârf [15]:

$$I_{GM} = \frac{(V_{GE\text{on}} - V_{GE\text{off}})}{R_G + R_{Gint}} \quad (2.x)$$

Pentru exemplul considerat:

$$I_{GM} = 9,09 \text{ A}$$

Această din urmă valoare impune utilizarea unor tranzistoare de curent relativ mare pentru T_2 și T_3 . Se aleg în consecință tranzistoarele bipolare de comutație, complementare pnp / npn, 2SA1825 / 2SC4729, produse de către Sanyo, având următoarele date principale de catalog:

- $V_{CB0} = 60 \text{ V}$;
- $V_{CE0} = 50 \text{ V}$;
- $I_C = 8 \text{ A}$;
- $I_{CM} = 12 \text{ A}$;
- $P_C = 1,5 \text{ W}$.

Deoarece curentul mediu debitat de către amplificatorul de impuls este de cca 25 mA, factorul de amplificare în curent se poate determina grafic, din foaia de catalog (Fig. 2.19). Rezultă un factor de amplificare în curent de cca 280 pentru ambele tranzistoare, la o temperatură ambiantă de 75°C .

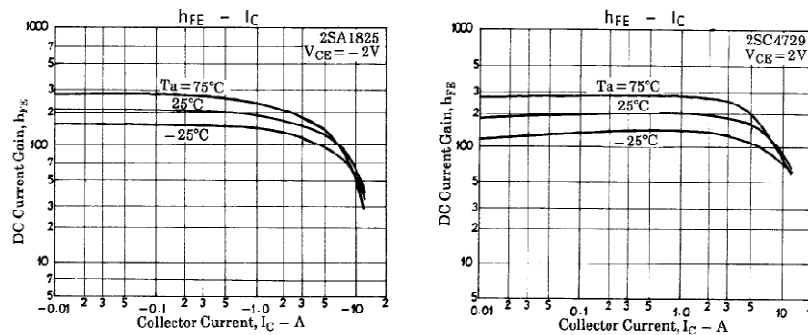


Fig. 2.19 Dependența factorului de amplificare în curent al tranzistoarelor T_2 și T_3 de curentul mediu de colector

Pentru cele două secvențe de funcționare ale IGBT-ului (amorsare și dezamorsare, amplificatorul de impuls va avea câte o secțiune dedicată. Astfel, pentru amorsarea IGBT-ului, atunci când la intrarea amplificatorului de impuls se aplică 1 logic (15 V) este utilizată partea de schemă ce conține tranzistoarele T_1 și T_3 , primul având rol de preamplificator iar cel din urmă de amplificator final de comandă pentru IGBT. Pentru dimensionarea acestei părți de schemă se pleacă de la IGBT către intrare.

Astfel, tensiunea de amorsare de 15 V se aplică în circuitul poartă-emitor al IGBT-ului prin închiderea tranzistorului T_3 . Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe ochiul de circuit format din $CE_{T_3} - R_g - GE_{IGBT} - C_1$, se constată că în momentul amorsării, tensiunea de pe condensatorul C_1 (de 15 V) se aplică pe poarta IGBT-ului, curentul de amorsare fiind limitat de R_g , după cum a fost prezentat anterior. Considerând și căderea de tensiune între colector și emitor a tranzistorului T_3 ($0.25 \text{ V} |_{I_c = 4 \text{ A}}$), rezultă un curent inițial prin circuit:

$$I_{C\ T_3} = 4,46 \text{ A}$$

Pentru care se obține un curent instantaneu prin baza lui T_3 , în momentul amorsării IGBT-ului:

$$I_B = 16 \text{ mA}$$

Pentru a asigura funcționarea tranzistorului T_3 în regim de comutație și nu de amplificare, se va considera un curent de bază acoperitor, de cel puțin trei ori mai mare decât cel determinat teoretic:

$$I_B = 47,9 \text{ mA}$$

Rezultă valoarea rezistenței R_4 :

$$R_4 = \frac{15 - U_{BE\ T_3} - U_{CE\ sat\ T_1}}{I_B} \quad (2.x)$$

Valoarea $U_{BE\ T_3}$ se determină tot grafic, din foaia de catalog a tranzistorului 2SA1825 [16]:

$$U_{BE\ T_3} = 0.75 \text{ V}$$

Pentru a afla $U_{CE\ sat\ T_1}$ trebuie, bineînțeles, ales T_1 . Pentru aceasta, datele de intrare sunt:

$$U_{CE0} \geq 15 \text{ V}$$

$$I_{CM} \geq 150 \text{ mA}$$

Se alege tranzistorul BCY56, având următoarele date principale de catalog:

$$U_{CE0} = 45 \text{ V}$$

$$I_{CM} = 200 \text{ mA}$$

$$U_{CE\ sat} = 200 \text{ mV} |_{I_c = 100 \text{ mA}}$$

Se obține din (2.x), pentru o cădere de tensiune $U_{CEsat T1} = 0,2 \text{ V}$ $|_{I_{c T1} > 100 \text{ mA}}$, valoarea rezistenței R_4 de 293,38 Ω , care se standardizează:

$$R_4 = 270 \Omega$$

Cunoscând din foaia de catalog a tranzistorului BCY56 factorul de amplificare în curent, $\beta_{T1} > 100$ $|_{I_{c T1} > 10 \text{ mA}}$, se poate determina curentul de bază al acestuia (pentru un curent de colector de 48 mA):

$$I_{BT1} = 478 \mu\text{A}$$

Se poate determina și valoarea rezistenței R_1 :

$$R_1 = \frac{15 - U_{BEsat T1}}{I_{BT1}} \quad (2.x)$$

Știind că impulsul de comandă are amplitudinea de 15 V și căderea de tensiune pe joncțiunea BE a tranzistorului T_1 în saturație are valoarea de 0.65 V, se obține rezistența R_1 de 29,96 k Ω , care se standardizează:

$$R_1 = 30 \text{ k}\Omega$$

În momentul în care IGBT-ul trebuie blocat, intervine cealaltă parte de schemă, ce cuprinde tranzistoarele T_2 și T_4 . Astfel, după cum a fost precizat, pentru blocarea IGBT-ului, metoda recomandată este aplicarea între poartă și emitor a unei tensiuni inverse de minim -5 V și maxim 20 V (tipic, 15 V). Aceasta se întâmplă în momentul în care impulsul de comandă primit la intrarea amplificatorului de impuls ia valoarea logică 0 (0 V). Blocarea tranzistorului T_2 prin anularea polarizării în bază produce saturarea tranzistorului T_4 .

Aplicând teorema a II-a alui Kirchhoff pe ochiul format din $CE_{T4} - C_2 - GE_{IGBT} - R_G$, se observă că pentru dezamorsare, între poarta și emitorului IGBT-ului este aplicată tensiunea de la bornele condensatorului C_2 prin intermediul rezistenței de limitare a curentului de poartă, R_G (căderea de tensiune între colector și emitor de saturație a tranzistorului T_4 este de asemenea, neglijabilă (0.25 V $|_{I_{c=4} \text{ A}}$)). Dată fiind polaritatea condensatorului electrolitic, este evident că tensiunea aplicată IGBT-ului este de -15 V, producând blocarea acestuia.

Este bine de precizat aici, rolul pe care cele două condensatoare electrolitice (C_1 și C_2) îl au. După cum a fost specificat anterior, pentru comanda de

amorsare a IGBT-ului, nu se aplică tensiunea de alimentare de 15 V, ci tensiunea de pe C_1 , care în momentul amorsării are valoarea de 15 V (evident C_2 este descărcat). În momentul închiderii tranzistorului T_3 , condensatorul C_1 se descarcă, sarcina stocată în acesta fiind transferată capacității grilă-emitor a IGBT-ului. Însă, prin T_3 nu circulă doar curentul dintre C_1 și IGBT, ci și curentul de încărcare al lui C_2 din sursa de alimentare a amplificatorului de impuls, de 15 V (Fig. 2.17). În momentul în care C_1 s-a descărcat, tensiunea pe C_2 are valoarea de 15 V.

În momentul comenzii de dezamorsare, tensiunea de -15 V aplicată pe poarta IGBT-ului este chiar tensiunea de pe condensatorul C_2 . Și de această dată, odată cu scăderea tensiunii pe C_2 , va avea loc creșterea tensiunii pe C_1 , curentul de încărcare al acestuia, circulând invers prin capacitatea GE_{IGBT} , rezistența de limitare a curentului de poartă, R_G , prin tranzistorul T_4 și în final, închizându-se prin sursa de alimentare a amplificatorului de 15 V.

Datorită faptului că sarcina Q_G , necesară amorsării și dezamorsării IGBT-ului este furnizată de cele două condensatoare (care bineînțeles, se încarcă din sursa de alimentare de 15 V), rezultă necesitatea dimensionării corespunzătoare a condensatoarelor, pentru a putea înmagazina o sarcină suficientă, **cel puțin egală cu Q_G** .

Revenind la dimensionarea amplificatorului, curentul prin T_4 în momentul dezamorsării IGBT-ului, este dat de tensiunea pe C_2 și de rezistența R_G (pentru o cădere de tensiune CE a tranzistorului, la saturație de 0.25 V):

$$I_{C\ T4} = 4,46\text{ A}$$

Pentru care se obține un curent instantaneu prin bază, în momentul dezamorsării IGBT-ului:

$$I_{B\ T4} = 16\text{ mA}$$

Și pentru tranzistorul T_4 , se va considera un curent de bază acoperitor, de cel puțin trei ori mai mare decât cel determinat teoretic:

$$I_{B\ T4} = 47,9\text{ mA}$$

Deoarece T_2 este blocat, polarizarea bazei lui T_4 se face prin cele două rezistențe R_3 și R_5 . Suma acestora este:

$$R_3 + R_5 = \frac{(15 - U_{BEsat\ T4})}{I_{B\ T4}} \quad (2.x)$$

Cunoscând tensiunea BE de saturație a tranzistorului T_4 , de 0.75 V, se obține:

$$R_3 + R_5 = 297 \, \Omega$$

Ținând cont de faptul că în momentul în care impulsul de comandă primit la intrarea amplificatorului de impuls este 1, T_2 este în saturație, tensiunea CE a acestuia va fi cea de saturație, producând nepolarizarea bazei lui T_4 și implicit, blocarea celui din urmă. Însă, în acest moment, aproape toată tensiunea sursei de alimentare cade pe R_3 . Pentru a limita puterea disipată de aceasta și de asemenea, curentul de colector al lui T_2 , valoarea rezistenței R_3 va fi aleasă ca fiind 90% din suma de 297 Ω . Se obține pentru R_3 , valoarea de 267,8 Ω , care se standardizează:

$$R_3 = 270 \, \Omega$$

Evident, R_5 va fi de 29,7 Ω , valoare standardizată la:

$$R_5 = 30 \, \Omega$$

Curentul de colector al tranzistorului T_2 va fi cel stabilit de valoarea lui R_3 și anume (neglijând căderea de tensiune CE la saturație a lui T_2):

$$I_{C\ T2} = 56 \text{ mA}$$

Atenție, însă, curentul de 56 mA este curent de regim staționar și nu curent de impuls, cum a fost în cazul tranzistoarelor T_1 , T_3 și T_4 . Pentru a alege tranzistorul T_2 , trebuie cunoscute solicitările la care acesta va fi supus în timpul funcționării:

$$U_{CE0} \geq 15 \text{ V}$$

$$I_C \geq 56 \text{ mA}$$

Se alege tranzistorul BCY56, ale cărui date principale de catalog (ținând cont de solicitările specifice acestui etaj):

$$U_{CE0} = 45 \text{ V}$$

$$I_C = 100 \text{ mA}$$

$$U_{CEsat} = 200 \text{ mV} \mid_{I_C = 100 \text{ mA}}$$

Cunoscând și căderea de tensiune CE la saturație a lui T_2 , se poate determina exact curentul de colector al acestuia:

$$I_{C\ T2} = 55,3 \text{ mA}$$

Valoarea rezistenței de polarizare a bazei lui T_2 (cunoscând tensiunea U_{BEsat}
 $T_2 = 0.65 \text{ V}$ și $\beta_{T2} = 100$) este de $25,96 \text{ k}\Omega$, care se standardizează:

$$R_2 = 27 \text{ k}\Omega$$

Dimensionarea circuitului de comandă fiind finalizată, studentul va proiecta cablajul imprimat al părții de comandă pentru structura adoptată (inclusiv a driver-ului, dacă a fost adoptat un driver integrat specializat). Implementarea comenzii se poate face ca placă unică de cablaj pentru toate circuitele sau modularizat, fiecare etaj pe placa proprie de cablaj imprimat, plăcile fiind interconectate prin cabluri electrice conectate la plăci cu mufe de conexiune, sau cu plăcile conectate prin intermediul conectorilor specializate.

3. PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR A CONVERTORULUI STATIC

3.1 Generalități privind programul de proiectare asistată Eagle

Acest program de proiectare este destinat creării de circuite electronice, plecând de la desenarea schemei electrice ale acestora, până la obținerea modelului circuitului imprimat, ce va fi transferat pe folia de cupru a plăcii de cablaj imprimat. Numele acestuia vine de la **Easily Applicable Graphical Layout Editor**, adică editor grafic de circuite electronice ușor de utilizat [17][18].

Acesta este compus din două părți principale:

- Schematic Editor – utilizat pentru desenul schemei electrice a circuitului; este posibilă crearea de componente noi;
- Layout Editor – utilizat pentru obținerea desenului cablajului imprimat; și acesta permite obținerea de componente noi (capsulele acestora); o variantă rapidă de obținere a cablajului constă în utilizarea modului Autorouter, dacă acesta este instalat.

3.2 Structura componentelor programului EAGLE

La deschiderea programului apare fereastra *Control Panel* (Fig. 3.1), ce reprezintă componenta de bază a acestuia. În această fereastră sunt afișate toate fișierele componente ale unui proiect și poate fi comparată cu un program de genul File Manager, Windows Explorer, etc. Astfel, fișiere disponibile pot fi accesate și manipulate prin procedeul *drag&drop* (fișierele pot fi deschise prin tragerea acestora în fereastra programului de editare corespunzător, pot fi create scurtături prin tragerea fișierelor pe desktop, etc), iar pentru fiecare din acestea poate fi utilizat meniul contextual, obținut prin clic dreapta pe numele fișierului.

Panoul din partea dreaptă a ferestrei (Fig. 3.1) este utilizat pentru afișarea informațiilor specifice despre un obiect, după ce acesta a fost selectat din structura arborescentă de fișiere din partea stângă a ferestrei.

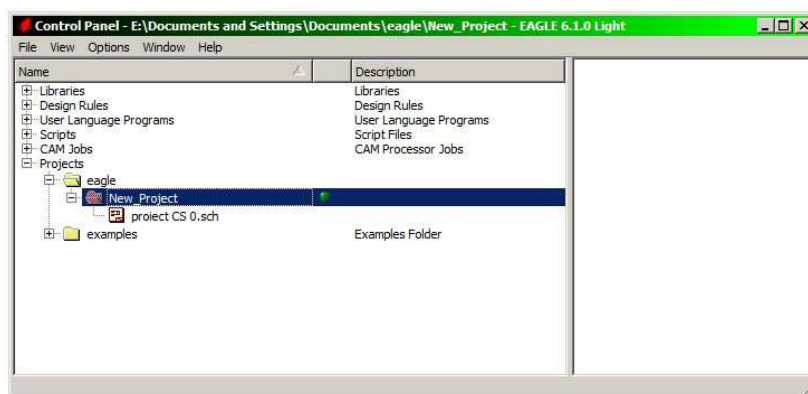


Fig. 3.1 Fereastra principală a EAGLE (Control Panel)

Un aspect util este afișarea conținutului fișierelor de tip *library*, după selectarea uneia dintre acestea. Dacă se desfășoară fișierul *library* în panoul stâng, în panoul drept pot fi afișate informații despre fiecare componentă.

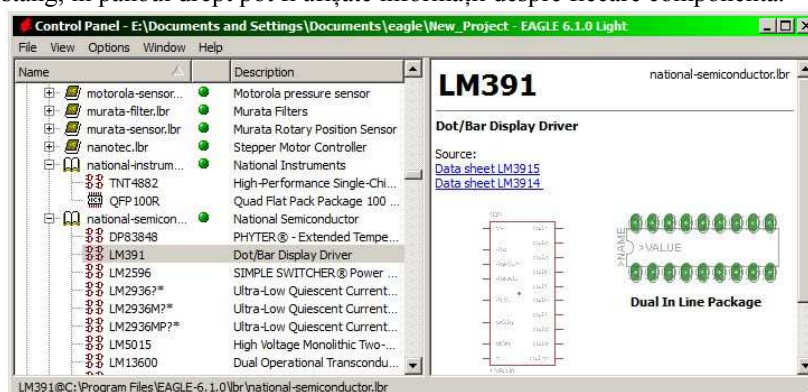


Fig. 3.2 Afișarea conținutului unei biblioteci, respectiv, a detaliilor despre o componentă din aceasta

3.3 Crearea și utilizarea proiectelor

După crearea unui proiect nou, acesta apare în panoul de control, secțiunea *Projects\Eagle\...*. Se alege un nume potrivit, iar toate fișierele cuprinse de acesta sunt listate în structură arborescentă (dacă simbolul +

este apăsat). Deoarece toate proiectele create sunt listate în folder-ul *Eagle*, proiectul curent este identificat prin bulina verde afișată în dreapta numelui proiectului (Fig. 3.1). Activarea unuia dintre proiecte se poate face cu dublu-click pe numele proiectului, su din meniul contextual, opțiunea *Open Project*.

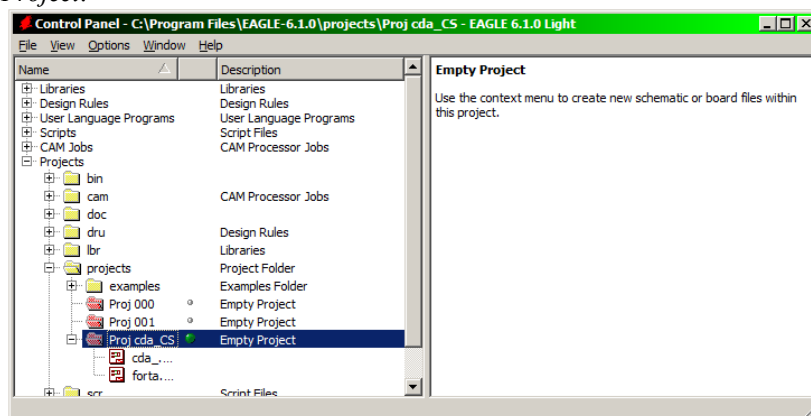


Fig. 3.3 Afișarea arborecentă a proiectelor și a fișierelor pe care acestea le includ

Pentru crearea unor fișiere noi în proiectul curent se poate folosi meniul programului sau meniul contextual. Mutarea sau copierea de fișiere între două proiecte se poate face utilizând meniul contextual sau mecanismul drag&drop (numai pentru mutare).

În cele ce urmează, interesează crearea și utilizarea a doar două tipuri de fișiere dintre cele disponibile în meniul *New*, și anume fișierele de tip Schematic și Board.

Se va crea, astfel, într-o primă fază un fișier nou de tip schematic, ce va conține schema părții de forță a convertorului static. Va apărea fereastra din Fig. 3.4. Pentru a plasa componentele în schemă se va utiliza panoul de instrumente plasat în partea stângă a figurii. Instrumentele disponibile și rolul acestora va fi descris pe scurt în continuare:

-  - **Info** - afișează proprietățile obiectului specificat printr-un clic de mouse;

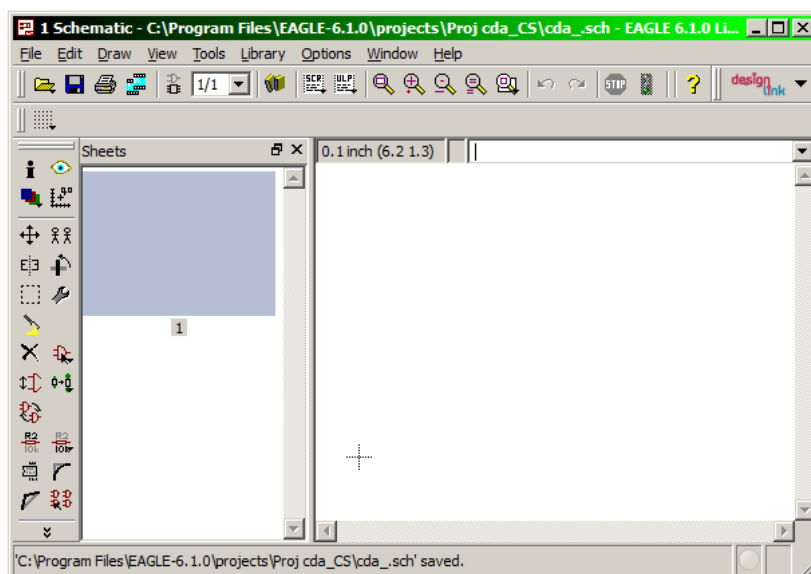


Fig. 3.4 Fereastra de creare și editare a unei scheme noi

-  - **Show** - Scoate în evidență un obiect selectat printr-un clic stânga de mouse (util de exemplu, pentru evidențierea unui circuit integrat ce conține mai multe structuri identice într-o capsulă: amplificator operațional, comparator de tensiune, poartă logică, etc);
-  - **Display** – Permite selectarea (deselectarea) straturilor de desenare ce sunt afișate;
-  - **Mark** - permite indicarea cu mouse-ul a originii sistemului de coordonate (carteziene sau polare) curent;
-  - **Move** - permite mutarea unui obiect selectat cu click stânga (un click dreapta cât timp obiectul este selectat ca avea ca efect rotirea obiectului);
-  - **Copy** - permite multiplicarea unui obiect;
-  - **Mirror** – oglindește obiectul selectat;

-  - **Rotate** - rotește obiectul selectat cu câte 90°;
-  - **Group** - permite gruparea mai multor obiecte pentru o operație multiplă de copiere, mutare, rotire, etc;
-  - **Change** – permite modificarea valorilor unor proprietăți ale obiectului selectat, cum ar fi grosimea unei linii;
-  - **Paste** - inserează (lipește) în desen un obiect copiat anterior;
-  - **Delete** - șterge obiectul specificat;
-  - **Add** - permite adăugarea de obiecte în desen, alese din bibliotecile de obiecte (tranzistoare, rezistențe, etc)
-  - **Replace** – permite înlocuirea unui obiect cu un altul ales dintr-o bibliotecă, în anumite condiții (noul obiect trebuie să aibă același număr de pini, același pas între pini, etc);
-  - **Name** - specifică numele unei componente;
-  - **Value** - specifică valoarea unei componente (sau tipul acesteia, pentru tranzistoare, diode, etc);
-  - **Miter** - permite rotunjirea sau teșirea unui traseu (fir);
-  - **Split** - permite adăugarea de unghiuri (segmente) suplimentare unui traseu;
-  - **Wire** - utilizat pentru crearea de conexiuni electrice în circuit (practic, pentru desenarea firelor de conexiune);
-  - **Text** - Plasează o casuță de text în schemă;
-  - **Circle** - pentru desenarea unui cerc;
-  - **Arc** - desenează un arc de cerc;
-  - **Rect** - desenează un dreptunghi;
-  - **Polygon** – desenează un poligon (o suprafață de cupru cu o formă particulară oarecare);

-  - **Bus** - pentru plasarea unei magistrale; această magistrală nu are semnificație fizică, este utilă doar pentru gruparea mai multor trasee într-un singur fir, schemele complicate fiind astfel mai aerate; magistrala nu are semnificație de conexiune electrică, acestea se realizează cu instrumentul Net;
-  - **Net** - realizează conexiunile electrice între pinii e conexiune ai componentelor electronice; obiectele de tip Net cu același nume sunt conectate electric între ele;
-  - **Junction** – realizează o conexiune electrică între două fire de conexiune; conexiunile electrice între capetele firelor de conexiune sunt realizate automat, instrumentul Junction fiind util pentru realizarea conexiunilor între două fire electrice ce se întretaie, dar nu se ating fizic;
-  - **Label** - plasează în schemă o etichetă text, cu numele magistralei sau a firului electric;
-  - **Attribute** – permite definirea valorii unui atribut (atributele pot avea orice valoare și pot fi specifice unei componente anume, cum ar fi rezistența unui rezistor);
-  - **Dimension** – trasează o linie de cotă;
-  - **ERC - Electrical Rule Ceck** – permite verificarea corectitudinii realizării schemei electrice și a cablajului imprimat aferent acesteia.

Pentru crearea schemei electrice, se plasează componentele dorite în schemă, respectiv, se realizează conexiunile electrice între acestea. De exemplu, dacă se dorește introducerea unui circuit integrat 555, având la ieșire un repetor pe emitor cu tranzistor BC107, se procedează astfel:

- Se apasă pe butonul Add (), iar componenta dorită se caută în lista de componente disponibile în bibliotecă; inițial în fereastra ce apare sunt prezente toate bibliotecile (Fig. 3.5), iar o componentă utilizată poate fi prezentă în mai multe biblioteci;

pentru a evita plasarea unei componente din biblioteci diferite, bibliotecile nedorite se pot elimina cu butonul Drop (Fig. 3.5);

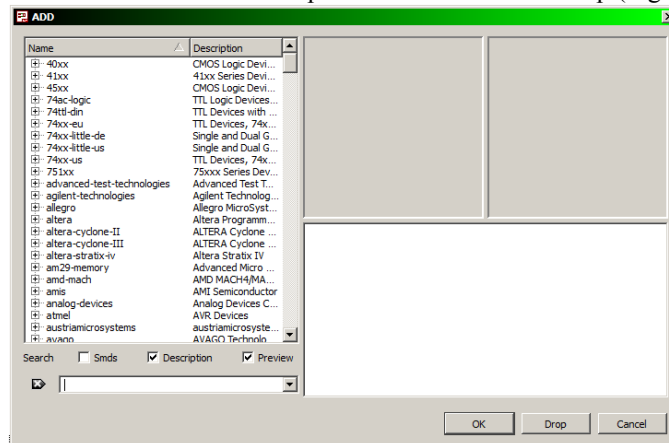


Fig. 3.5 Fereastra Add component

- În același timp, pentru a găsi rapid componenta dorită, se poate utiliza instrumentul de căutare rapidă (Fig. 3.6);

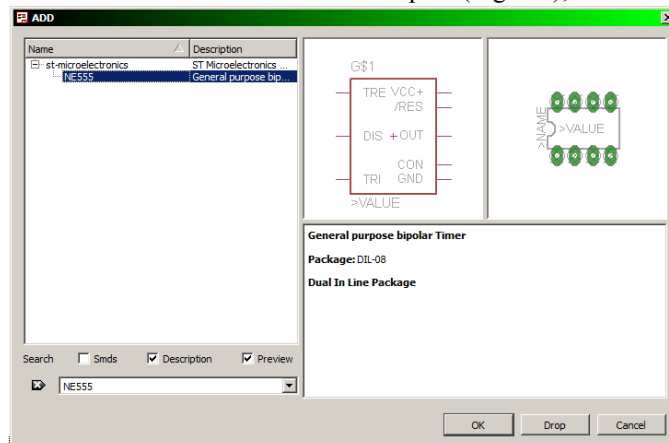


Fig. 3.6 Obținerea rapidă a unei componente,
pe baza instrumentului de căutare

- Se plasează componentele în schemă, concomitent cu realizarea conexiunilor electrice necesare (Fig. 3.7).

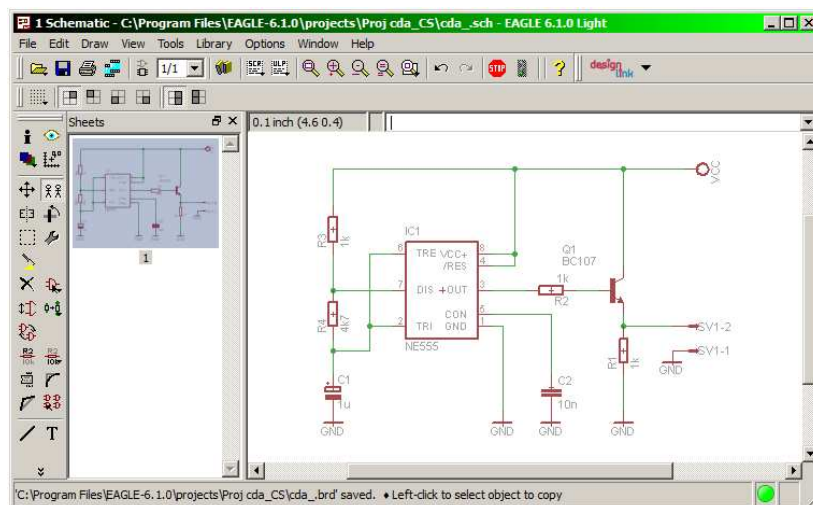


Fig. 3.7 Schema desenată în modulul Schematic

- Se comută în modul Board, prin apăsarea butonului ; comutarea înapoi în modul Schematic se face prin apăsarea aceluiaşi buton: ;
- La prima trecere în modul Board, placa de cablaj imprimat este goală, toate componentele din schemă aflându-se în afara plăcii, urmând a fi plasate pe placă, manual, una câte una, utilizând instrumentul Move (Fig. 3.8);
- Conexiunile virtuale între componente stabilite implicit prin schema electrică desenată în Schematic sunt figurate cu linie galbenă (Fig. 3.8);
- După „așezarea” componentelor pe placă, se poate trece la stabilirea traseelor fizice de cablaj imprimat, ce se realizează cu instrumentul Route; Dacă un traseu a fost stabilit greșit, acesta se poate anula cu instrumentul Ripup;

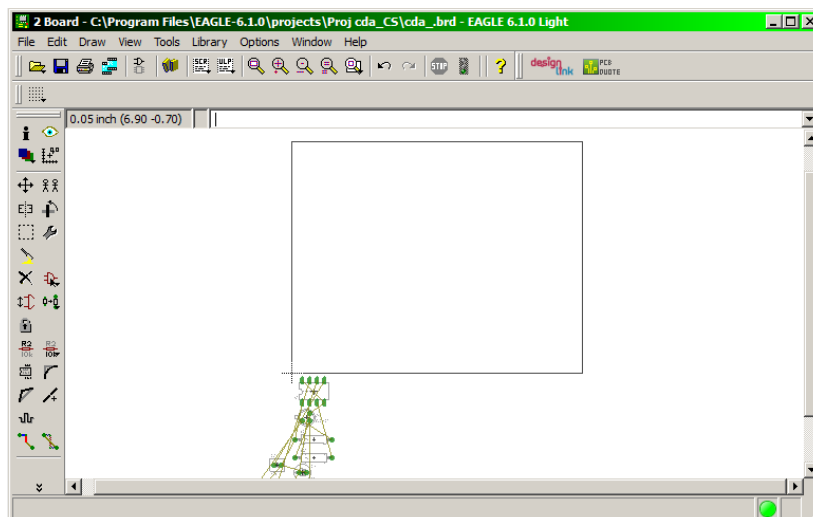


Fig. 3.8 Fereastra modulului Board, la prima deschidere

- Celelalte instrumente din panoul de instrumente sunt similare cu cele prezentate anterior pentru modulul Schematic.
- Deoarece conexiunile virtuale sunt trasate „de-a dreptul”, de la pin la pin, suprapunerea acestora între ele sau cu componentele electronice poate fi supărătoare; pentru a reduce numărul de astfel de legături, este recomandabilă utilizarea periodică a instrumentului Ratsnest, instrument ce elimină legăturile virtuale pentru care a fost realizat traseul de cablaj imprimat (evident, acest instrument poate fi utilizat și o singură dată, după ce toate traseele au fost stabilite, dar cum legătura virtuală nu este eliminată automat după realizarea conexiunii fizice, prin traseul de cablaj imprimat, placa este tot mai ușor de urmărit dacă se elimină periodic din legăturile virtuale); cablajul imprimat finalizat al circuitului din Fig. 3.7 este ilustrat în Fig. 3.9;
- De asemenea, dimensiunile plăcii de cablaj imprimat pot fi stabilite la valorile dorite, o variantă simplă constând în utilizarea instrumentului Move, pentru ajustarea poziției colțurilor plăcii

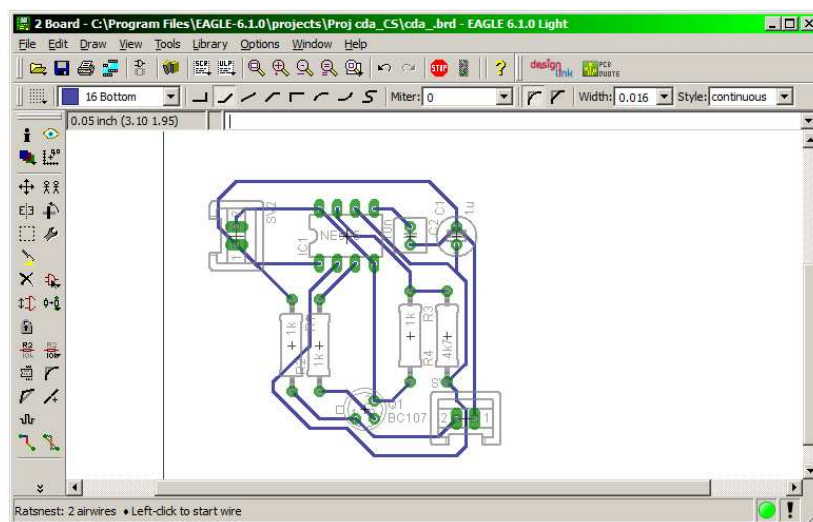


Fig. 3.9 Cablajul imprimat al circuitului