

Lucrarea 2

GENERALITĂȚI ASUPRA DISPOZITIVELOR ȘI MODULELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

1. Introducere

Partea de forță a convertoarelor statice conține ca elemente de bază dispozitive semiconductoare de putere care se comportă asemănător unui întrerupător (comutator) electronic. În regim stabilizat aceste *elemente de comutație* nu lucrează niciodată în zona lor liniară unde se comportă ca o rezistență variabilă deoarece s-ar produce pierderi energetice inacceptabile. Din acest motiv dispozitivele semiconductoare de putere din structura convertoarelor statice vor lucra totdeauna în comutație. Astfel, în electronica de putere, dispozitivele vor funcționa doar în două stări stabile: *starea de conducție* (ON) când se permite circulația curentului electric prin ramura de circuit, ideal fără nici o cădere de tensiune pe dispozitiv și *starea de blocare* (OFF) când circulația curentului este întreruptă în totalitate.

2. Clasificarea dispozitivelor semiconductoare de putere

În funcție de modalitatea în care pot fi controlate (*criteriul controlabilității*) dispozitivele semiconductoare de putere pot fi încadrate în trei categorii:

1) **Dispozitive necontrolabile** - categorie formată din *diodele de putere* care nu prezintă decât două terminale de forță, fără terminal de comandă. Starea de conducție sau de blocare este dictată de felul în care sunt polarizate în circuit.

2) **Dispozitive cu amorsare controlată** – categorie în care sunt incluse *tiristoarele* și *triacele*. Istoric vorbind, tiristorul a fost primul dispozitiv semiconductor de putere cu trei terminale, două de forță (anod, catod) și unul de comandă numit *grilă* sau *poartă*. Pentru a intra în conducție un tiristor trebuie polarizat direct și comandat între grilă și catod cu un impuls scurt de curent. Odată amorsată conducția, curentul de grilă poate să dispară deoarece dispozitivul rămâne “agățat” în această stare până când sunt înlăturate condițiile de blocare, respectiv o polarizare inversă și o anulare a curentului prin acesta. Nu poate fi indusă starea de blocare prin comandă și din acest motiv se poate afirma că tiristorul este un dispozitiv semiconductor de putere pe jumătate controlat. Eforturile de cercetare pentru a obține o structură semiconductoră asemănătoare cu tiristorul, dar care să posede și facilități de blocare prin comandă, au condus la realizarea *tiristorului cu blocare pe poartă* tip GTO (*Gate Turn-Off*

Thyristor) care este un dispozitiv din clasa celor complet controlabile. Triacul poate fi echivalat cu o structură formată din două tiristoare conectate în antiparalel.

3) **Dispozitive semiconductoare de putere controlabile** – sunt elemente de comutație care pot fi aduse în conducție și blocate prin comandă. Cu anumite excepții (ex. GTO, MCT) semnalul de deschidere trebuie aplicat continuu pe terminalul de comandă pentru a menține starea de conducție a acestora dacă sunt polarizate direct. Blocarea se produce de la sine atunci când semnalul de comandă este îndepărtat sau va scădea sub o anumită valoare de prag. Totuși, în foarte multe situații se preferă blocarea lor cu semnale inverse de comandă pentru a avea siguranța că nu se vor deschide accidental, situație care poate conduce la apariția unor scurt circuite în convertoare.

În funcție de natura semnalului de comandă, la rândul lor dispozitivele controlabile pot fi separate în două grupe distincte:

- a) dispozitive comandate în curent – care pot fi:
 - **tranzistoarele bipolare de putere** (*Bipolar Junction Transistors* -BJT) – sunt dispozitive relativ lente pe durata tranzițiilor (pierderi mari în comutație), dar au avantajul obținerii unor stări de conducție profunde (pierderi mici în conducție).
 - **tiristoarele cu blocare pe poartă** (GTO) sunt dispozitive utilizate în aplicații de mare putere. Pentru comanda acestor dispozitive sunt utilizate impulsuri de curent, un impuls pozitiv de amplitudine mică pentru deschidere (la fel ca la tiristor) și un impuls negativ de amplitudine mare pentru blocare.
 - b) dispozitive comandate în tensiune – mai sunt numite și dispozitive semiconductoare de putere cu grilă MOS (*Metal-Oxide-Semiconductor*) sau grilă izolată. Având în vedere calitățile incostabile ale acestora (putere mică de comandă, frecvență mare de lucru etc.) cercetările din domeniul semiconductoarelor de putere și eforturile tehnologice de fabricație s-au îndreptat cu precădere spre dezvoltarea lor. În prezent, se găsesc pe piață o multitudine de asemenea dispozitive. În continuare sunt prezentate cele mai utilizate sau acele dispozitive cu grilă MOS care au avut și au rolul cel mai important în evoluția electronicii de putere:
 - **tranzistoare MOSFET de putere** (*MOS Field Effect Transistors*) – sunt dispozitive rapide (pierderi mici în comutație) și din acest motiv sunt utilizate în convertoare cu frecvențe de lucru mari (zeci + sute de kHz). Dezavantajul lor constă în creșterea rapidă a valorii rezistenței de conducție ($r_{DS(on)}$ – parametru de catalog) odată cu creșterea tensiunii de lucru maxime pentru care au fost fabricate, ceea ce va conduce la pierderi importante pe durata conducției. Din acest motiv nu sunt utilizate în convertoare de puteri mari.
-

- **tranzistoare bipolare cu grilă izolată (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT)** este un tranzistor hibrid, o combinație între tranzistorul bipolar de putere de la care a luat calitatea conducției unor curenți mari fără pierderi importante și tranzistorul de tip MOSFET de la care a luat viteza relativ mare de comutație. A rezultat un tranzistor care poate fi utilizat în convertoare cu comutație forțată la frecvențe de lucru ridicate (kHz ÷ zeci de kHz) până la puteri de ordinul zecilor de megawați. Astfel, se poate afirma că în prezent tranzistorul de tip IGBT este locomotiva electronicii de putere, cel mai utilizat dispozitiv din acest domeniu al tehnicii.

Având în vedere diversitatea dispozitivelor semiconductoare de putere controlabile și trăsătura lor comună de a fi aduse în conducție și de a fi blocate prin comandă, s-a simțit nevoia reprezentării acestora printr-un simbol unic în schemele de forță ale convertoarelor statice. În Fig.2.1. sunt date două variante de simboluri utilizate în literatura de specialitate.

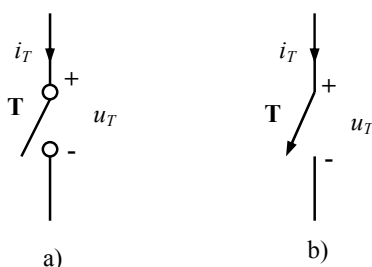


Fig. 2.1 Simboluri utilizate pentru dispozitive semiconductoare controlabile.

Prima variantă (Fig.2.1.a) este asemănătoare cu simbolul unui contact electric comandat aparținând unui contactor sau releu. A doua variantă (Fig.2.1.b) este mai stilizată și pune în evidență caracteristica de conducție unidirecțională a curentului printr-un asemenea dispozitiv (săgeata contactului). Variabilele i_T și u_T reprezintă curentul care străbate dispozitivul T, respectiv căderea de tensiune pe acesta în starea de conducție. În continuare se va utiliza varianta (b), varianta (a) fiind mai degrabă adecvată pentru comutatorul electronic bidirecțional utilizat în convertoarele matriciale.

Un **al doilea criteriu de clasificare** al dispozitivelor semiconductoare de putere ar putea fi considerat numărul de caracteristici de blocare și de conducție realizate de dispozitiv. Acestea, *definite în mod ideal*, sunt ilustrate în sistemul de axe $i_T - u_T$ din Fig.2.2.

Pot fi evidențiate următoarele caracteristici și totodată stări ale dispozitivelor semiconductoare de putere:

- *caracteristica de blocare directă* – este obținută atunci când dispozitivul blochează tensiuni directe (pozitive). Nici un curent nu circulă prin elementul de comutație în această stare;
- *caracteristica de conducție directă* – este obținută atunci când dispozitivul se află în conducție totală preluând un curent pozitiv determinat de o tensiune de polarizare directă. Căderea de tensiune pe elementul de comutație aflat în starea de conducție, în mod ideal, este considerată zero;
- *caracteristica de blocare inversă* – este obținută atunci când dispozitivul blochează tensiuni inverse (negative). Nici un curent nu circulă prin dispozitiv în această stare;
- *caracteristica de conducție inversă* – este obținută atunci când dispozitivul poate să conducă și curenți inverși, negativi. Această caracteristică este specifică elementelor de comutație bidirectionale.

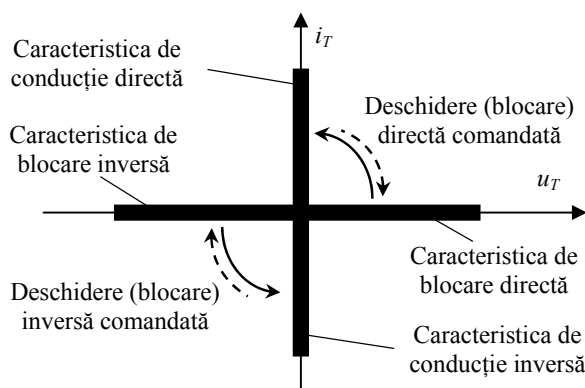


Fig. 2.2 Caracteristicile ideale, de conducție și de blocare, specifice elementelor de comutație din electronica de putere.

Majoritatea dispozitivelor semiconductoare utilizate în electronica de putere nu pot obține toate caracteristicile enumerate mai sus. Astfel, diodele lucrează doar pe două caracteristici din Fig.2.2, una de conducție și una de blocare, trecerea între cele două făcându-se necontrolat. Dispozitivele controlabile pot realiza două sau trei caracteristici: caracteristicile de blocare directă și inversă precum și caracteristica de conducție directă cu precizarea că trecerea de pe caracteristica de blocare directă și conducție directă se obține în urma unei comenzi. Sunt unele dispozitive controlabile (ex. tranzistorul MOSFET) care nu au capacitate de blocare inversă.

Așa cum s-a mai precizat, dispozitivele semiconductoare de putere elementare sunt, în general, ventile unidirectionale în ceea ce privește sensul de circulație al curentului prin ele. Foarte interesante în structurile moderne ale electronicii de putere

sunt dispozitivele care pot realiza toate cele patru caracteristici prezentate mai sus numite comutatoare electronice sau celule de comutație *bidirecționale*. Pentru a obține comutatoare bidirecționale controlabile, în prezent sunt utilizate ansambluri de tranzistoare de putere legate în antiparalel. Dacă tranzistoarele utilizate prezintă o slabă capacitate de blocare inversă acestea sunt însoțite de diode rapide conectate în montaje așa cum se prezintă în Fig.2.3.

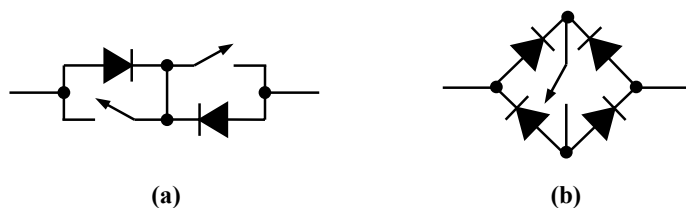


Fig. 2.3 Modalități de obținere a celulelor de comutație bidirecționale și controlabile cu ajutorul unor dispozitive având capacitate redusă de blocare inversă.

3. Capsula, structura semiconductoare, simbolul și caracteristicile dispozitivelor de putere

Toate dispozitivele de putere conțin o parte activă formată dintr-o pastilă semiconductoare (*monocristal*) închisă etanș într-o *capsulă*. Materialul semiconductor este împărțit în straturi sau regiuni impurificate diferit. Se formează astfel o *structură semiconductoare* de care depind parametrii de funcționare ai dispozitivului, atât în regim static, cât și în regim dinamic. Suprafețele monocristalului în contact cu terminalele de forță (conductoarele de legătură) sunt metalizate, iar stratul semiconductor superficial de sub aria metalizată este puternic dopat pentru a evita o rezistență mare de contact. Suprafețele rămase și, în special cele care includ joncțiuni, sunt pasivizate și protejate cu materiale dielectrice adăugate sau formate direct din materialul semiconductor cum ar fi, de exemplu, dioxidul de siliciu (SiO_2).

Capsula dispozitivului are diferite forme și mărimi în funcție de tipul acestuia, de fabricant, de tensiunea la care lucrează, de curentul maxim vehiculat, de modul de răcire etc. Se observă o tendință a firmelor de a se alinia la un același standard cu privire la forma și mărimea capsulelor, respectiv a modulelor. Rolul capsulei este multiplu, după cum urmează: conferă rezistență mecanică dispozitivului, asigură protecția structurii semiconductoare contra unor factori de mediu cum ar fi umiditatea, susține terminalele de conectare în circuit și, nu în ultimul rând, asigură transferul de căldură, uneori cu separare galvanică, între pastila semiconductoare și exterior.

Simbolul unui dispozitiv semiconductor este o construcție grafică ce definește tipul dispozitivului și evidențiază toate terminalele de forță și comandă ale

acestuia. Prin intermediul simbolului grafic se poate marca poziția exactă a semiconductorului într-o schemă și conexiunile prin care dispozitivul este legat de alte elemente de circuit sau blocuri funcționale.

Pentru a defini performanțele de funcționare ale unui dispozitiv semiconductor și pentru a dispune de criterii prin care să poate fi comparat cu alte dispozitive sunt definite **caracteristicile** acestuia. Toate caracteristicile specifice dispozitivelor semiconductoare de putere pot fi grupate în două mari categorii:

- **caracteristici statice** prin care pot fi evidențiate tensiunile de lucru, tensiunile de străpungere inversă sau directă, curenții nominali, maximi și de scăpări, căderile de tensiune de pe dispozitivul aflat în conducție, pierderi în conducție, zona de saturație, zona ohmică, zona de funcționare sigură etc. Toate aceste mărimi sunt definite pentru un regim stabilizat de funcționare, de conducție sau blocare fermă. De asemenea, multe din aceste mărimi depind de valoarea parametrului de comandă. În general, caracteristicile statice sunt date prin intermediul caracteristicilor volt-ampere ($u-i$) ale dispozitivelor trasate în planul electric prezentat în Fig.2.2.
- **caracteristici dinamice** prin care sunt apreciate performanțele dinamice ale dispozitivului, de tranziție din starea blocat în starea de conducție și viceversa. Aceste mărimi pot fi: timpii de comutație, frecvențele maxime de lucru, pierderile în comutație, pantele de creștere și scădere ale curentului sau ale tensiunii, curentul invers de recombinare a sarcinilor care au participat la conducție, supratensiunile de comutație etc., așa cum sunt prezentate grafic în Fig.2.4.

4. Pierderi în dispozitive semiconductoare de putere

Un aspect foarte important legat de funcționarea dispozitivelor semiconductoare de putere se referă la pierderi. **Pierderile sunt o fracțiune din energia electrică vehiculată prin dispozitiv care este reținută de acesta prin transformarea ei în căldură.** Având în vedere gabaritul relativ mic al dispozitivului (constantă termică redusă), acesta își poate crește rapid temperatura, distrugându-se termic. Cantitativ, aceste pierderi pot fi exprimate prin energia reținută de comutatorul electronic pe durata unei secunde, valoare ce corespunde, de fapt, puterii medii transformate în căldură.

În primul rând trebuie precizat că, pe durata blocării unor tensiuni directe sau inverse, dispozitivele reale se comportă asemeni unui comutator ideal, deoarece curenții de scăpări sunt neglijabili, de ordinul microamperilor (μA). Astfel, puterea vehiculată prin dispozitiv în starea de blocare poate fi apreciată ca fiind zero și, în consecință, nu apar pierderi pe durata intervalului de blocare. În schimb, odată declanșată starea de conducție, așa cum se observă în Fig.2.1, apare un curent

important de multe ori în prezența unei căderi de tensiune u_T diferită de zero. Aceasta va determina absorbția unei puteri electrice instantanee de către dispozitiv dată de relația:

$$p_T(t) = u_T(t) \cdot i_T(t) \quad (2.1)$$

Puterea instantanee care determină pierderile în dispozitiv apare, atât pe durata tranzițiilor dispozitivului, cât și pe durata stării așezate de conducție. Pierderile aferente regimului stabilizat de conducție poartă denumirea de **pierderi în conducție**.

Pot fi evidențiate două situații în care dispozitivele semiconductoare de putere comută. Astfel, în prima situație se produce o **comutare în sarcină** (*switch-mode* sau *hard-switching*), atunci când pe dispozitivul aflat în tranziție vom regăsi o cădere de tensiune importantă concomitent cu un curent descrescător (la blocare) sau un curent crescător (la intrarea în conducție). Din acest motiv, puterea instantanee la nivelul dispozitivului este diferită de zero și apar așa numitele **pierderi în comutație**. Există și posibilitatea unei **comutații ușoare**, fără pierderi (*soft-switching*), a dispozitivelor semiconductoare obținută în convertoarele rezonante. În continuare va fi luată în discuție doar comutația în sarcină, deoarece este cea mai utilizată în practică și este cea mai sugestivă din punct de vedere al pierderilor.

Pentru a pune în evidență factorii care influențează pierderile, se vor determina relațiile de calcul pornind de la formele de undă liniarizate ale curentului (i_T) și tensiunii (u_T) pe durata unui ciclu de funcționare care include, pornind de la starea de blocare, intrarea în conducție, intervalul de conducție efectivă urmat de ieșirea din conducție – Fig. 2.4.

Trebuie precizat că, pe durata comutațiilor formele de undă ale tensiunii de pe dispozitiv, respectiv ale curentului prin acesta, evoluează în sensuri diferite, fie simultan, fie în foarte multe cazuri separat (exemplu: în celulele de comutație cu diode de recuperare din comutația forțată). În cazul evoluției separate totdeauna regimul dinamic al curentului prin dispozitivul semiconductor de putere se desfășoară atunci când tensiunea este ridicată pe acesta. Astfel, la intrarea în conducție întâi va crește curentul de la valoarea zero la valoarea de regim I_d după care tensiunea va scădea la valoarea de saturație U_{on} , iar la blocare, întâi va crește tensiunea de la valoarea U_{on} la valoarea sursei U_d după care urmează scăderea curentului la zero. Pentru o apreciere generală a pierderilor la nivelul unui element de comutație în timpul funcționării se va lua în considerație acest din urmă caz deoarece este acoperitor pentru orice situație.

Semnificația mărimilor din Fig.2.4 este următoarea: $t_{d(on)}$ – timpul de întârziere la deschidere (*delay time*), t_{ri} – timpul de creștere a curentului (*current rise time*), t_{fv} – timpul de cădere a tensiunii (*voltage fall time*), $t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv}$ – timp de comutație la deschidere, $t_{d(off)}$ – timpul de întârziere la blocare, t_{rv} – timpul de creștere a tensiunii, t_{fi} – timp de cădere a curentului, $t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi}$ – timp de comutație la blocare, t_{on} – timp de conducție, t_{off} – timp de blocare, $T_c = t_{on} + t_{off}$ – perioada de comutație, $f_c = 1/T_c$ – frecvență de comutație.

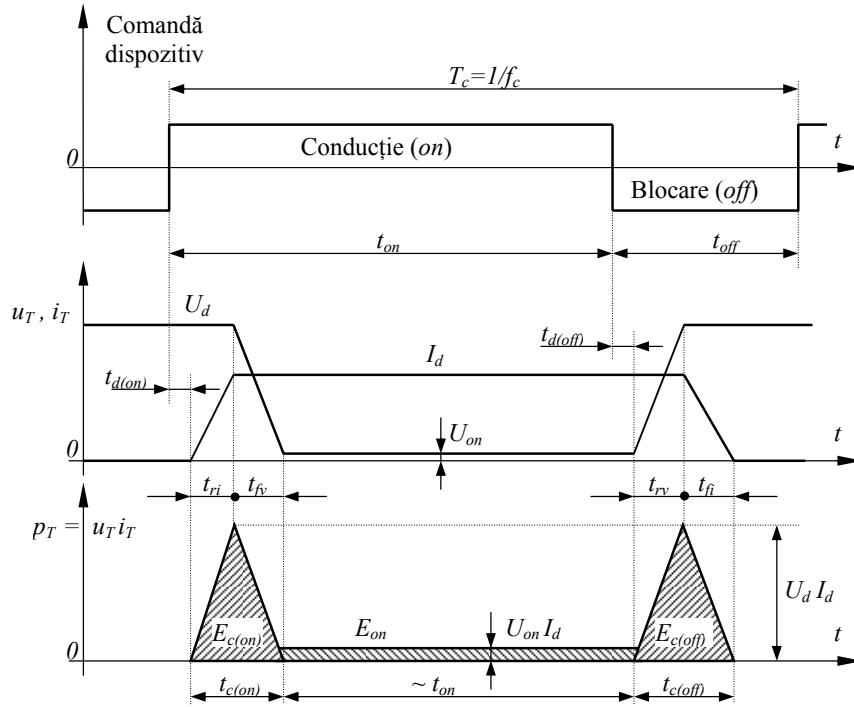


Fig. 2.4 Formele de undă idealizate și pierderile de pe durata unui ciclu de funcționare a unui dispozitiv semiconductor de putere controlabil.

În diagrama evoluției puterii instantanee $p_T(t)$ pot fi puse în evidență următoarele energii consumate (energie = putere $\times$ timp $\rightarrow$ arie) de către dispozitiv într-un ciclu de funcționare:

- Energia de comutație la deschidere: $E_{c(on)} = \frac{1}{2} \cdot U_d I_d \cdot t_{c(on)}$ (arie $\Delta E_{c(on)}$);
- Energia de comutație la blocare: $E_{c(off)} = \frac{1}{2} \cdot U_d I_d \cdot t_{c(off)}$ (arie $\Delta E_{c(off)}$);
- Energia de conducție: $E_{on} = U_{on} \cdot I_d \cdot t_{on}$ (arie dreptunghi E_{on})
(lungime dreptunghi $\approx t_{on}$ deoarece $t_{on} \gg t_{c(on)}$);

Energia totală de comutație consumată într-un ciclu de funcționare cuprinde, atât energia consumată pe durata deschiderii, cât și energia consumată pe durata blocării:

$$E_c = E_{c(on)} + E_{c(off)} = \frac{1}{2} U_d I_d (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (2.2)$$

Conform celor arătate anterior, pierderile în comutație reprezintă *puterea medie* pierdută la nivelul dispozitivului pe duratele comutațiilor sau energia totală de comutație consumată pe durata unei secunde. Știind că într-o secundă au loc f_c perechi de tranziții deschidere-blocare, se pot calcula ***pierderile în comutație***:

$$P_c = \frac{1}{2} U_d I_d \cdot f_c \cdot (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (2.3)$$

Din relația (2.3) rezultă că *pierderile în comutație cresc proporțional cu frecvența de comutație și cu mărimea timpilor de comutație*. Astfel, pentru a obține o frecvență de lucru înaltă a convertorului, în scopul diminuării masei și gabaritului acestuia, trebuie alese dispozitive *rapide (fast, ultra fast)* cu timpi de comutație foarte mici (ex. tranzistoarele de putere de tip MOSFET).

Pierderile în conducție sunt date de puterea medie preluată de semiconductor pe intervalul în care acesta este ferm în conducție :

$$P_{on} = f_c \cdot E_{on} = f_c \cdot U_{on} \cdot I_d \cdot t_{on} = U_{on} \cdot I_d \cdot \frac{t_{on}}{T_c} = U_{on} \cdot I_d \cdot D_{RC} \quad (2.4)$$

unde $D_{RC} = t_{on} / T_c$ este denumită *durată relativă de conducție*.

Se observă că pierderile în conducție sunt proporționale cu valoarea căderii de tensiune de pe dispozitivul aflat în starea conducție fermă U_{on} , cu valoarea curentului preluat de acesta I_d și cu mărimea intervalului de conducție relativ la durata ciclului de funcționare D_{RC} . Pentru ca un dispozitiv semiconductor de putere să poată prelua un curent cât mai mare fără a depăși o anumită valoare a pierderilor de conducție trebuie să fie caracterizat de o cădere de tensiune în starea de conducție cât mai mică (ex. tranzistorul bipolar de putere).

Pierderile totale la nivelul dispozitivului în timpul funcționării sunt date de suma pierderilor în comutație și a pierderilor în conducție:

$$P_{tot} = P_c + P_{on} \quad (2.5)$$

Aceste pierderi sunt limitate de capacitatea de cedare a căldurii a ansamblului pastilă semiconductoare – radiator și de temperatura maximă la care poate lucra dispozitivul fără a se distruge termic.

5. Module de putere

În prima etapă din evoluția electronicii de putere se utilizau dispozitivele semiconductoare sub forma lor ***discretă*** pentru realizarea unei anumite topologii de forță. Acestea erau montate pe radiatoare aranjate într-o anumită ordine, iar legăturile între terminale erau executate manual cu ajutorul conductoarelor a căror secțiune era calculată în funcție de mărimea curenților vehiculați. Proiectarea unei asemenea construcții trebuie făcută cu mare grijă pentru a diminua pe cât posibil inductanțele

parazite, pierderile în conductoare și perturbațiile electromagnetice induse de funcționarea schemei în comutație. În cazul unei structuri cu mai multe secțiuni identice, cum ar fi de exemplu o schemă trifazată, se impune o simetrizare a acesteia. De asemenea, trebuie urmărit ca întreg ansamblu să rezulte cu un gabarit cât mai redus și cât mai compact, păstrând totodată, o capacitate maximă de evacuare a căldurii din radiatoare. Utilizând soluții învechite de fabricație toate aceste cerințe sunt greu de tradus în practică.

Soluția constructivă care s-a impus de-a lungul timpului a rezultat din observația că, în marea lor majoritate, structurile de forță din electronica de putere actuală utilizează combinații consacrate care se repetă cum ar fi: un tranzistor asociat cu o diodă de descărcare, o structură braț de punte realizată cu diode, tiristoare sau cu tranzistoare de putere etc. În consecință, a apărut ideea „împachetării” (*packaging*) într-o singură capsulă a acestor structuri standard sub forma **modulelor de putere** (*power modules*). În timp, conceptul a fost adoptat și dezvoltat de majoritatea firmelor importante din domeniu, ajungându-se chiar la un anumit grad de standartizare în ceea ce privește structurile încorporate în module, forma capsulei, modul de aranjare și numerotarea terminalelor de forță și comandă, tehnologia de fabricație, tensiunile și curenții nominali etc.

Prin utilizarea structurilor de tip modul, în electronica de putere se obțin următoarele avantaje:

- compactizarea și diminuarea gabaritului sistemului electronic de putere;
- imunitate sporită la perturbații;
- reducerea inductanțelor parazite și a emisiilor electromagnetice;
- reducerea pierderilor în timpul funcționării;
- izolarea radiatorului de părțile aflate sub tensiune;
- asamblarea ușoară și reducerea costului sistemului.

Primele module realizate s-au limitat la integrarea într-o formă monolitică a celor mai utilizate structuri de forță din electronica de putere. Aceste sunt cele mai simple și formează așa numita categorie a **modulelor integrate de putere** (*Power Integrated Modules* - PIM). Încă dețin ponderea cea mai mare în vânzări datorită diversității lor, a calității, robusteții, prețului scăzut și nu în ultimul rând datorită puterilor, tensiunilor și curenților mari pentru care pot fi realizate. Pe măsură ce tehnologiile de fabricație au fost perfecționate, complexitatea acestor module a crescut. În prezent, pot fi integrate într-un singur modul mai multe structuri de conversoare cum ar fi: redresor + inverter + circuit frânare (**Converter + Inverter + Brake circuit** → CIB).

Realizarea practică a unei structuri de forță cu dispozitive controlabile impune poziționarea lângă acestea și a circuitelor de comandă. În cazul tranzistoarelor de putere cu grilă MOS puterea de comandă este neglijabilă, motiv pentru care circuitele de comandă au putut fi realizate sub forma unor integrate specializate de mici dimensiuni. Pornind de la aceste observații a apărut ideea „împachetării” într-o singură

capsulă a tranzistoarelor cu grilă MOS și a integratelor de comandă. Apare, astfel, la mijlocul anilor '90 ai secolului trecut, conceptul *electronicii de putere inteligente* (*Smart Power*). Produsele fabricate prin implementarea acestui concept sunt denumite, în general, dispozitive de putere inteligente (*Smart Power Devices*).

Conceptul „*smart power*” a pătruns și s-a dezvoltat cu precădere în domeniul modulelor de putere. Într-o primă etapă s-a introdus în modul un circuit de comandă complex care să gestioneze inteligent funcționarea întregului ansamblu (comandă, protecție, comunicație cu exteriorul). Aceste dispozitive sunt referite de majoritatea firmelor producătoare și a specialiștilor cu denumirea de *module de putere inteligente* (*Intelligent Power Modules – IPM*).

O a doua etapă în dezvoltarea modulelor inteligente și a treia în evoluția modulelor de putere, constă în asocierea la structura de forță și la circuitul de comandă a unei procesor numeric de semnal (DSP) având rol de conducere (control, reglare automată) a sistemului din care face modulul. Acest modul poate fi programat pentru a funcționa în diferite aplicații. Odată introdus algoritmul de control acesta poate lucra independent. Această facilitate justifică denumirea de *modul IPM programabil* sau *modul de putere programabil* (*Programmable Power Module*).

În concluzie, pot fi evidențiate trei categorii de module de putere:

- *module integrate de putere – PIM;*
- *module de putere inteligente – IPM;*
- *module de putere programabile.*

Există un prag al puterii peste care fabricația devine mult prea costisitoare pentru modulele inteligente și programabile. Tehnologia de integrare utilizată în domeniul microelectronicii nu poate fi aplicată identic pentru modulele de mare putere deoarece condițiile de funcționare a structurii semiconductoare sunt diferite: densitățile de curenți sunt mari, temperaturile și câmpurile electrice sunt ridicate. Din acest motiv peste anumite puteri sunt de preferat dispozitivele semiconductoare pe bază de siliciu neintegrate în module inteligente. Comanda și protecția acestora se realizează, clasic, cu ajutorul unor scheme plasate în exteriorul dispozitivului sau a modulului. O soluție de viitor la această problemă o constituie utilizarea unor materiale semiconductoare mai stabile la temperaturi înalte în comparație cu siliciu. Acestea ar putea fi carbura de siliciu (SiC) și într-o perspectivă mai îndepărtată, diamantul.

Dispozitive semiconductoare de putere pe bază de carbură de siliciu au fost deja realizate. Sunt depășite testele de laborator și primele dispozitive au fost lansate pe piață. Testele arată avantaje deosebite, în special în ceea ce privește temperatura înaltă (în jur de 200°C) la care poate lucra fără să își piardă calitățile. În consecință, densitățile de curent prin comutatoarele electronice realizate cu SiC pot crește de

câteva ori și gabaritul unui asemenea dispozitiv, la un același curent, diminuându-se în consecință față de un dispozitiv realizat cu siliciu.

Ca și germaniu sau siliciu, carbonul este un element tetravalent. Structura cristalină a carbonului sub forma diamantului se aseamănă cu structura cristalină a celor două elemente semiconductoare clasice. Pentru a putea fi considerat un material semiconductor acceptabil în realizarea unor comutatoare electronice controlabile structura cristalină a diamantului trebuie să fie perfectă. Nici cele mai pure diamante naturale nu pot fi utilizate în asemenea aplicații. Diamantele artificiale obișnuite, obținute prin sedimentarea vaporilor de carbon, nu se ridică nici ele la calitățile unui material semiconductor utilizabil. Doar prin realizarea unor condiții speciale în timpul sedimentării pot fi fabricate diamante a căror structură cristalină permite o mobilitate a sarcinii pozitive mult mai mare decât mobilitatea electronilor din structura cristalină a carburii de siliciu, de exemplu. Rezultă un material semiconductor cu o conductivitate mult mai mare decât a materialelor semiconductoare utilizate în prezent, deci pierderi în conducție mult mai reduse. În plus, diamantul are avantaje net superioare datorită câmpurilor electrice mai puternice, lățimii de bandă mai mare și rezistența la temperaturi foarte ridicate. Se pot obține, astfel, comutatoare statice la dimensiuni obișnuite care să vehiculeze curenți de zeci de kilo amperi, să blocheze tensiuni de zeci de kV fără a recurge la o conectare a mai multor asemenea dispozitive în paralel, respectiv în serie. Va fi comutatorul electronic aproape perfect.

6. Obiectivele părții teoretice

1. Se vor studia clasificările dispozitivelor semiconductoare de putere după criteriul controlabilității și al numărului de caracteristici statice realizate. Vor fi identificate dispozitivele semiconductoare uzuale în contextul acestor clasificări cu trăsăturile specifice;
 2. Se vor analiza definițiile pentru capsula, structura semiconductoare, simbolul și caracteristicile dispozitivelor semiconductoare de putere;
 3. Se vor identifica tipul de pierderi care apar la nivelul dispozitivelor semiconductoare atunci când lucrează în schemele electronice de putere și se vor evidenția parametrii sau variabilele de care depind aceste pierderi;
 4. Se vor analiza avantajele aduse de principiul integrării în electronica de putere și se vor trece în revistă tipurile de module existente în prezent pe piață ca rezultat al aplicării acestui principiu;
 5. Se vor trece în revistă perspectivele de dezvoltare în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere;
 6. Se vor studia în laborator diferite mostre de module și dispozitive semiconductoare de putere.
-

Partea experimentală:

Principiul conversiei continuu - continuu a energiei electrice. Tehnica de modulare în lățime (durată) a impulsului (PWM)

Varianta modernă, larg utilizată în prezent, pentru conversia statică c.c. – c.c. a energiei electrice se bazează pe **convertoarele în comutație** deoarece permit reducerea substanțială a pierderilor asociate convertoarelor liniare. La aceste convertoare se schimbă total paradigma de lucru a dispozitivelor semiconductoare de putere controlabile, față de cazul stabilizatoarelor liniare. Astfel, ca și în cazul celorlalte convertoare electronice de putere, **dispozitivele vor lucra în comutație**, având două stări stabile una de conducție totală (ON) și una de blocare (OFF). Trecerea de la o stare stabilă la alta se face rapid, în timpi foarte scurți care pot fi neglijăți atunci când se face analiza convertoarelor. În Fig.2.5 se prezintă un **convertor c.c. – c.c. în comutație de un cadran**. Acesta este alimentat cu o tensiune continuă U_d , capacitate C_d la intrarea convertorului având rolul unui filtru de tensiune și totodată rezervor tampon de energie capabil să răspundă rapid în curent. Pentru început, se consideră conectată la ieșirea doar o sarcină pur rezistivă ($R_{sarcină}$).

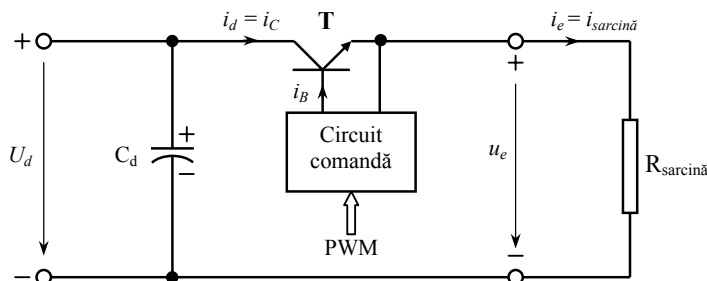


Fig. 2.5 Converter c.c. – c.c. în comutație cu funcționare într-un cadran.

În cazul convertoarelor c.c. – c.c. în comutație, tranzistorul T este comandat ciclic cu un **semnal logic PWM (Pulse Width Modulation)** aplicat la intrarea circuitului de comandă (*driver*) al dispozitivului. Semnalul de comandă este generat de un **modulator PWM** inclus în multe dintre microcontrolerele (μC) moderne. În marea majoritate a aplicațiilor sunt utilizate semnale PWM de frecvență constantă, așa cum se prezintă în Fig.2.6. După cum reiese din figură, pe durata fiecărei perioade a semnalului PWM, numită **perioadă de comutație T_c (switching period – T_s)**, tranzistorul este în conducție (ON) un interval de timp t_{on} și blocat (OFF) un interval t_{off} . Putem scrie: $T_c = t_{on} + t_{off}$.

Frecvența corespunzătoare perioadei T_c se calculează cu relația:

$$f_c = 1/T_c \quad (2.6)$$

și este numită **frecvență de comutație** (*switching frequency* - f_s) sau **frecvență de lucru** a convertorului. În practică, această frecvență este cuprinsă, de obicei, în gama (kHz÷sute kHz), în funcție de tipul convertorului, de rapiditatea tranzistoarelor utilizate, de natura aplicației în care este integrat convertorul etc.

Dacă analizăm schema din Fig.2.5 observăm că, pe durata intervalului de timp t_{on} în care tranzistorul **T conduce**, tensiunea U_d de la intrarea convertorului este aplicată rezistenței de sarcină. Astfel, tensiunea instantanee $u_e(t)$, de la ieșirea convertorului, devine (vezi Fig.1.7) :

$$u_e(t) = U_d, \quad 0 \leq t \leq t_{on} \quad (2.7)$$

Curentul de ieșire al structurii este limitat doar de rezistența de sarcină: $i_e(t) = U_d / R_{sarcina}$ și are aceeași formă de undă cu forma tensiunii $u_e(t)$. În intervalul t_{on} este transferată putere electrică de la sursa U_d spre rezistența $R_{sarcină}$.

Pe durata intervalului t_{off} , în care **T este blocat**, sursa U_d este separată de rezistența de sarcină și tensiunea instantanee de ieșire este zero:

$$u_e(t) = 0, \quad t_{on} < t \leq T_c \quad (2.8)$$

Se observă, în Fig.2.6, că unda tensiunii de ieșire se prezintă sub forma unui *tren de pulsuri dreptunghiulare (rectangulare) de amplitudine U_d și lățime t_{on}* . Practic, tranzistorul (comutatorul) **T** acționează asemeni unui „tocător” (**chopper**) al tensiunii aplicate la intrare.

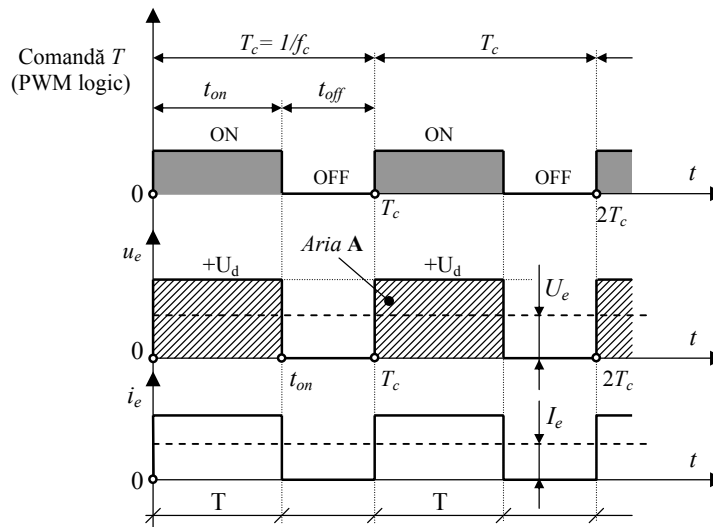


Fig. 2.6 Formele de undă corespunzătoare convertorului c.c.– c.c. din Fig.2.5.

Deoarece $u_e(t)$ are variații periodice, unipolare, se poate calcula o **valoare medie diferită de zero, valoare care este chiar tensiunea continuă de la ieșire**:

$$\begin{aligned}
 U_e^{not} = \text{val. medie } u_e(t) &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_e(t) \cdot dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{t_{on}} U_d \cdot dt + \frac{1}{T_c} \int_{t_{on}}^{T_c} 0 \cdot dt = \\
 &= \frac{\text{Aria } \mathbf{A}}{T_c} = \frac{1}{T_c} U_d \cdot [t]_0^{t_{on}} = U_d \cdot \frac{t_{on}}{T_c} = U_d \cdot D_{RC}
 \end{aligned} \quad (2.9)$$

Raportul $t_{on}/T_c = D_{RC}$ este numit **durată relativă de conducție** (în engleză: *duty cycle, duty ratio*) a tranzistorului T sau **factor de umplere al semnalului PWM**.

Deoarece $0 \leq t_{on} \leq T_c$ atunci $0 \leq D_{RC} \leq 1$. Ținând cont și de ecuația (2.9) rezultă:

$$0 \leq D_{RC} \leq 1 \Rightarrow 0 \leq U_e \leq U_d \quad (2.10)$$

Relațiile (2.9) și (2.10) evidențiază posibilitatea convertorului în comutație din Fig.2.5 de a realiza o conversie continuu-continuu a energiei electrice, de a modifica valoarea tensiunii continue aplicate la intrare în scopul de a obține la ieșire o altă tensiune a cărei valoare medie (componenta continuă) este în funcție de **lățimea impulsurilor** de amplitudine U_d .

Acest procedeu de modificare sau de reglare a tensiunii continue poartă denumirea de **principiul (metoda, tehnica) modulației în lățime a impulsurilor (MLI)** sau **în durată a impulsurilor (MDI)**. De multe ori, în literatura română de specialitate, este utilizată și denumirea de **tehnica (de comandă) PWM**, obținută prin preluarea denumirii consacrate din limba engleză (*PWM technique*).

Sunt sarcini sensibile la forma de undă a curentului sau la forma de undă a tensiunii de alimentare. Astfel, în funcție de natura receptorului, sunt utilizate **filtre de curent** sau **filtre de tensiune** la ieșirea sau în structura convertoarelor c.c. – c.c.

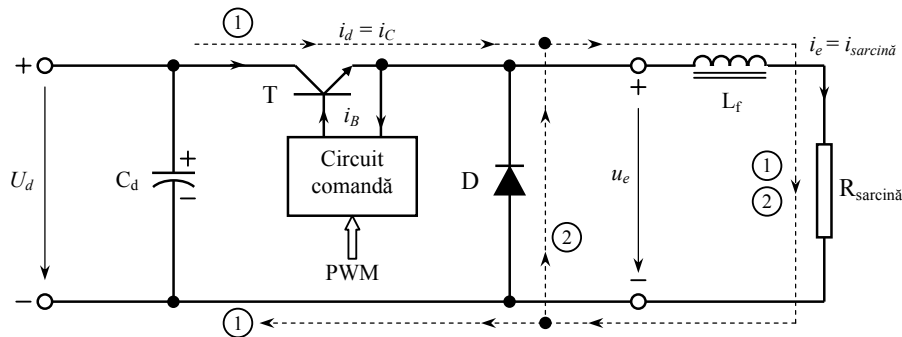


Fig. 2.7 Convertor c.c. – c.c. în comutație cu filtru de curent la ieșire (L_f).

În Fig.2.7 se prezintă convertorul de un cadran din Fig.2.5 la care, pentru filtrarea curentului de ieșire, s-a folosit **inductanța de filtrare (de netezire)** L_f , conectată în serie cu sarcina. De asemenea, s-a impus utilizarea diodei D , numită **diodă de descărcare** sau de roată liberă (*free wheeling diode*) pentru a prelua curentul întreținut de inductanță atunci când este blocat tranzistorul (traseul 2).

Efectul de filtrare al curentului, determinat de către inductanța L_f , este prezentat în diagrama din Fig.2.8. Forma de undă $i_e(t)$ nu mai urmează unda tensiunii ca în cazul din Fig.2.6. Este formată din două porțiuni de exponențială, una crescătoare, când tranzistorul este în conducție și una descrescătoare atunci când tranzistorul este blocat. Rezultă un curent nivelat, având, totuși, mici variații (un **riplu**) date de relația:

$$\Delta I_e = I_{\max} - I_{\min} \quad (2.11)$$

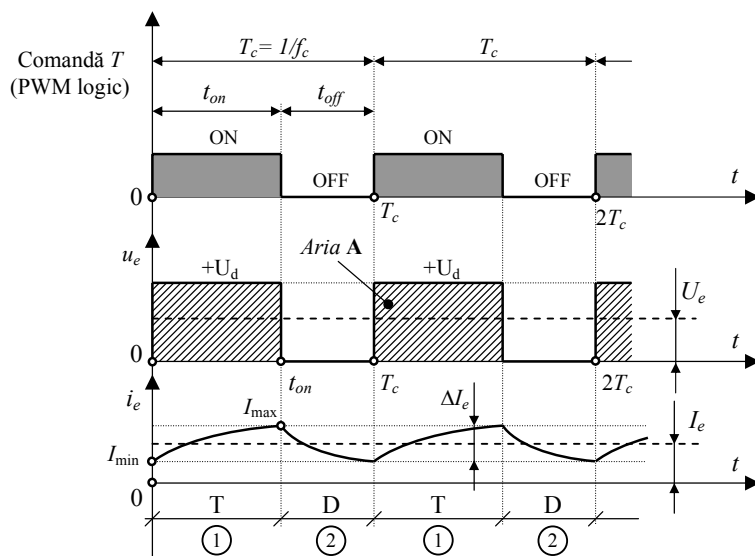


Fig. 2.8 Formele de undă aferente convertorului c.c.– c.c. cu filtru de curent la ieșire.

Filtrarea poate fi îmbunătățită dacă este micșorat riplul curentului, fie prin creșterea inductanței văzută la ieșirea convertorului, fie prin creșterea frecvenței de comutație f_c .

Privind comparativ formele de undă ale tensiunii $u_e(t)$ din Fig.2.6 și Fig.2.8, se observă că aceasta nu se modifică prin adăugarea unui filtru de curent și prin urmare, nu se modifică nici valoarea tensiunii medii (continue) U_e de la ieșirea convertorului, fiind dată de aceeași relație (2.9). În concluzie, putem afirma că, utilizând inductanțe adiționale sau numai inductanța proprie a circuitului de sarcină, obținem un curent continuu filtrat, conform cerințelor, cu toate că tensiunea de la ieșirea convertorului

apare tot sub forma unui tren de impulsuri, la care, prin modularea lășimii, putem regla valoarea medie (componenta continuă) a acesteia.

În Fig.2.9 se prezintă un convertor c.c. – c.c. de un cadran având ca sarcină conectată la ieșire un motor de c.c. (M_{cc}). Acesta cere o filtrare a curentului prin indus deoarece cuplul său electromagnetic (forța de rotație a arborelui mecanic) este proporțional cu valoarea curentului. Pentru a simplifica schema se va folosi pentru filtrarea curentului însăși inductanța proprie a mașinii electrice în condițiile în care frecvența de comutație a tranzistorului T este destul de ridicată (kHz ÷ zeci kHz).

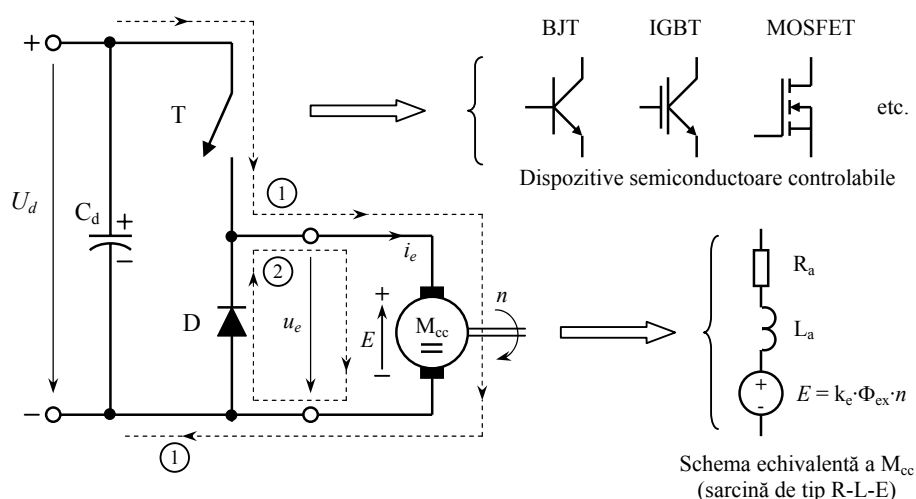


Fig. 2.9 Convertor c.c. – c.c. cu funcționare într-un cadran având ca sarcină un motor de c.c..

Se observă că motorul de c.c. poate fi echivalat cu un circuit serie format din rezistența indusului R_a , inductanța L_a și tensiunea (contra)electromotoare E , proporțională cu viteza de rotație a mașinii n . Spunem că avem conectată la ieșirea convertorului o sarcină de tip R - L - E

Montajul de laborator

Schema bloc și imaginea montajului de laborator pentru studiul conversiei continuu-continuu a energiei electrice și a tehnicii de comandă PWM este prezentată în Fig.2.10. Montajul cuprinde, în primul rând structura convertorului c.c. – c.c. cu filtru de curent la ieșire (*chopper*) cu funcționare într-un cadran. Tranzistorul de putere, notat cu T , poate fi de tip bipolar (BJT) sau cu grilă MOS (MOSFET, IGBT), fiecare fiind însoțit de circuitul corespunzător de comandă (*driver*). În figură s-a reprezentat doar simbolul unui tranzistor bipolar. 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.

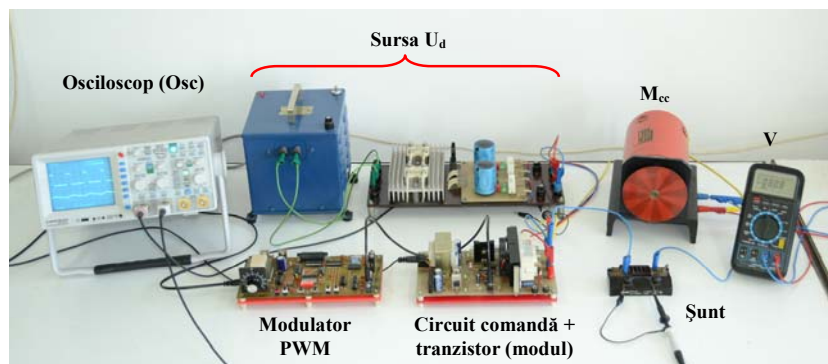
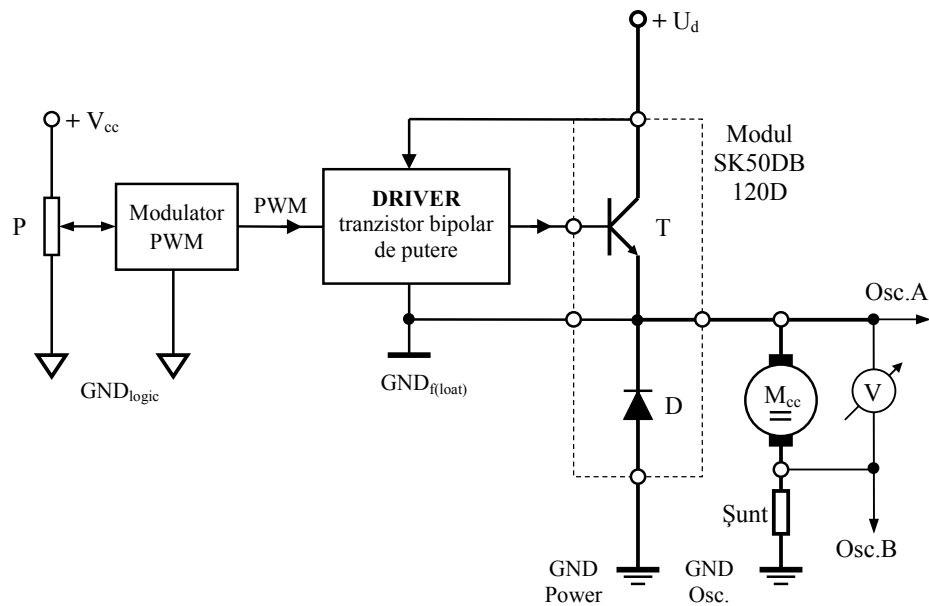


Fig. 2.10 Schema bloc și imaginea montajului de laborator.

Tranzistorul T este comandat ciclic cu un semnal modulat în lățime PWM prin intermediul circuitului de comandă. Semnalul logic de comandă aplicat la intrarea *driver*-ului este generat de un modulator PWM (μC) pe un nivel de 5V. Legătura 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.

Structura de forță, formată din tranzistorul echivalent T și dioda de descărcare D este alimentată cu o tensiune continuă joasă ($U_d = 30V_{cc}$). Mai departe structura alimentează cu impulsuri modulate în lățime motorul 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 prin motor cu ajutorul unui șunt și a pulsurilor de tensiune modulate în lățime aplicate motorului.

5. Modul de lucru la partea experimentală

1. Se va analiza principiul conversiei continuu-continuu a energiei electrice utilizând tehnica de modulare în lățime a impulsului (PWM) pe baza schemelor din Fig.2.5 și Fig.2.7, respectiva a diagramelor din Fig.2.6 și 2.8;
2. Se va observa faptul că tensiunea de la ieșirea convertoarelor c.c. – c.c. apare „tocată” sub forma unor pulsuri periodice de amplitudine constantă și lățime variabilă care au o componentă continuă calculată cu ajutorul *formulei valorii medii*;
3. Se va analiza formula de calcul a tensiunii continue (a valorii medii) de la ieșirea convertorului c.c. – c.c., se va constata dependența valorii acesteia de factorul de umplere al semnalului de comandă PWM (durata relativă de conducție a tranzistorului T) și se va trasa *caracteristica de reglaj* teoretică: $U_e = f(D_{RC})$;
4. Se va realiza montajul de laborator al convertorului Fig.2.10 utilizând ca sarcină un motor de c.c.
5. Se va oscilografia semnalul logic de comandă PWM și se va observa posibilitatea modificării factorului de umplere prin rotirea potențiometrului de comandă de pe placa modulatorului PWM;
6. Se vor oscilografia simultan formele de undă ale tensiunilor de ieșire u_e și ale curentului de ieșire i_e (căderea de tensiune de șunt) conectând sondele A și B ale osciloscopului cu două canale în punctele de măsură marcate pe schemă.
7. Se va măsura componenta continuă a tensiunii de ieșire cu ajutorul unui voltmetru conectat la ieșirea convertorului;
8. Se va pune în evidență cu ajutorul voltmetrului, a osciloscopului (variația *Ariei* A) și a vitezei motorului, cum se modifică valoarea tensiunii medii (continue) de la ieșirea convertorului odată cu modificarea lățimii impulsurilor;

9. Se va trasa caracteristica de reglaj reală a tensiunii de ieșire $U_e = f(D_{RC})$ prin măsurarea tensiunii medii pentru diferite valori ale duratei relative de conducție D_{RC} și se va compara cu ceea ce s-a obținut cu ajutorul relației (2.9);
 10. Se va analiza forma de undă filtrată a curentului și se va observa că riplul acestuia (variațiile vârf la vârf) variază în funcție de valoarea D_{RC} și nu depinde de valoarea medie dată de sarcina mecanică a motorului;
 11. Se va observa că filtrarea curentului, dată sarcina inductivă, se îmbunătățește (scade riplul curentului) odată cu creșterea frecvenței de comutație a convertorului (se va crește frecvența semnalelor de comandă date de modulatorul PWM) sau odată cu creșterea inductanței de filtrare (se adaugă o inductanță suplimentară la inductanța motorului);
-