
Lucrarea 4

COMANDA TRANZISTOARELOR BIPOLARE DE PUTERE

1. Introducere

Tranzistorul bipolar (*BJT – Bipolar Junction Transistor*) este un dispozitiv semiconductor bine cunoscut descris pe larg în majoritatea tratatelor de fizica semiconductoarelor sau de electronică.

Toate tranzistoarele bipolare sunt dispozitive controlate în curent. Curentul de comandă numit și *curent de bază* (I_B) trebuie menținut tot timpul pentru a se păstra starea de conducție a tranzistorului. O anumită valoare a curentului de comandă impune un anumit curent de forță (*curent de colector* – I_C) dacă circuitul de sarcină nu-i limitează valoarea. Astfel, tranzistorul funcționează în *stare activă* unde se comportă ca o rezistență variabilă. Raportul între curentul de forță și curentul de comandă poartă denumirea de *factor de amplificare în curent*: $\beta = I_C / I_B$. Deoarece în starea activă o mare parte din energia vehiculată este reținută de tranzistor (pierderi mari în conducție) se recomandă ca în convertoare deschiderea tranzistorului să fie totală, să se obțină o conducție profundă numită *stare de saturație*. Aceasta apare dacă se realizează o comandă în exces prin care curentul de bază este peste valoarea obținută pornind de la valoarea necesară a curentului de colector și de la valoarea factorului de amplificare ($I_B > I_C / \beta$).

Tranzistoare bipolare de putere pot bloca tensiuni înalte și vehicula curenți relativ mari în condițiile unei saturării profunde (pierderi mici în conducție). Din păcate, ca un tribut a acestor calități, tranzistoarele bipolare de putere nu pot atinge frecvențele de lucru ale celor de mică putere (pierderi mari în comutație) și nu prezintă un factor ridicat de amplificare în curent (tipic $5 \div 15$), necesitând o putere mare de comandă.

Structura semiconductoare a tranzistoarelor bipolare de putere este ușor diferită de a tranzistoarelor bipolare de mică putere. Forma structurii, grosimea straturilor și nivelul de impurificare a acestora influențează în mod direct caracteristicile de funcționare și parametrii de catalog ai tranzistorului.

2. Simbolul și structura semiconductoare ale tranzistorului bipolar de putere

În prezent tranzistoarele bipolare de putere sunt realizate aproape exclusiv cu ajutorul materialelor semiconductoare pe bază de siliciu. Similar cu tranzistoarele

bipolare de mică putere acestea pot fi de tip *npn* sau de tip *pnp*. De asemenea, simbolurile sunt identice și terminalele au aceeași denumire.

Sunt preferate și au fost dezvoltate în mod deosebit tranzistoarele bipolare de putere *npn* a căror structură semiconductoră și simbol sunt prezentate în Fig.4.1. Ca orice dispozitiv semiconductor controlabil și tranzistorul bipolar de putere prezintă două terminale de forță, colector (*C*), emitor (*E*) și un terminal de comandă numit bază (*B*). Emitorul este folosit ca terminal comun atât pentru circuitul de forță, cât și pentru circuitul de comandă, fiind declarat, de obicei masă. O polarizare directă a tranzistorului bipolar de tip *npn* în circuitul de forță înseamnă (+) pe colector și (-) pe emitor ($u_{CE} > 0$).

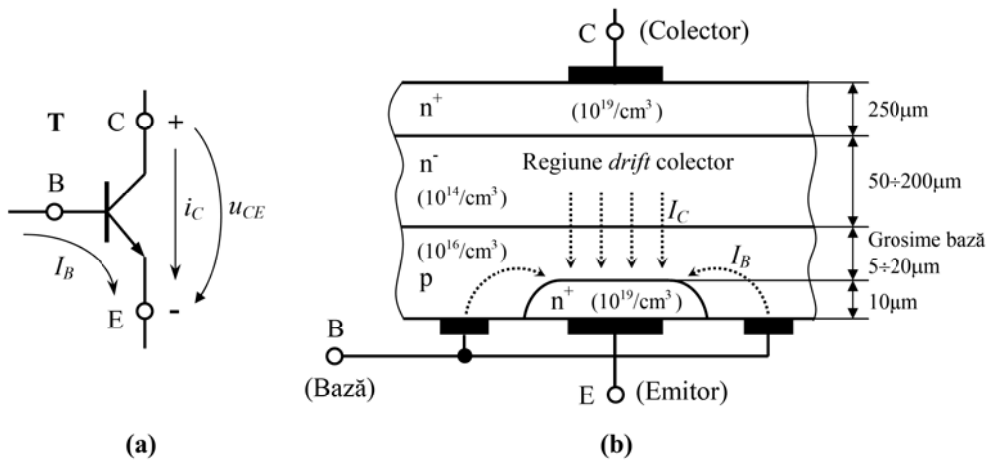


Fig. 4.1 Simbolul (a) și structura semiconductoră (b) a unui tranzistor bipolar de putere de tip *npn*.

Elementul principal care deosebește structura semiconductoră a unui tranzistor bipolar de putere de a unui tranzistor de mică putere este stratul suplimentar care formează regiunea de drift a colectorului. Rolul acestuia este similar cu cel din structura diodei de putere, anume de a bloca tensiuni directe mari prin intermediul jonctiunii care o formează cu stratul bazei, jonctiunea B-C. Din acest motiv stratul regiunii de drift este slab impurificat (10^{14} sarcini/cm³) și grosimea lui este relativ mare, în funcție de tensiunea de străpungere directă pentru care a fost fabricat dispozitivul. Atunci când tranzistorul este polarizat direct și nu este comandat ($I_B = 0$), jonctiunea bază-colector este polarizată invers și susține toată tensiunea de alimentare. Această blocare este posibilă dacă grosimile regiunii de drift și ale stratului bazei sunt suficient de mari pentru ca sarcina spațială a jonctiunii să aibă suficient spațiu de desfășurare, atât cât să atingă cantitatea necesară contrabalansării tensiunii de alimentare.

Deschiderea tranzistorului este inițiată prin polarizarea directă a jonctiunii B-E și amorsarea unui curent de bază I_B care va determina trecerea golurilor din bază spre

emitor și a electronilor dinspre emitor spre bază. Astfel, în stratul bazei apare o sarcină electrică în exces, formată din purtători minoritari (electroni), prin a cărei mărime se poate controla fenomenul de conducție dintre colector și emitor. Dacă tranzistorul bipolar de putere este polarizat direct, așa cum se prezintă în Fig.4.1(a), fluxul de electroni care părăsește stratul n^+ al emitorului este mult mai mare decât cel care se închide spre terminalul bazei. Datorită grosimii mici a bazei (mai mică decât lungimea de difuzie a electronilor), a suprafeței mari a colectorului și datorită excesului de electroni marea majoritate a electronilor plecați din emitor traversează stratul îngust al bazei și difuzează spre colector. În acest fel apare curentul de colector I_C al cărui sens este dat de săgețile din Fig.4.1(b), invers sensului de deplasarea al electronilor.

Atunci când sarcina în exces formată din electroni este prezentă doar în bază, tranzistorul prezintă o conducție activă prin care poate controla valoarea curentului de colector. Printr-o creștere corespunzătoare a curentului de bază, densitatea sarcinii în exces se extinde și în regiunea de *drift* determinând deschiderea totală a tranzistorului, numită stare de saturație. Saturația la rândul ei poate fi ușoară, la limita dintre conducția activă și conducția totală (*quasi-saturation*) sau poate fi o saturație profundă (*hard saturation*). Saturația profundă se obține peste o anumită valoare a curentului de bază când densitatea de sarcină în exces cuprinde toată regiunea de *drift* a colectorului.

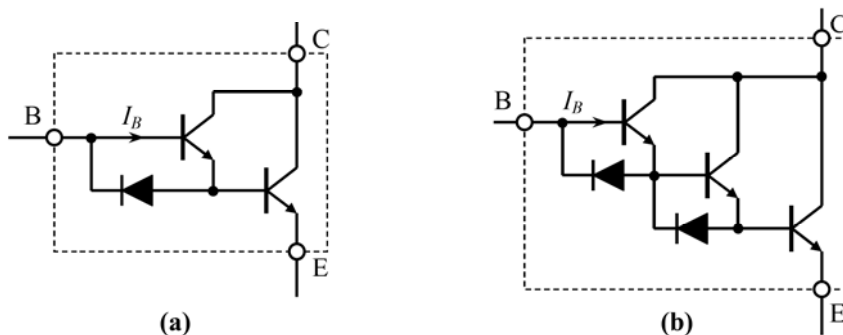


Fig. 4.2 Structuri monolitice de putere cu tranzistoare bipolare:
(a) dublu Darlington; (b) triplu Darlington.

În scopul reducerii puterii de comandă, din anii '70 au început să fie realizate module compacte care conțin doua sau trei tranzistoare de putere, conectate în montaj Darlington. S-au obținut, în acest fel, structuri monolitice de tip Darlington (*MD – Monolithic Darlington*) al căror factor de amplificare în curent este mai ridicat deoarece conține ca termen principal un produs al factorilor de amplificare ai tranzistorelor componente. În Fig.4.2 sunt prezentate schemele echivalente ale unei structuri monolitice dublu Darlington și ale unei structuri triplu Darlington.

3. Caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar de putere

În urma optimizării structurii tranzistorului bipolar de putere a rezultat un dispozitiv care nu prezintă capacitate de blocare inversă. Această trăsătură este o consecință a nivelului ridicat de dopare din straturile bazei și emitorului care determină tensiuni reduse de străpungere inversă pentru joncțiunea B-E, în jur de 20V. Este o valoare de care trebuie ținut cont atunci când va fi aleasă tensiunea negativă de blocare pentru circuitele de comandă ale tranzistoarelor. Totuși, lipsa unei capacități de blocare inversă nu este un dezavantaj major pentru tranzistoarele bipolare de putere deoarece acestea sunt utilizate, de obicei, cu diode în antiparalel care exclud posibilitatea apariției unor tensiuni inverse pe tranzistor.

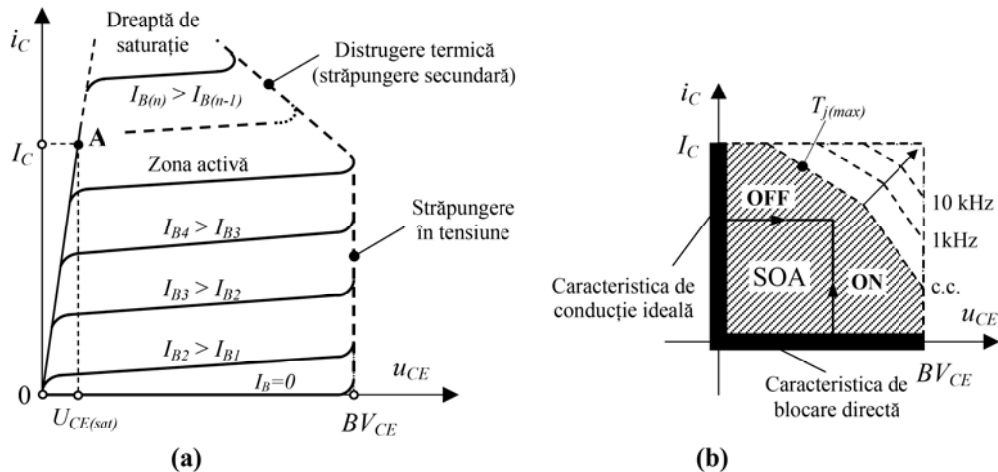


Fig. 4.3 (a) Caracteristicile u - i reale pentru un tranzistor bipolar de putere; (b) Caracteristicile u - i idealizate și aria de funcționare sigură (SOA).

În Fig.4.3(a) sunt prezentate caracteristicile statice tensiune-curent aferente unui tranzistor bipolar pentru diferite valori ale parametrului de comandă I_B . Dacă tranzistorul are circuitul bază-emitor deschis acesta este blocat și curentul de colector poate fi considerat zero ($I_C = 0$) pentru orice tensiune colector-emitor mai mică decât tensiunea de străpungere directă BV_{CE} (*Collector-Emitter Breakdown Voltage*).

În momentul în care este comandat în bază cu un curent oarecare $0 < I_{B1} < I_{B2} < I_{B3} < \dots < I_{B(n-1)} < I_{B(n)}$ tranzistorul se deschide și punctul de funcționare se așează pe caracteristica statică, fie în zona activă, fie în zona de saturație.

Dacă circuitul exterior tranzistorului permite o valoare suficient de mare a curentului de colector, punctul de funcționare se plasează în zona activă a

caracteristicii unde rezistența internă a dispozitivului este mare. În acest fel, valoarea curentului de colector este impusă de tranzistor prin intermediul curentului de bază:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad (4.1)$$

Dacă circuitul exterior tranzistorului limitează curentul de colector la o valoare $I_C < I_{CM}$ și tranzistorul se comandă cu un curent de bază ce respectă condiția:

$$I_B > \frac{I_C}{\beta} \quad (4.2)$$

punctul de funcționare se așează în zona de saturație a caracteristicii unde rezistența internă de conducție devine foarte mică. În acest fel, valoarea curentului de colector nu mai este controlată de tranzistor și este impusă exclusiv de sarcină. Totodată, căderea de tensiune pe tranzistor devine foarte mică $U_{CE(sat)} = (1 \div 2)V$ și va determina pierderi mici în conducție. Această calitate face din tranzistorul bipolar de putere un performer la acest capitol, alături de tiristor. În cataloage este dat este curentul maxim de colector ce poate fi preluat de tranzistorul saturat în regim continuu I_C și curentul maxim de colector în regim de impuls I_{CM} .

În Fig.4.3(a) zonele de saturație ale tuturor caracteristicilor statice s-au reprezentat cu aproximație pe o aceeași dreaptă numită *dreapta de saturație*. Deoarece în cazul unei comenzi corecte punctul de funcționare se află tot timpul pe aceasta unde avem o cădere de tensiune pe tranzistor neglijabilă, în Fig.4.3(b) dreapta de saturație devine caracteristica ideală de conducție. Astfel, cele două caracteristici din Fig.4.3(b) sugerează că tranzistorul bipolar de putere are comportamentul apropiat de al unui comutator ideal.

Fenomenul de străpungere în tensiune la tranzistorul bipolar de putere este numit și *străpungere primară* (*primary breakdown*). Există și așa numita *străpungere secundară* a tranzistorului (*second breakdown*) prin care structura semiconductoră se distruge prin ambalare termică. Aceasta se produce atunci când pierderile de putere în semiconductor sunt mari și căldura rezultată nu mai poate fi evacuată cu succes din structură. Fenomenul odată amorsat se desfășoară în avalanșă datorită coeficientului pozitiv de temperatură a tranzistorului bipolar. În Fig.4.3(a) a fost marcată granița de la care temperatura atinge valori de topire în regim stabilizat de funcționare.

Suprafața delimitată de caracteristica de blocare, caracteristica de conducție, granița dată de tensiunile de străpungere și granița de la care poate să apară distrugerea termică formează așa numita *arie de funcționare sigură* - *SOA* (**S**afe **O**perating **A**ria) sau *suprafață de funcționare permisă*. Aceasta este o noțiune foarte importantă de care trebuie să se țină seama în etapa de proiectare, când este ales tranzistorul în funcție de tensiunea, curentul și frecvența de lucru. În Fig.4.3(b) este prezentată, hașurat, aria *SOA* corespunzătoare unei funcționări în regim stabilizat a tranzistorului bipolar.

Deoarece în electronica de putere tranzistoarele funcționează în două stări stabile, pe cele două caracteristici de conducție și de blocare, punctul de funcționare parcurge primul cadran format de cele două axe din Fig.4,3(b) doar pe durata

regimurilor tranzitorii de deschidere (*ON*) și de blocare (*OFF*). Atunci când avem o funcționare în comutație a tranzistorului de putere și s-au luat măsuri pentru scurtarea timpilor de comutație, aria de funcționare sigură suferă o extensie în sensul arătat de săgeata din figură, odată cu creșterea frecvenței de lucru. Astfel, pe durata comutațiilor rapide punctul de funcționare poate urma un traseu cuprins într-o arie *SOA* mai largă cu tensiuni și curenți mai mari.

4. Circuite de comandă pentru tranzistoare bipolare de putere

De obicei, tranzistoarele bipolare putere sunt utilizate în structuri formate din celule elementare de comutație. O structură coborâtoare de tensiune (*step-down*) cu filtrarea curentului este prezentată în Fig.4.4(a). Aceasta permite o conversie c.c. – c.c. prin care se modifică valoarea tensiunii continue pe baza tehnicii modulării în lățime a impulsului (PWM). Tensiunea la ieșirea convertorului a fost notată cu u_e , iar sarcina este una de tip rezistiv-inductiv (*R-L*). Se observă poziția tranzistorului bipolar *T* în schemă și necesitatea unui circuit de comandă (*driver*) care să preia semnalul logic de comandă PWM pe care îl transmite mai departe terminalului de comandă al semiconductorului de putere adaptat la cerințele acestuia (transformat într-un semnal de curent – curent de bază i_B). Schema mai cuprinde o diodă de descărcare D_d care să preia curentul de descărcare dat de inductanța *L* imediat ce tranzistorul este blocat.

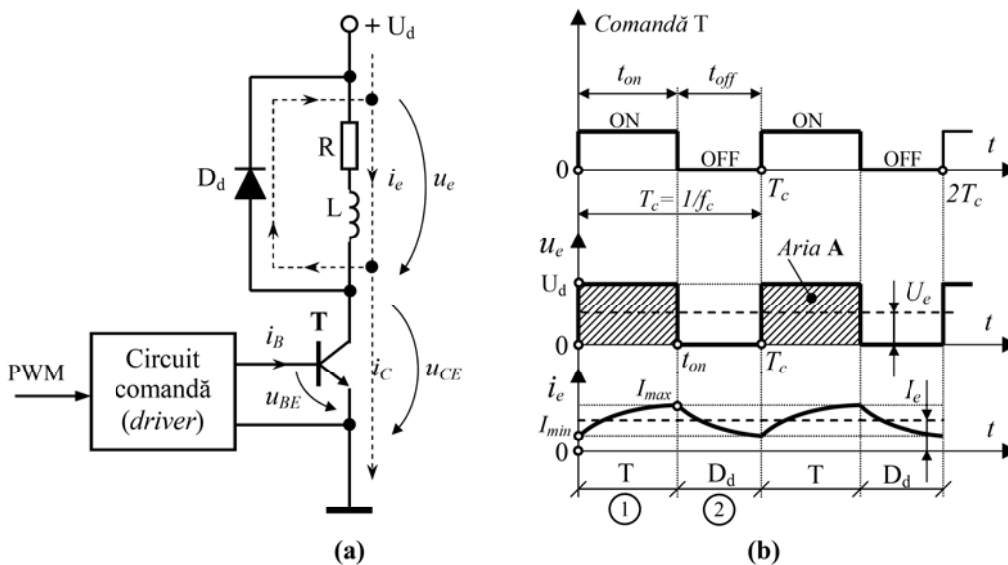


Fig. 4.4 (a) Structură coborâtoare de tensiune realizată cu un tranzistor bipolar;
(b) Ilustrarea principiului de comandă PWM (conversia c.c. – c.c.).

a) Tehnica de comandă PWM

Pentru a evidenția tehnica de comandă PWM se presupune că elementul de comutație T (tranzistorul bipolar de putere) este comandat ciclic așa cum se prezintă în Fig.4.4(b). Pe durata perioadei de comutație T_c dispozitivul este în conducție (ON) un interval t_{on} și blocat (OFF) un interval t_{off} astfel încât: $T_c = t_{on} + t_{off}$. Frecvența corespunzătoare perioadei T_c :

$$f_c = 1/T_c \quad (4.3)$$

poartă denumirea de *frecvență de comutație* sau *frecvență de lucru* a convertorului. În practică, această frecvență poate fi de ordinul kHz în cazul tranzistoarelor bipolare de putere.

Pe intervalul în care dispozitivul T conduce în Fig.4.4(a) sursa de tensiune continuă U_d este legată la circuitul de sarcină $R-L$ și tensiunea instantanee de ieșire $u_e(t)$ este:

$$u_e(t) = U_d, \quad 0 \leq t \leq t_{on} \quad (4.4)$$

Odată cu intrarea în conducție a elementului de comutație T curentul $i_e(t)$ va circula prin acesta și va crește după o exponențială ca efect al aplicării unei trepte de tensiune cu amplitudinea U_d pe un circuit $R-L$.

$$i_e(t) = I_{\min} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_d}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad 0 \leq t \leq t_{on} \quad (4.5)$$

unde $\tau = \frac{L}{R}$ este constanta de timp a circuitului de sarcină și I_{\min} este valoarea curentului la începutul intervalului t_{on} (condiția inițială). La sfârșitul intervalului t_{on} curentul prin dispozitivul T și sarcina $R-L$ atinge valoarea I_{\max} .

În momentul în care T este blocat, curentul $i_e(t)$ va continua să circule prin dioda de descărcare D_d întreținut de energia acumulată în inductanța L . Forma de undă pe intervalul t_{off} va fi o exponențială descrescătoare, la sfârșitul intervalului de blocare a T valoarea curentului atingând valoarea I_{\min} .

$$i_e(t) = I_{\max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad t_{on} < t < T_c \quad (4.6)$$

Considerând dioda de descărcare ideală, fără nici o cădere de tensiune în starea de conducție, pe intervalul în care dispozitivul T este blocat tensiunea instantanee de ieșire $u_e(t)$ este zero (dioda D_d scurtcircuitează bornele sarcinii):

$$u_e(t) = 0, \quad t_{on} < t \leq T_c \quad (4.7)$$

Pe baza relațiilor (4.4) și (4.7), precum și din Fig.4.4(b) rezultă că unda tensiunii $u_e(t)$ se prezintă sub forma unui tren de impulsuri dreptunghiulare de amplitudine U_d și lățime t_{on} . Componenta continuă U_e a acestui semnal periodic reprezintă chiar valoarea tensiunii de ieșire, rezultate în urma conversiei continuu-continuu și se poate calcula cu ajutorul formulei valorii medii:

$$\begin{aligned} U_e &= \text{val. medie } u_e(t) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_e(t) \cdot dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{t_{on}} U_d \cdot dt + \frac{1}{T_c} \int_{t_{on}}^{T_c} 0 \cdot dt = \\ &= \frac{\text{Aria } \mathbf{A}}{T_c} = \frac{1}{T_c} U_d \cdot [t]_0^{t_{on}} = U_d \cdot \frac{t_{on}}{T_c} = U_d \cdot D_{RC} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Raportul $\frac{t_{on}}{T_c} = D_{RC}$ este numit **durată relativă de conducție** (în engleză: *duty ratio*) sau **factor de umplere**. Deoarece $0 \leq t_{on} \leq T_c$ atunci $0 \leq D_{RC} \leq 1$. Ținând cont de relația (1.19) rezultă că:

$$0 \leq D_{RC} \leq 1 \Rightarrow 0 \leq U_e \leq U_d \quad (4.9)$$

Relația (1.20) pune în evidență faptul că la ieșirea convertorului prezentat se obține o tensiune a cărei valoare medie (componenta continuă) este în funcție de lățimea impulsurilor de amplitudine U_d . **Acest procedeu de modificare a tensiunii continue poartă denumirea de modificarea lățimii impulsurilor (MLI) sau modificarea duratei impulsurilor (MDI)**. De multe ori în literatura română de specialitate este utilizată și denumirea de **comandă PWM (Pulse Width Modulation)**, termen consacrat în literatura engleză de specialitate.

Sunt sarcini de c.c. care nu acceptă o alimentare sub forma unui tren de impulsuri, chiar dacă acestea prezintă o componenta continuă dorită. În asemenea situații, în funcție de natura receptorului, sunt utilizate filtre de curent sau filtre de tensiune. În cazul prezentat inductanța sarcinii L joacă rolul unui filtru care netezește forma de undă a curentului așa cum se prezintă în Fig.4.4(b). Dacă, de exemplu, sarcina este un motor de c.c. interesează în primul rând ca forma curentului prin indus să fie cât mai netedă deoarece curentul este responsabil de generarea cuplului electromagnetic. În acest caz se va utiliza un filtru inductiv (inductanță de filtrare) legat în serie cu motorul. Dacă frecvența de comutație a convertorului este ridicată, o filtrare eficientă a curentului poate fi obținută doar cu inductanța proprie a motorului.

b) Funcțiile circuitelor de comandă pentru tranzistoare de putere

Tranzistoarele bipolare de putere și structurile monolitice de tip Darlington sunt dispozitive comandate în curent. Această variabilă de comandă trebuie menținută la o valoare corespunzătoare în tot intervalul de timp în care tranzistorul trebuie să-și păstreze starea de conducție. În acest scop sunt utilizate circuite de comandă referite în literatura engleză de specialitate cu titulatura de **driver**, noțiune care a pătruns și în literatura română.

Funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească circuitele de comandă pentru tranzistoare sunt parțial asemănătoare cu circuitele de comandă pe grilă ale tiristoarelor și sunt următoarele:

- Funcția de comunicare și separare galvanică – prin care se asigură mai multe linii de comunicație, cu sau fără separare galvanică, între *driver* și structura de comandă și control, ierarhic superioară. O primă linie este dedicată recepționării semnalelor logice de comandă pentru deschiderea și blocarea dispozitivului de putere. De obicei, aceste semnale sunt aplicate unor intrări trigerabile pentru a le reface dacă au fost afectate de perturbații. Pot fi linii de comunicație și pentru alte semnale de intrare cum ar fi semnale de RESET, START/STOP etc., dar și pentru semnale de reacție prin care se comunică în exterior diferite situații sau stări ale sistemului electronic de putere din aria de responsabilitate a circuitului.
- Funcția de adaptare a semnalului de comandă la cerințele tranzistorului de putere. Prin această funcție circuitul de comandă realizează o conversie a unui semnal logic de comandă într-un semnal de curent sau tensiune având parametri necesari deschiderii sau blocării tranzistorului. Dacă tranzistorul de putere este unul de tip bipolar, pentru deschidere trebuie să injecteze în bază un curent de o anumită valoare și formă. Pentru blocare se recomandă polarizarea inversă a joncțiunii B-E în scopul accelerării proceselor de blocare. Dacă tranzistorul de putere este unul cu grilă MOS cu canal de tip n (MOSFET, IGBT etc.) semnalul logic de comandă este transformat într-un semnal de tensiune cu o amplitudine pozitivă pentru deschidere și o amplitudine negativă pentru blocare.
- Funcții de protecție – prin care se asigură protecția la apariția unor situații anormale cum ar fi: supracurenți prin tranzistor, scăderea tensiunii de alimentare a circuitului de comandă, dispariția tensiunii negative de blocare, creșterea temperaturii dispozitivului peste o limită admisibilă etc. În cazul în care este sesizată una sau mai multe din perturbațiile de mai sus tranzistorul este blocat și se transmite un semnal de atenționare cu separare galvanică structurii de comandă ierarhic superioare.

c) Structuri de comandă în bază a tranzistoarelor bipolare de putere

Conform celor precizate anterior, tranzistoarele bipolare de putere și chiar structurile monolitice de tip Darlington necesită o putere de comandă relativ mare datorită factorului mic de amplificare în curent. Această putere trebuie vehiculată de circuitele de comandă ale tranzistoarelor, motiv pentru care *driver*-ele nu pot fi realizate exclusiv cu integrate specializate. Astfel, circuitele de comandă vor conține etaje finale capabile să suporte curenți de ordinul amperilor sau chiar de ordinul zecilor de amperi. În Fig.4.5 sunt prezentate două variante de asemenea etaje la care

tranzistoarele de mică sau medie putere ce susțin curenții de bază au fost reprezentate simbolic prin comutatoarele K_{on} și K_{off} .

În Fig.4.5(a) este prezentată o structură de comandă simplă ce nu utilizează o tensiune negativă de blocare. Accelerarea blocării tranzistorului este asigurată de rezistența $R_{B(off)}$, legată între bază și emitor (masă), care permite amorsarea unui curent de recombinare $i_{B(off)}$ determinat de sarcina care a participat la conducție. Mărirea rezistenței $R_{B(off)}$ rezultă în urma unui compromis. Pentru o blocare cât mai rapidă este preferată o rezistență cât mai mică. Pe de altă parte, o rezistență mică va deturna spre masă un procent ridicat din curentul I_{B+} furnizat de sursa U_{B+} pentru deschiderea tranzistorului. Astfel, pentru a obține un curent $I_{B(on)}$ suficient trebuie mărit foarte mult curentul I_{B+} și, astfel, crește inadmisibil puterea de comandă:

$$P_{c-da} = U_{B+} \cdot I_{B+} \tag{4.10}$$

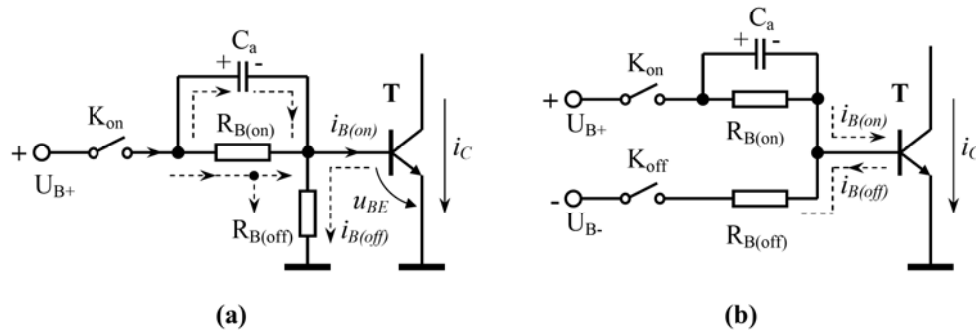


Fig. 4.5 Structuri de comandă în bază a tranzistoarelor bipolare de putere: (a) fără tensiune negativă de blocare; (b) cu tensiune negativă de blocare.

Curentul absorbit de la sursă I_{B+} este impus de valoarea necesară a curentului de bază $I_{B(on)}$ pentru a satura tranzistorul și de valoarea aleasă a rezistenței de blocare $R_{B(off)}$:

$$I_{B+} = I_{B(on)} + \frac{U_{BE(on)}}{R_{B(off)}}, \quad I_{B(on)} \geq \frac{I_C}{\beta} \tag{4.11}$$

Valoarea tensiunii $U_{BE(on)}$ poate fi obținută de pe caracteristica $U_{BE(on)} = f(I_{B(on)})$ a joncțiunii B-E, furnizată de foile de catalog ale tranzistorului bipolar de putere. Analizând relația (4.10) se constată că, în condițiile unui curent I_{B+} impus, o alternativă la scăderea puterii de comandă, pe durata conducției tranzistorului, constă în micșorarea pe cât posibil a tensiunii U_{B+} . În practică se utilizează pentru această tensiune valori cuprinse în intervalul (7÷10)V.

Rezistența de bază $R_{B(on)}$ are rolul de a limita curentul I_{B+} la valoarea determinată cu ajutorul relației (4.11). După ce a fost aleasă tensiunea U_{B+} rezistența $R_{B(on)}$ se calculează cu relația:

$$R_{B(on)} = \frac{U_{B+} - U_{BE(on)}}{I_{B+}} \quad (4.12)$$

Deoarece tensiunea joncțiunii B-E este mică ($U_{BE(on)} < 1V$), puterile disipate la nivelul acestei joncțiuni și pe rezistența $R_{B(off)}$ sunt, la rândul lor, mici. În consecință, o mare parte din puterea de comandă este preluată de rezistența $R_{B(on)}$ care trebuie să fie una de putere, uneori de ordinul zecilor de wați.

Condensatorul C_a în paralel cu rezistența $R_{B(on)}$ se numește **condensator de accelerare** și are rolul de a grăbi procesele de intrare în conducție a tranzistorului prin injectarea unui curent de vârf în bază. Vârful de curent apare imediat după închiderea elementului de comutație K_{on} deoarece capacitatea C_a este găsită descărcată. Astfel, curentul i_{B+} ocolește rezistența $R_{B(on)}$, fiind limitat la început doar de rezistența internă a sursei și de rezistența dinamică a joncțiunii B-E. După un mic interval de timp condensatorul se încarcă până ce tensiunea de la bornele sale atinge exact valoarea căderii de tensiunii de pe rezistența $R_{B(on)}$ în regim stabilizat de funcționare. După acest moment tot curentul I_{B+} va străbate numai rezistența $R_{B(on)}$.

În Fig.4.5(b) este prezentată o structură de comandă în bază care utilizează o tensiune negativă de blocare U_{B-} . Aceasta polarizează invers joncțiunea B-E prin intermediul elementului de comutație K_{off} , imediat ce a fost întrerupt curentul $I_{B(on)}$ de către K_{on} . Astfel, rezultă un curent de recombinare $I_{B(off)}$ mai mare în comparație cu etajul prezentat în Fig.4.5(a), iar tranzistorul bipolar de putere este blocat mai rapid. Se poate aprecia că etajul din Fig.4.5(b) este o variantă îmbunătățită a celui din Fig.4.5(a). Rezistența $R_{B(off)}$ poate lipsi în aplicații dacă nu se dorește un control al vitezei de blocare în scopul limitării supratensiunilor de comutație. Deoarece joncțiunea B-E rezultă din procesul de fabricație cu o tensiune de străpungere inversă coborâtă, este indicat ca tensiunea de blocare U_{B-} să nu fie mai mare de $-(7\div 10)V$.

Așa cum s-a evidențiat în paragraful (3), prin creșterea curentului de bază peste o anumită valoare, tranzistorul trece în starea de saturație profundă. Nu este o stare de conducție dorită deoarece sunt acumulați purtători de sarcină în exces care prelungesc nejustificat regimul dinamic de blocare. Din acest motiv schemele de comandă trebuie să fie capabile să mențină o stare de saturație ușoară a dispozitivului. Dacă valoarea curentului de colector în regim stabilizat este mereu aceeași, o saturație optimă a tranzistorului se obține prin alegerea corectă a valorii curentului de bază $I_{B(on)}$. Totuși, în structurile convertoarelor, curentul de colector depinde în mod direct de curentul de sarcină care poate fi considerat o variabilă aleatoare. Pentru a avea o comandă acoperitoare în orice situație, curentul $I_{B(on)}$ se poate alege în funcție de curentul maxim de sarcină sau în funcție de curentul maxim de colector I_{CM} , acceptat de catalog. Soluția suferă datorită faptului că la sarcini mai mici tranzistorul intră în starea de saturație profundă. În scopul obținerii unei comanzi adaptive, în funcție de curentul de colector, sunt utilizate **diode antisaturație** (D_{as}) în etajul final al circuitelor de comandă – vezi Fig.4.6.

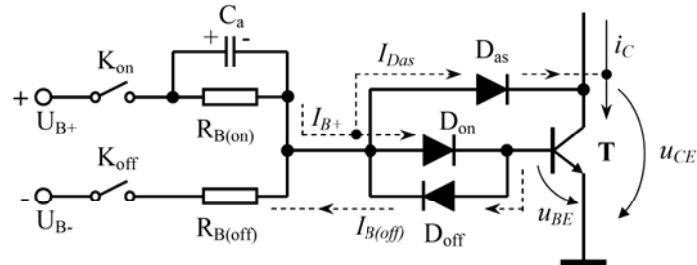


Fig. 4.6 Etaj final pentru comanda tranzistoarelor bipolare de putere cu diodă antisaturație (D_{as})

Dioda antisaturație permite devierea unei părți din curentul de bază $I_{B(on)}$ atunci când tranzistorul are tendința de a intra în starea de saturație profundă. Pentru a implementa tehnic fenomenul se introduc mai multe diode D_{on} în serie, pe ramura curentului $I_{B(on)}$, astfel încât, într-o stare de saturație ușoară a tranzistorului, căderea de tensiune de pe ramura bazei să fie imediat sub valoarea căderii de tensiune de pe ramura diodei antisaturație: $U_{D_{on}} + U_{BE(on)} < U_{D_{as}} + U_{CE(sat)}$ și dioda D_{as} este blocată.

Există o corespondență între valoarea tensiunii $U_{CE(sat)}$ și gradul de saturație al tranzistorului bipolar de putere. Atunci când tranzistorul trece din starea de saturație ușoară în starea de saturație profundă, tensiunea dintre colector și emitor $U_{CE(sat)}$ scade cu câteva zecimi de volt, dioda D_{as} se deschide și surplusul din valoarea curentului de comandă care a determinat saturarea profundă a tranzistorului va ocoli baza pe traseul D_{as} – colector – emitor – masă. Dioda antisaturație trebuie să fie rapidă, de comutație, capabilă să preia tensiuni inverse mari atunci când tranzistorul este blocat.

5. Montajul de laborator

Schema bloc a montajului de laborator pentru studiul circuitelor de comandă dedicate tranzistoarelor bipolare de putere este prezentată în Fig.4.7, iar imaginea montajului este prezentată în Fig.4.8. Montajul cuprinde, ca bloc principal, *driver*-ul ce face obiectul studiului, realizat cu componente discrete (comparatoare, tranzistoare, diode, rezistențe, capacități etc.). Acesta comandă un tranzistor de putere echivalent notat cu T care este de fapt un triplu Darlington monolitic inclus într-un modul de putere de tip SK50120D, realizat de firma *Semikron*. Trebuie precizat că, modulul de putere include două asemenea tranzistoare echivalente împreună cu diode de descărcare în antiparalel, toate elementele din modul formând așa numita topologie „braț de punte” (*half bridge*). Este o structură larg utilizată în electronica de putere din care se va utiliza pentru montajul de laborator doar tranzistorul superior din braț și dioda de descărcare din partea inferioară a brațului. Astfel, se obține schema unui

convertor c.c. – c.c. (*chopper*) cu funcționare într-un cadran. Pentru a funcționa acest tranzistor de putere T este comandat ciclic cu un semnal modulat în lățime, PWM.

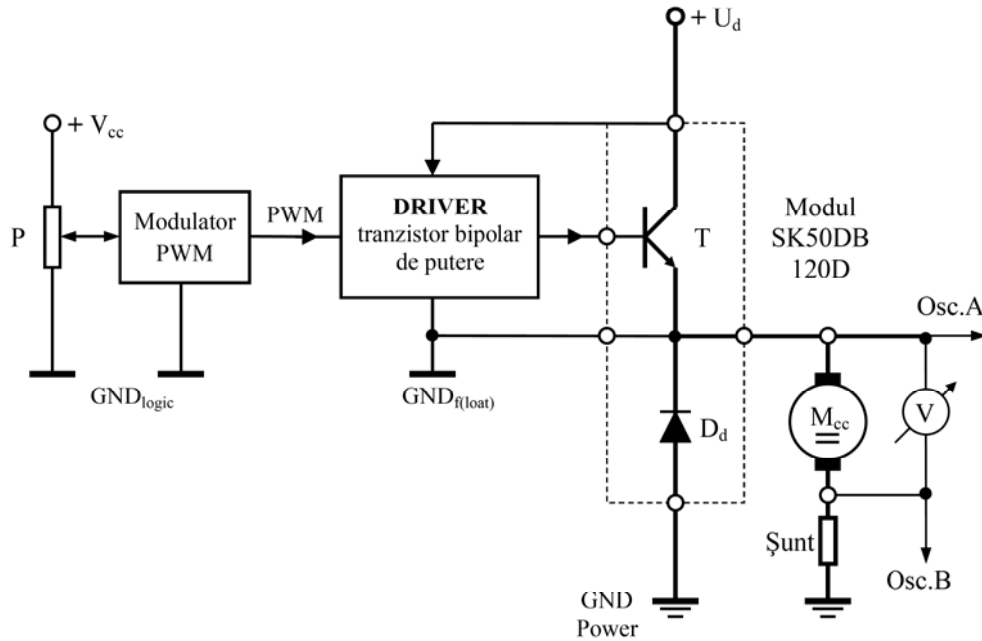


Fig. 4.7 Schema bloc a montajului de laborator.

Semnalul logic de comandă aplicat la intrarea *driver*-ului este generat de un modulator PWM pe un nivel de 5V. Legatura dintre modulator și *driver* se realizează printr-un cablu ecranat având la capete conectori. Pe modulator se află potențiometrul P prin intermediul căruia poate fi modificat factorul de umplere al semnalului PWM.

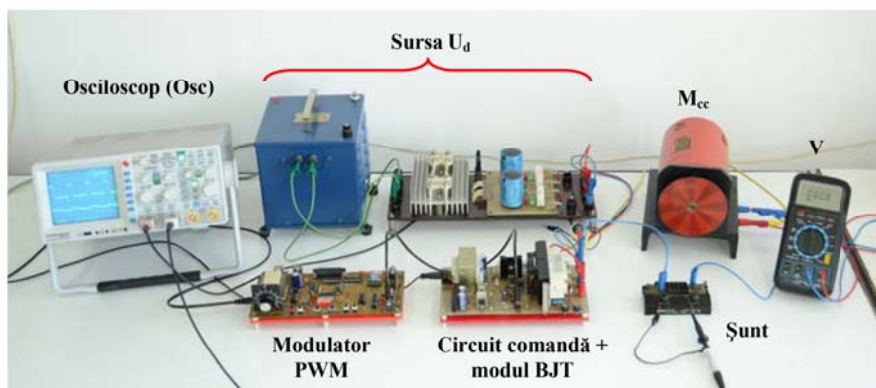


Fig. 4.8 Imaginea montajului de laborator.

Structura de forță, formată din tranzistorul echivalent T și dioda de descărcare D_d alimentează cu impulsuri modulate în lățime un motor de c.c. notat cu M_{cc} . Prin modificarea factorului de umplere al semnalului PWM se poate regla tensiunea medie la nivelul motorului și implicit turația acestuia. Măsurarea tensiunii medii se poate face cu ajutorul voltmetrului V. Standul de laborator permite oscilografiera cu ușurință a semnalului logic PWM, a curentului de bază injectat în baza tranzistorului de putere și a semnalelor tensiune-curent din partea de forță. În imaginea din Fig.4.9 osciloscopul prezintă forma de undă a tensiunii de pe motor și a forma de undă a curentului prin acesta, preluat de pe un șunt integrat în topologia convertorului.

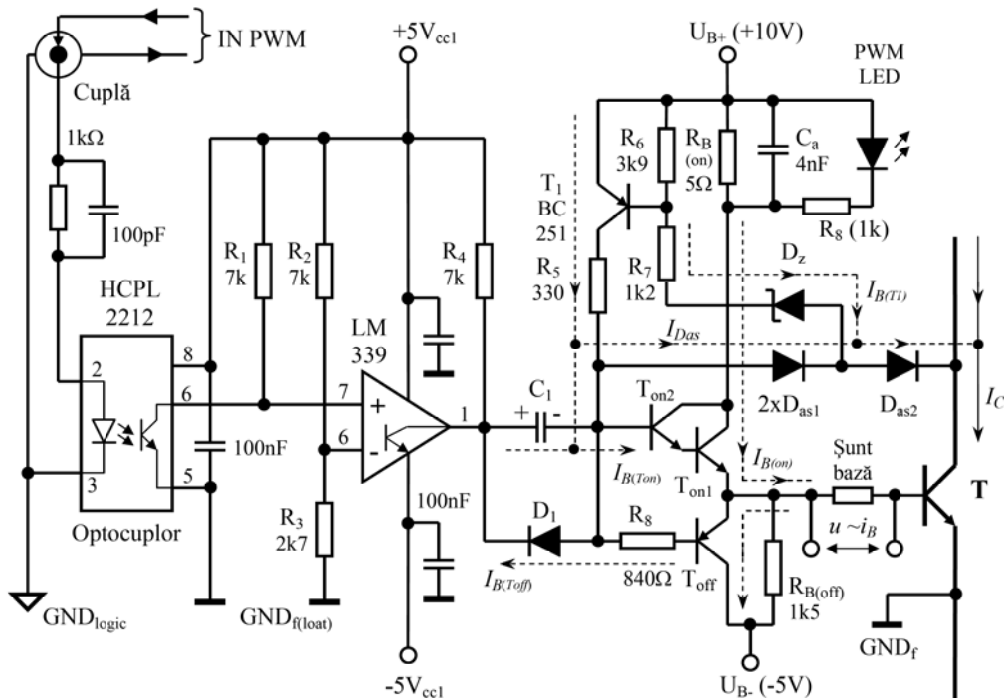


Fig. 4.9 Circuit de comandă pentru tranzistoare bipolare de putere.

Schema *driver*-ului utilizat în laborator pentru comanda unui tranzistor bipolar de putere este prezentată Fig.4.9, iar imaginea în Fig.4.10. Schema a fost realizată cu componente discrete, implementează funcția de separare galvanică, protecția la supracurenți și antisaturarea tranzistorului de putere prin alegerea variantei de etaj final ca în Fig.4.6. Cele două comutatoare K_{on} și K_{off} sunt obținute cu ajutorul tranzistoarelor T_{on} și T_{off} . Deoarece curentul de bază $I_{B(on)}$ este de ordinul amperilor (1,5A) pentru T_{on} s-a utilizat un montaj Darlington format din două tranzistoare T_{on1} (D44H10) și T_{on2} (2N2222). Acesta din urmă este comandat la rândul lui de comparatorul LM339, un integrat cu ieșire tip „open collector” care asigură controlul etajului final și implicit a tranzistorului cu o tensiune bipolară (pozitivă pentru

deschidere și negativă pentru blocare). Comparatorul mai are rolul de a forma semnalul de comandă PWM recepționat prin intermediul optocuplorului (HCPL2212) care asigură separarea galvanică. Tranzistorul de blocare T_{off} este mult mai puțin solicitat în curent (preia doar impulsuri de curent pe durata regimurilor dinamice de blocare a tranzistorului bipolar de putere) motiv pentru care la acesta nu s-a mai ales varianta unui montaj Darlington. Pentru *driver*-ul din laborator s-a utilizat pentru T_{off} complementarul tranzistorului final din structura T_{on} , respectiv tranzistorul D45H10.

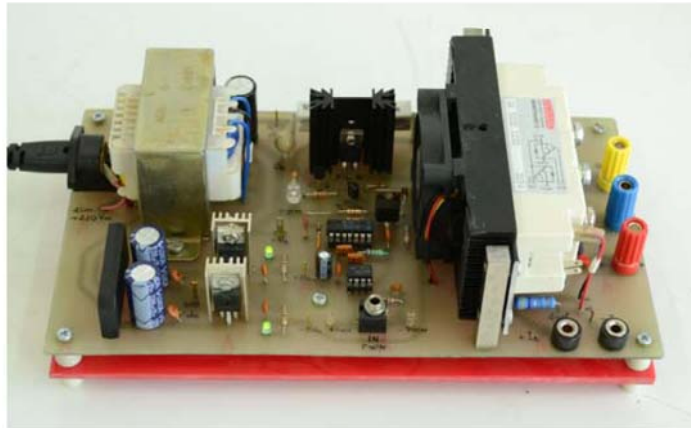


Fig. 4.10 Imaginea circuitului de comandă, a modului de putere BJT și a sursei multiple de c.c.

Activarea optocuplorului este echivalentă cu aducerea în conducție a tranzistorului bipolar de putere. Astfel, prin deschiderea foto-tranzistorului din structura optocuplorului (HCPL2212) la ieșirea acestuia (pinul 6) tensiunea scade progresiv, inclusiv pe intrarea inversoare a comparatorului LM339. Atunci când se atinge valoarea impusă de divizorul rezistiv $R_2 - R_3$ comparatorul basculează și blochează tranzistorul final din structura sa. Astfel, potențialul la ieșirea comparatorului fixat prin rezistența R_4 crește brusc determinând un curent de încărcare a condensatorului C_1 cu polaritatea din figură. Acest curent va comanda structura *Darlington* T_{on} care va asigura curentul $I_{B(on)}$ de deschidere a tranzistorului bipolar de putere T . Acesta va intra în conducție și potențialul său din colector va scădea spre valoarea de saturație $U_{CE(sat)}$ permițând deschiderea diodei Zener Dz și amorsarea curentului de bază $I_{B(T1)}$. Prin deschiderea tranzistorului T_1 se asigură curentul de bază a structurii T_{on} și după încărcarea condensatorului C_1 .

Practic, pentru conducție, schema de comandă funcționează asemeni unei structuri cu automenținere. Pe traseul optocuplorului este numai inițializată conducția urmând ca aceasta să se mențină cu ajutorul tranzistorului T_1 dacă valoarea curentului de sarcină se menține în limite acceptabile. În momentul în care punctul de funcționare părăsește dreapta de saturație ca urmare a unui supracurent prin tranzistorul bipolar de

putere, potențialul din colector va crește și va bloca diodele de pe traseul curentului $I_{B(T1)}$:

$$U_{CE(T)} \geq U_{B+} - (U_{BE(T1)} + U_{Dz} + U_{Das2}) \quad (4.13)$$

În consecință, tranzistorul T_1 se blochează și va determina, la rândul lui, blocarea structurii T_{on} și mai departe a tranzistorului de putere. Pentru a evita apariția unor supratensiuni de comutație periculoase datorită întreruperii rapide a unor curenți de scurtcircuit (di/dt mare), pare ciudat, dar în aceste condiții de avarie se preferă o blocare mai lentă a tranzistorului de putere doar prin intermediul rezistenței $R_{B(off)}$ alese corespunzător. În acest fel, este implementată funcția de protecție la curenți de scurt circuit de tip DESAT. Valoarea curentului de la care schema de protecție începe să lucreze este fixată prin intermediul tensiunii diodei Zener Dz .

Blocarea voită a tranzistorului bipolar de putere se realizează dacă semnalul logic PWM de la intrarea optocuplorului este adus în 0L. Astfel, fototranzistorul se blochează și crește potențialul de pe intrarea inversoare a comparatorului LM339. Acesta va bascula și va deschide tranzistorul final din structura sa, legând colectorul acestuia (ieșirea comparatorului) la potențialul sursei negative de alimentare ($-5V_{cc1}$). Apare curentul $I_{B(Toff)}$ prin baza tranzistorului T_{off} , mai întâi pe calea condensatorului C_1 până când acesta se descarcă după care pe calea diodei D_1 . Acest fapt este echivalent cu deschiderea tranzistorul T_{off} și aplicarea tensiunii negative U_{B-} pe baza tranzistorului de putere pentru accelerarea blocării acestuia în regim normal de funcționare. Pe întreg intervalul în care tranzistorul bipolar de putere trebuie blocat se menține o polarizare inversă a joncțiunii B-E. Pentru menținerea tranzistorului la limita stării de saturație s-au utilizat diodele antisaturație D_{as1} (2 bucați) și D_{as2} .

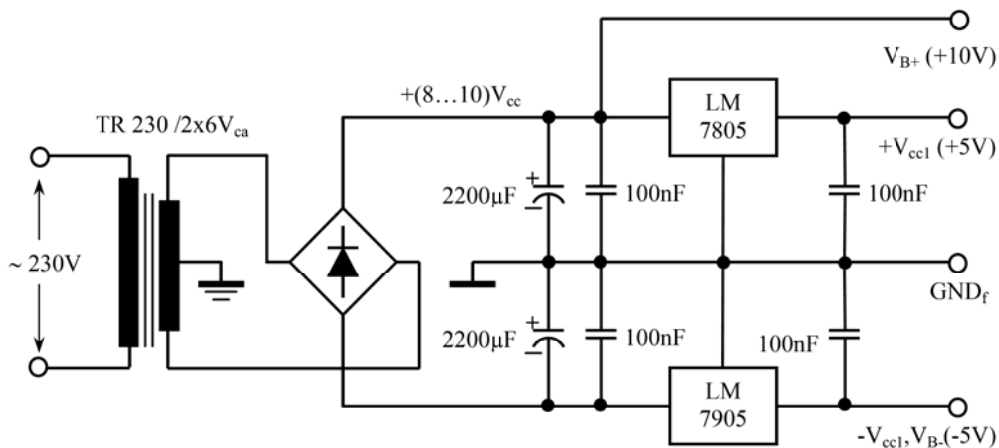


Fig. 4.11 Sursa multiplă pentru alimentarea circuitului de comandă.

Driver-ul tranzistorului bipolar de putere este conectat la schema de forță. Din acest motiv între modulatorul PWM, care poate fi un microcontroler (μC) sau un procesor de semnal numeric (DSP) și driver trebuie existe o separare galvanică. În

consecință, pentru alimentarea schemei logice a driver-ului cu tensiunea dublă stabilizată $\pm 5V_{cc1}$ și pentru alimentarea etajului final cu tensiunile V_{B+} , V_{B-} s-a realizat o sursă multiplă a cărei schemă este dată în Fig.4.11. Tensiunile $\pm 5V_{cc1}$ sunt obținute cu ajutorul stabilizatoarelor monolitice LM7805, respectiv LM7905. Tensiunea V_{B+} a fost preluată imediat după redresor, fără a o mai trece prin stabilizator. Tensiunea V_{B-} este aceeași cu $-V_{cc1}$ deoarece nu există un consum ridicat în starea de blocare a tranzistorului. Această tensiune este utilizată doar pentru accelerarea blocării tranzistorului de putere și menținerea lui în stare blocată printr-o simplă polarizare inversă a joncțiunii B-E.

6. Modul de lucru

1. Se vor studia aspectele teoretice referitoare la tranzistorul bipolar de putere din prima parte a referatului: simbol, structură semiconductoare, caracteristici statice;
2. Se va analiza modul în care, prin intermediul curentului de bază, este indusă starea de conducție a tranzistorului bipolar și condiția pe care trebuie să o îndeplinească valoarea acestui curent de comandă pentru ca tranzistorul să fie deschis în totalitate (saturație);
3. Se va analiza tehnica de comandă PWM (principiul conversiei continuu-continuu a energiei electrice) și relația tensiunii medii;
4. Se vor trece în revistă funcțiile care trebuie să le posedă un circuit de comandă pentru tranzistoare de putere;
5. Se vor studia structurile de comandă în bază ale tranzistoarelor bipolare de putere (etajele finale ale *driver*-elor pentru tranzistoare bipolare de putere);
6. Se va analiza montajul din laborator, schema *driver*-ului pentru tranzistorul bipolar de putere, se vor identifica elementele de circuit care o compun și bornele de măsură pe placa experimentală;
7. Se va realiza montajul de laborator așa cum se prezintă în schema bloc din Fig.4.7.
8. Se vor vizualiza cu ajutorul unui osciloscop forma de undă a tensiunii de pe rezistența de bază (R_B), proporțională cu valoarea curentului de bază la deschiderea tranzistorului de putere.
9. Se vor vizualiza cu ajutorul osciloscopului cu două spoturi formele de undă ale curentului prin motor (i_e) și ale tensiunii de la bornele sale (u_e);
10. Se va pune în evidență modul de reglare al tensiunii medii U_e prin intermediul factorului de umplere corespunzător semnalului PWM (prin durata relativă de conducție a tranzistorului T) cu ajutorul unui voltmetru și prin sesizarea modificării vitezei motorului de c.c.