

---

## Lucrarea 6

# CIRCUITE INTEGRATE PENTRU COMANDA TRANZISTOARELOR DE PUTERE CU GRILĂ MOS

## 1. Introducere

Conform celor prezentate în referatul anterior, puterea de comandă a dispozitivelor semiconductoare de putere cu grilă MOS este neglijabilă motiv pentru care, în variantă modernă, schemele de comandă ale acestora sunt integrate în circuite sau module complexe cu multiple funcții de comandă, control și protecție. Prin utilizarea acestor integrate specializate în structura convertoarelor acestea devin mai simple, mai sigure în funcționare, mai mici și mai ușoare.

Există o mare diversitate de circuite integrate pentru comanda tranzistorelor de putere cu grilă MOS (*IC Drivers*) deoarece sunt numeroase firme producătoare (IR-International Rectifier, IXYS, Semikron, Texas Instruments, HP–Hewlett Pakard etc.) și fiecare din aceste firme are o ofertă bogată de circuite pentru diferite aplicații.

În continuare se va încerca o clasificare aproximativă a circuitelor disponibile pentru ca cititorul interesat să capete o imagine de ansamblu asupra pieței în acest domeniu. Clasificarea va ține cont de aspectele discutate în referatul anterior și pentru fiecare categorie evidențiată vor fi date exemple de produse ale firmele producătoare.

## 2. Clasificarea circuitelor integrate specializate pentru comanda tranzistorelor de putere cu grilă MOS

O clasificare orientativă a acestor circuite specializate (MGDs – MOS *Gate Drivers*) se poate face în funcție de:

- numărul tranzistorelor de putere comandate de circuit – pe baza acestui criteriu pot fi evidențiate următoarele tipuri de integrate:
    - integrate pentru comanda unui singur tranzistor de putere (*Single Channel Drivers*: HP 316J, IR 2117÷IR2128 etc.);
    - integrate sau module pentru comanda unui braț de punte (*Half Bridge Drivers* sau *High and Low Side Drivers*: IR2101÷IR2113, IXBD4410/4411, modulele SKHI22, 24, 2SD315A, 2ED300C17 etc.);
    - integrate sau module pentru comanda unor punți întregi (punte H, punte trifazată) realizate cu MOSFET-uri de putere sau IGBT-uri (*Bridge Drivers*: IR2130, IR2132, SKHI61, SKHI71 etc.).
-

- prezența sau lipsa funcției de separare galvanică – pot fi întâlnite circuite specializate:
    - integrate sau module care asigură separarea galvanică între intrare și ieșire (*Isolated Drivers*: HP 316J, SKHI22xx etc.);
    - integrate fără separare galvanică, grup care constituie marea majoritate a circuitelor specializate și care la rândul lor pot fi:
      - circuite de tensiuni joase (IXBD4410/4411, IXBD4412/4413)
      - circuite HVIC care acceptă diferențe de potențial ridicate între anumite terminale ale acestora (IR 2101÷IR2155);
  - numărul de tensiuni necesare pentru alimentare – pot fi:
    - integrate care au nevoie de toate tensiunile de alimentare separate galvanic, atât pentru partea logică, cât și pentru etajul final de atac pe grilă (HP 316J);
    - integrate cu „pompe de sarcini negative” capabile să își genereze singure tensiunea negativă de blocare pornind de la tensiunea pozitivă de grilă (IXBD4410/4411, IXBD4412/4413 etc.);
    - integrate sau module de comandă care au nevoie de o singură tensiune de alimentare din care, prin diferite procedee (tehnica *bootstrap*, surse miniatură în comutație) sunt obținute toate tensiunile necesare funcționării (modulele SKHI22xx, IR 2101÷IR2155 etc.)
  - numărul și tipurile de protecții asigurate – se pot evidenția diferite categorii de circuite după cum urmează:
    - circuite care asigură doar protecțiile minimale cum ar fi protecția la supracurenți (*DESAT protection*) și/sau protecția la scăderea tensiunii de alimentare (*UV protection*) (HP 316J, IR 2101÷IR2155 etc.);
    - circuite care asigură mai multe tipuri de protecții, pe lângă cele minimale, cum ar fi: protecție la supratensiuni (OV - *Over Voltage protection*), protecție la dispariția tensiunii negative de blocare, (IXBD4410/4411) protecție la dispariția sau reducerea sub o anumită valoare a timpului mort (*interlock protection* – SKHI22,24), protecție la creșterea temperaturii dispozitivului de putere etc.
  - asigurarea sau nu a capturii defectului după activarea unei protecții. În funcție de acest criteriu pot fi întâlnite:
    - circuite cu resetare automată care blochează tranzistorul de putere, după apariția situației de defect, doar pe durata perioadei curente de comutație;
-

- circuite prevăzute cu blocuri complexe de tratare și memorare a defectelor care vor bloca tranzistorul de putere în situații de avarie, vor comunica starea în exterior sistemului de control numeric și va aștepta de la acesta o comandă de deblocare (RESET).
- gradul de autonomie - pot fi:
  - *driver*-e propriu zise cu o autonomie limitată doar la gestionarea condițiile de bună funcționare din aria lor de comandă (funcții de protecție). Rolul principal al acestora este de interfață între sistemul de control care generează semnalele logice de comandă și grila MOS a tranzistorul de putere;
  - *modulatoare sau controlere PWM* care funcționează independent de un sistem de control exterior. Integratul conține, pe lângă *driver*-ul propriu zis și un bloc de control capabil să genereze semnale logice de comandă PWM al căror factor de umplere este fix sau în funcție de o variabilă reglată. În domeniul puterilor relativ mici sunt numeroase asemenea circuite care formează o categorie aparte de cea a *driver*-elor. În funcție de aplicație putem întâlni:
    - circuite pentru realizarea balasturilor electronice ale corpurilor de iluminat moderne (ex. *Self-Oscillating Half-Bridge Drivers* IR2151÷IR2166) - factor de umplere fix - 50%;
    - circuite integrate utilizate pentru comanda convertoarelor ecologice - PFC (*Power Factor Correction*) *controllers* – ex.. familia 38500 – Texas Instruments (TI);
    - circuite pentru realizarea surselor în comutație stabilizate sau a surselor controlate în curent – ex. familia UC3800 (TI).

### 3. Posibilități de alimentare a circuitelor integrate de comandă

În referatul dedicat aspectelor generale de comandă a tranzistoarelor de putere cu grilă MOS (Referat 5) s-a evidențiat un criteriu important de care trebuie ținut cont atunci când este conceput *driver*-ul constă în alegerea variantelor de alimentare și a surselor. În exemplul din Fig.6.1 circuitul de comandă poate funcționa dacă se dispune de patru tensiuni diferite:  $U_{cc1}$ ,  $U_{cc2}$ ,  $U_{G+}$  și  $U_{G-}$ . O soluție de a simplifica problema alimentării constă în utilizarea aceluiași tensiuni pozitive, atât în partea logică de prelucrarea a semnalelor, cât și în etajul final ( $U_{cc1} = U_{G+}$ ). Pentru aceasta trebuie să se renunțe la separarea galvanică și trebuie optimizate amplitudinile tensiunilor în scopul unei bune funcționări a ambelor părți. Nu întotdeauna pot fi găsite soluții în acest sens deoarece o schemă complexă de comandă cere anumite tensiuni standard pentru circuitele utilizate în partea logică și alte valori pentru tensiunile de grilă.

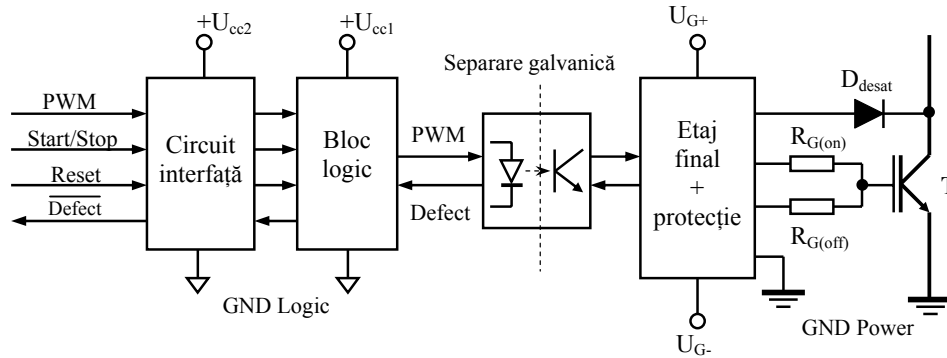


Fig. 6.1 Variantă de alimentare a blocurilor unui circuit de comandă complex.

De exemplu, pentru a obține o amplitudine efectivă de +15V pe grila MOS a dispozitivului de putere, tensiunea  $U_{G+}$  trebuie să fie puțin mai mare, pentru a compensa tensiunea de pe tranzistorul  $T_{on}$  aflat în conducție:

$$U_{G+} = U_{GE(T)} + U_{CE(T_{on})} = +(16 \div 18)V \quad (6.1)$$

Tensiunea de grilă negativă, necesară blocării dispozitivului de putere, se va alege în funcție de nivelul perturbațiilor în sistem și conform celor arătate anterior, poate lua valori în intervalul:

$$U_{G-} = -(5 \div 15)V \quad (6.2)$$

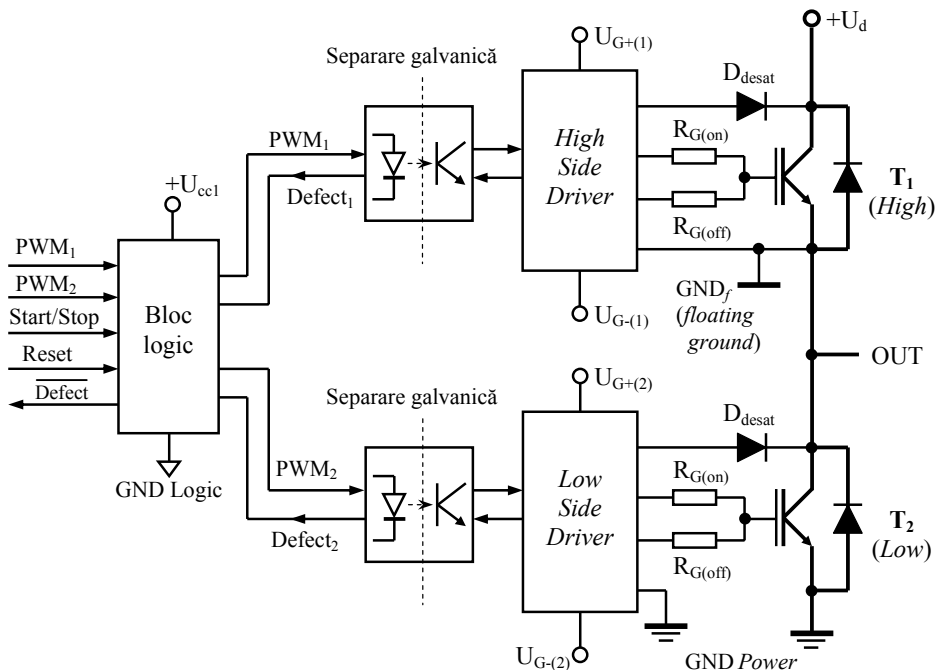
Dacă separarea galvanică se face înaintea etajului final, tensiunile de grilă ( $U_{G+}$ ,  $U_{G-}$ ) trebuie să provină de la o sursă izolată de sursa care furnizează tensiunile celorlalte blocuri din circuitul de comandă – Fig.6.1.

Și în partea logică a circuitului de comandă pot fi necesare mai multe tensiuni de alimentare. Este posibil ca anumite blocuri în care este inclus și integrat specializat să necesite o tensiune de  $U_{cc1} = +15V$ , iar circuitul de interfață cu sistemul de control din exterior să lucreze cu semnale logice de nivel TTL,  $U_{cc2} = +5V$ .

Din cele arătate mai sus, se poate afirma că pentru a rezolva problema alimentării unui singur circuit de comandă sunt necesare două surse separate galvanic, din care cel puțin una trebuie să fie capabilă să furnizeze mai multe tensiuni. Problema se complică și mai mult dacă structura de forță conține mai multe tranzistoare de putere. La o parte din aceste tranzistoare terminalul de comandă se raportează la un punct de masă flotant (*floating ground*). Este cazul tranzistorului de putere superior (*High*) din brațul unei punți - în Fig.6.2 tranzistorul  $T_1$ .

Cele două tranzistoare din brațul punții sunt comandate, obligatoriu, în contratimp. Pe intervalul în care  $T_1$  conduce,  $T_2$  este blocat și viceversa. Atunci când  $T_2$  conduce, potențialul punctului de masă  $GND_f$  se apropie de cel al masei  $GND$  Power, iar atunci când  $T_1$  conduce, potențialul punctului  $GND_f$  este ridicat la nivelul

sursei de alimentare  $+U_d$ . Datorită excursiei potențialului masei  $GND_f$  fiecare circuit de comandă al grilei MOS (*High Side Driver* și *Low Side Driver*) trebuie să dispună de propria sursă de alimentare. La rândul ei, fiecare sursă trebuie să fie dublă, pentru a se obține perechile de tensiuni ( $U_{G+(1)}, U_{G-(1)}$ ), respectiv ( $U_{G+(2)}, U_{G-(2)}$ ).



**Fig. 6.2** Variantă de alimentare a blocurilor unui circuit de comandă pentru o structură „braț de punte” (*Half Bridge*).

Părțile din schemele circuitelor de comandă separate galvanic de partea de forță, aparținând tuturor tranzistoarelor de putere, pot fi cumulate într-o aceeași schemă, alimentată de la o aceeași sursă, așa cum este figurat blocul logic din Fig.6.2.

În concluzie, pentru comanda unei structuri braț de punte într-o variantă obișnuită, fără circuite specializate prezentând facilități de alimentare, sunt necesare 3 surse separate galvanic, dintre care cel puțin două trebuie să fie duble.

Numărul surselor crește la 5 dacă se comandă o structură în punte trifazată. Aceasta este formată din trei brațe de punte. Fiecare *driver* pentru tranzistoarele superioare din brațe are nevoie de o sursă proprie dublă. O economie se realizează pentru comanda tranzistoarelor inferioare din brațe deoarece toate circuitele lor de comandă se raportează la o aceeași masă (*GND Power*), deci este nevoie de o singură sursă. Dacă se mai ia în considerație și sursa din partea separată galvanic a circuitelor de comandă se obține cifra de 5 susținută mai sus. Un aspect favorabil la un asemenea

număr ridicat de surse, constă în puterile scăzute ale acestora, având în vedere puterile mici de comandă pentru dispozitivele de putere cu grilă MOS.

Pentru rezolvarea problemei surselor de alimentare necesare circuitelor de comandă și control dintr-un sistem electronic de putere complex, la dispoziția proiectantului stau două variante:

- Utilizarea unei surse stabilizate multiple cu un număr suficient de ieșiri, separate galvanic. Sursa poate fi liniară cu transformator de rețea având mai multe secundare izolate. Este o soluție clasică ce suferă din punct de vedere al gabaritului, masei și a eficienței energetice. Alternativa modernă constă în utilizarea surselor stabilizate în comutație cu ieșiri multiple izolate, surse care elimină dezavantajele surselor liniare;
- Utilizarea unor integrate sau module specializate de comandă proiectate special pentru a reduce numărul surselor și a tensiunilor de alimentare.

La rândul lor circuitele de comandă specializate sunt disponibile pe piață cu diferite facilități de alimentare:

- *module de comandă* care conțin în structura lor microsurse în comutație cu separare galvanică prin intermediul căroră, pornind de la o sursă unică, își generează singure toate tensiunile necesare funcționării;
- *circuite integrate de comandă cu „pompe de sarcini negative” (Negative Charge Pump)* cu ajutorul căroră, din tensiune pozitivă de grilă ( $U_{G+}$ ) se generează tensiunea negativă de blocare  $U_{G-}$ ;
- *circuite integrate de comandă capabile să lucreze la potențiale flotante* la care tensiunea pozitivă de grilă ( $U_{G+}$ ) poate fi obținută prin tehnica de *bootstrap* din tensiunea ce alimentează partea logică.

Circuitele de comandă care includ microsurse în comutație cu separare galvanică sunt realizate cu transformatoare de înaltă frecvență ce nu pot fi integrate. Din acest motiv aceste circuite specializate le găsim realizate și disponibile pe piață sub forma unor module, în construcție deschisă sau încapsulate.

Circuitele integrate de comandă prevăzute cu „pompe de sarcini negative” conțin o structură simplă în comutație capabilă să acumuleze pe armăturile unei capacități tip „rezervor” sarcini pe baza căroră se obține tensiunea negativă de blocare.

Sunt unele drivere integrate care pot fi alimentate de la o singură tensiune raportată la masa de putere (*Power GND*), dar care pot comanda tranzistoare cu grilă MOS ce lucrează la potențiale flotante. Această performanță poate fi obținută utilizând așa numita **tehnica bootstrap** de alimentare. În Fig.6.3 este prezentat un exemplu de implementare a acestei tehnici pentru integratul  $IC_1$  ce comandă tranzistorul superior din brațul unei punți. Trebuie precizat că integratul  $IC_1$  nu poate suporta tensiuni înalte, nu este realizat în tehnologia HVIC (**High Voltage Integrated Circuit**), motiv

---

pentru care, pe traseul informațional de comandă (PWM) și de reacție (*Defect*), sunt necesare elemente de separare galvanică.

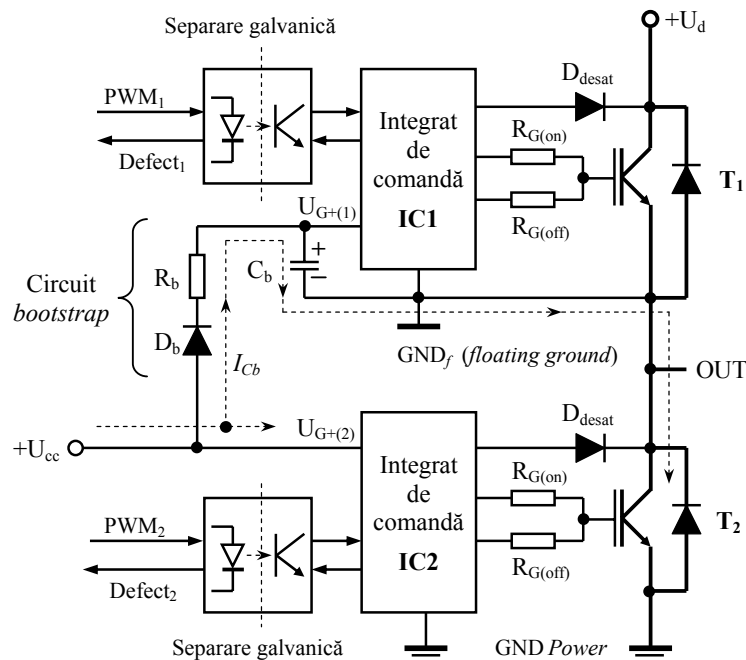
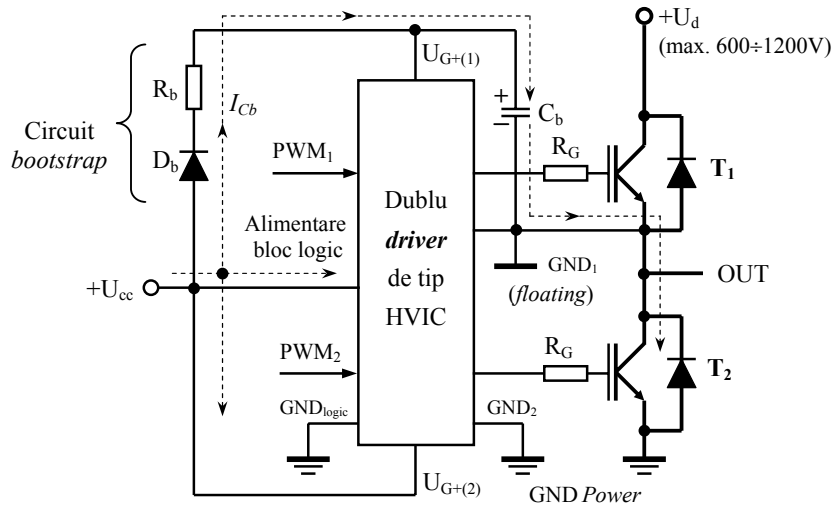


Fig. 6.3 Tehnica *bootstrap* de alimentare a unui circuit specializat de comandă ( $IC_1$ ) pentru tranzistorul superior dintr-o structură „braț de punte”.

Tehnica *bootstrap* de alimentare se bazează pe un consum foarte mic al integratului de comandă. Astfel, pe un anumit interval de timp, corespunzător unei perioade de comutație (zeci ÷ sute de  $\mu\text{sec.}$ ), energia poate fi asigurată de un mic acumulator de energie cum este condensatorul  $C_b$ . De fiecare dată când tranzistorul inferior din braț ( $T_2$ ) este adus în conducție masa flotantă  $GND_f$  a integratului  $IC_1$  este legată practic prin tranzistor la masa structurii de forță  $GND_{Power}$ . Se creează condițiile pentru încărcarea condensatorului  $C_b$  de la sursa  $U_{cc}$  prin intermediul curentului  $I_{Cb}$  al cărui traseu este figurat în Fig.6.3. Optimizând valoarea rezistenței de limitare  $R_b$  se obține o constantă de timp suficient de mică pentru circuitul  $R_b-C_b$  astfel încât, chiar și pentru un interval de conducție foarte scurt a tranzistorului  $T_1$ , condensatorul reușește să se încarce. Urmează intervalul de timp în care tranzistorul de putere  $T_1$  este blocat și  $T_2$  trebuie comandat pentru deschidere. Pe durata acestuia integratul  $IC_1$  rămâne alimentat de la condensatorul cu rol de rezervor  $C_b$ . După ce este blocat  $T_2$  și readus în conducție  $T_1$  condensatorul  $C_b$  poate să își recupereze energia pierdută în intervalul anterior.

Dioda  $D_b$  are rol de a proteja sursa  $U_{cc}$  și integratul inferior  $IC_2$  contra tensiunii ridicate a circuitului de forță ( $U_d$ ) atunci când tranzistorul de putere  $T_1$  este în conducție. Trebuie să fie o diodă rapidă, de comutație cu tensiunea repetitivă inversă  $U_{RRM}$  mare. Dacă se dorește o blocare a tranzistoarelor de putere cu o tensiune negativă se vor utiliza integrate cu „pompe de sarcini negative” pentru generarea tensiunii  $U_G$ .



**Fig. 6.4** Tehnica *bootstrap* de alimentare aplicată unui dublu driver, de tip HVIC, ce comandă o structură „braț de punte”.

Tehnica de alimentare *bootstrap* este utilizată și la driver-ele integrate de tip HVIC care nu necesită elemente de separare galvanică pe traseele de comunicație. În Fig.6.4 este prezentată modalitatea de alimentare a unui asemenea driver dublu dedicat comenzii ambelor tranzistoare din structura unui braț de punte (*High and Low Driver*). S-a ales varianta cea mai economică, pentru care toate tensiunile necesare integratului sunt obținute de la o sursă unică. Într-o variantă mai prudentă, pentru a evita erori de comandă, se pot alege integrate care au partea logică alimentată de la o sursă distinctă.

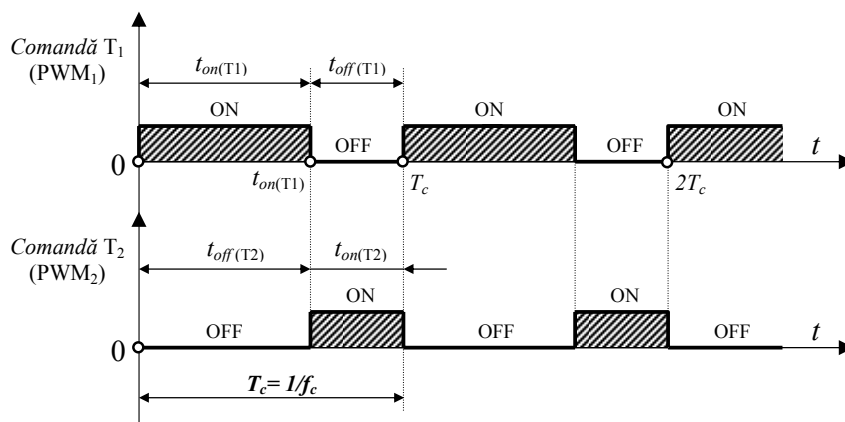
#### 4. Tehnica de comandă a unei structuri braț de punte

În electronica de putere o structura „braț de punte” (*half bridge*) este formată din două dispozitive semiconductoare înseriate. Cele două dispozitive pot fi diode, tiristoare, sau dispozitive controlabile. În cazul în care brațul de punte este realizat cu tranzistoarele de putere și structura este utilizată în convertoare PWM de tensiune cele două tranzistoare  $T_1$ ,  $T_2$  înseriate vor fi prevăzute cu diode de descărcare în antiparalel  $D_1$ ,  $D_2$ , așa cum se prezintă în figurile 6.2, 6.3 și 6.4. De obicei, borna de ieșire a



brațului este punctul median al topologiei sau punctul de conexiune între cele două tranzistoare. În unele documentații de limbă română structura „braț de punte” mai este numită și *semipunte*. Trebuie menționat că varianta cu tranzistoare de putere a brațului de punte este larg utilizată în convertoarele statice care funcționează în comutație forțată. Această structură se remarcă prin marea calitate de a impune tensiunea de ieșire exclusiv prin combinația de conducție a celor două tranzistoare, indiferent de sensul curentului.

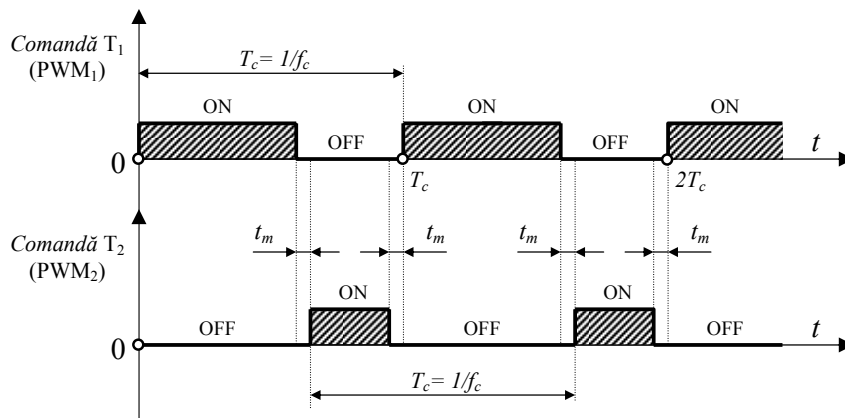
Comanda celor două tranzistoare de putere din structura brațului de punte trebuie să țină cont de faptul că trebuie exclusă o conducție simultană a acestora deoarece în caz contrar apare un scurt circuit al sursei de alimentare  $U_d$  prin tranzistoare. Astfel, dacă se comandă un tranzistor pentru conducție celălalt trebuie blocat ferm și viceversa. În condițiile în care comanda celor două tranzistoare este periodică, realizată cu ajutorul a două semnale modulate în durată, PWM<sub>1</sub> pentru tranzistorul  $T_1$ , respectiv PWM<sub>2</sub> pentru tranzistorul  $T_2$ , cele două semnale apar așa cum se prezintă în Fig.6.5 și sunt numite **complementare**. Perioada  $T_c = 1/f_c$  este numită *perioadă de comutație*, iar  $f_c$  este *frecvența de comutație sau de lucru* a convertorului. În aplicații  $f_c = (\text{kHz} \div \text{sute kHz})$  în funcție de tipul dispozitivelor din structura brațului.



**Fig. 6.5** Semnalele logice PWM complementare pentru comanda unei structuri „braț de punte” care funcționează în mod ideal (comută instantaneu).

În realitate tranzistoarele de putere nu comută instantaneu și de obicei timpul de blocare este mai mare decât timpul de intrare în conducție. Pentru a evita o suprapunere a conducției ambelor tranzistoare din structura brațului (*crossover*) în aplicațiile practice cele două semnale PWM complementare din Fig.6.5 sunt modificate așa cum se prezintă în Fig.6.6. Mai întâi este comandat pentru blocare tranzistorul care a condus, se așteaptă un **timp mort**  $t_m$  (*dead time*), pentru ca acesta să se blocheze ferm, după care este comandat pentru deschidere celălalt tranzistor. Astfel, semnalele devin **complementare cu timp mort**. Mărimea timpului  $t_m$  este în funcție de

rapiditatea tranzistoarelor utilizate în structura brațului de punte. În cazul tranzistoarelor rapide de tip MOSFET  $t_m = (1\div 2)\mu\text{sec}$ , iar pentru tranzistoarele IGBT



obișnuite  $t_m = (2\div 4)\mu\text{sec}$ .

**Fig. 6.6** Semnalele PWM complementare cu „timp mort” pentru comanda unei structuri „braț de punte” în aplicațiile reale

Deoarece prezența timpului mort complică analiza schemelor și calculul valorii tensiunilor de ieșire, în tratatele de specialitate structurile de bază ale convertoarelor sunt analizate în condiții ideale, considerând că tranzistoarele de putere comută instantaneu și semnalele de comandă pot fi complementare, fără timp mort, așa cum sunt prezentate în Fig.6.5. În aceste condiții, se obține următoarea relație de legătură între duratele relative de conducție ( $D_{RC}$ ) ale celor două tranzistoare:

$$t_{on(T1)} + t_{on(T2)} = T_c \Leftrightarrow \frac{t_{on(T1)}}{T_c} + \frac{t_{on(T2)}}{T_c} = 1 \Rightarrow D_{RC(T1)} + D_{RC(T2)} = 1 \quad (6.3)$$

Analiza influenței timpului mort asupra funcționării structurilor electronice de putere este tratată în paragrafe separate. Tot în aceste secțiuni sunt amendate relațiile de calcul obținute în condiții ideale pentru a vedea cum se modifică acestea în condițiile prezenței timpului mort.

### 5. Module specializate de comandă

În laboratorul de Electronică de Putere sunt disponibile mai multe circuite de comandă realizate cu ajutorul integratelor sau a modulelor specializate. Pentru montajul de laborator al lucrării curente se va folosi un circuit de comandă obținut cu ajutorul unor module specializate fabricate de firma *Semikron*. Familia de module

SKHI au fost concepute pentru comanda mai multor tranzistoare de putere cu grilă MOS: 2 tranzistoare (SKHI 22, SKHI 23), 6 tranzistoare (SKHI 61), 7 tranzistoare (SKHI 71). Sunt unele dintre cele mai complexe, complete și performante circuite de comandă de acest tip disponibile pe piață. Acestea prezintă toate calitățile specifice *driver*-elor moderne: transmisia cu separarea galvanică în sens direct a semnalelor de comandă PWM și în sens invers a semnalelor de defect, alimentarea întregului modul cu o singură tensiune, comanda de blocare a tranzistoarelor de putere cu tensiune negativă, rejectarea impulsurilor scurte de comandă, funcții de protecție la suprasarcină, la scurt circuit, la dispariția “timpului mort” și la scăderea tensiunii de alimentare.

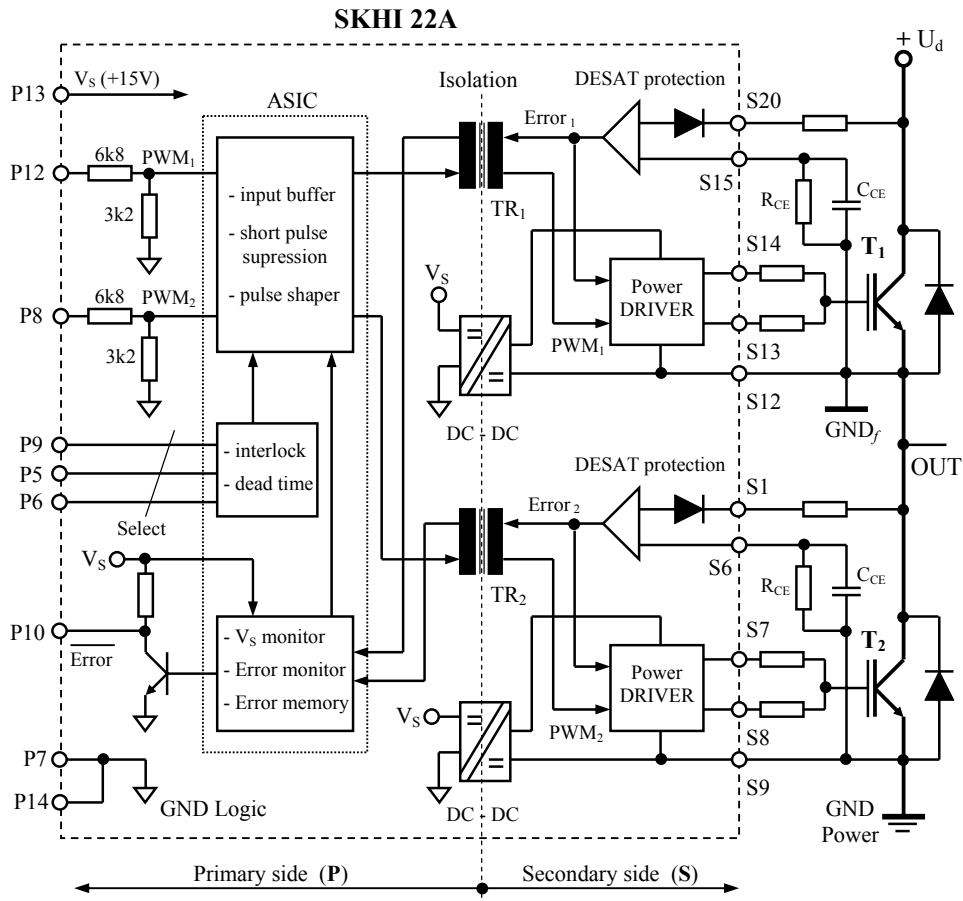
#### Seria de module SKHI 22

Sunt module de comandă realizate în mai multe variante: SKHI22A, SKHI22B, SKHI22A/BH4. Pot comanda două tranzistoare de putere cu grilă MOS (*double drivers*) aflate la potențiale diferite. Se utilizează noțiunea de modul deoarece este un ansamblu introdus într-o capsulă unde lucrează împreună integrate complexe, transformatoare de impuls, microsurse cu separare galvanică și alte elemente de circuit, așa cum se prezintă în Fig.6.7. Datorită acestei construcții hibride (*hybrid dual IGBT driver*) și compacte s-a obținut o serie de circuite specializate performante, foarte ușor de utilizat în practică.

Modulele care includ în cod litera A acceptă la intrările de comandă P12 și P8) compatibile CMOS) semnale PWM logice având amplitudinea de 15V (egală cu tensiunea de alimentare  $V_S$ ), iar cele cu litera B cu amplitudinea de 5V. Dacă în codul acestora este inclusă și combinația H4 este un indiciu că modulul poate comanda tranzistoare de putere aflate la potențiale înalte, de până la 1700V. Cele fără această combinație pot lucra până la tensiuni de 1200V.

În Fig.6.7 este prezentată schema bloc funcțională a modulelor SKHI22 și felul în care acesta se conectează pentru comanda unei structuri braț de punte realizată cu tranzistoare IGBT ( $T_1, T_2$ ). Conform acestei scheme, modulul poate fi împărțit în două părți:

- **Partea primară** (*primary side*), notată cu **P**, care include blocul de interfață cu circuitele de control, blocul logic de tratare și memorare a defectelor și blocul de selecție a „timpului mort” minim. Microsursele în comutație cu separare galvanică (DC/DC) și transformatoarele de impuls ( $TR_1, TR_2$ ) sunt cele care fac trecerea între cele două părți.
- **Partea secundară** (*secondary side*), notată cu **S**, care la rândul ei poate fi împărțită în două sectoare identice, izolate între ele. Fiecare din acest sector este dedicat pentru comanda și protecția unui tranzistor de putere. Astfel, recunoaștem în aceste sectoare etajul final de atac pe grilă (*power driver*) și circuitul de protecție la supracurenți (*DESAT protection*).



**Fig. 6.7** Schema bloc funcțională a modulelor de comandă SKHI 22A/B (după catalog *Semikron*).

Un mare avantaj al acestor module constă în facilitatea alimentării cu o singură tensiune  $V_s = 15V$ . Aceasta alimentează blocul de interfață și blocul logic, precum și cele două microsurse în comutație (*DC/DC*) care asigură alimentarea mai departe, cu separare galvanică, a etajelor finale.

Blocul de interfață permite recepționarea semnalelor logice de comandă complementare cu timp mort ( $PWM_1, PWM_2$ ), amplificarea acestora (*input buffer*) și formarea lor (*pulse shaper*). Totodată, blocul asigură suprimarea semnalelor pentru deschiderea tranzistoarelor de putere mai înguste de 500nsec (*short pulse suppression*). Este o funcție utilă deoarece semiconductoarele de putere nu sunt suficient de rapide pentru a reacționa la semnale de comandă foarte scurte.

Blocul de protecție la dispariția timpului mort (*interlock dead time*) este foarte util în cazul în care, din cauza unor perturbații sau comenzi greșite, în formele de undă a celor două semnale PWM<sub>1</sub> și PWM<sub>2</sub> apar suprapuneri pe nivelul logic ridicat. Aceasta este sinonim cu aducerea în conducție simultană, în regim de scurt circuit, a celor două tranzistoare de putere. Pentru a evita această situație s-a prevăzut acest bloc dedicat care înserează timpul mort dacă lipsește. Mărimea acestuia poate fi selectată între (1,3 ÷ 4,3)μsec prin combinația logică aplicată celor trei terminale P5-P6-P9.

Blocul de monitorizare și memorare a defectelor (*error monitor, error memory*) permite centralizarea mesajelor de avarie recepționate din partea secundară de la schemele de protecție *DESAT* (supracurenți), protecția la scăderea tensiunii de alimentare (*V<sub>S</sub> monitor*), memorarea stărilor anormale, blocarea semnalelor de comandă și comunicarea în exterior a situației prin intermediul semnalului de *Error*. Protecția la scăderea tensiunii de alimentare lucrează dacă tensiunea *V<sub>S</sub>* scade sub valoarea de 13V.

Toate blocurile care prelucrează semnalele logice din partea primară sunt incluse în variantele moderne de module într-un circuit larg integrat de tip ASIC cu ajutorul căruia s-a putut micșora substanțial gabaritul capsulei.

Protecția la supracurenți este de tip *DESAT*. Tensiunea de referință *U<sub>ref</sub>* aplicată comparatorului intern se poate fixa prin intermediul rezistenței exterioare *R<sub>CE</sub>* pe baza relației dată de fabricant :

$$U_{ref} [V] = (9 \cdot R_{CE} [k\Omega] - 25) / (10 + R_{CE} [k\Omega]) \quad (6.4)$$

Alegând *R<sub>CE</sub>*=20kΩ rezultă *U<sub>ref</sub>*= 5V.

Timpul minim *t<sub>min</sub>* lăsat între momentul în care este comandat tranzistorul de putere pentru deschidere și momentul în care este activat circuitul de protecție poate fi ajustat cu ajutorul condensatorului *C<sub>CE</sub>*. Același timp este valabil și pentru rejectarea semnalelor false în forma de undă a tensiunii *u<sub>CE</sub>*. Valoarea condensatorului *C<sub>CE</sub>* se calculează cu relația:

$$t_{min} = \tau_{CE} \cdot \ln\{(15 - U_{ref}) / (10 - U_{ref})\} \quad (6.5)$$

unde:  $\tau_{CE} [\mu sec] = C_{CE} [nF] \cdot 10 \cdot R_{CE} [k\Omega] / (10 + R_{CE} [k\Omega])$ .

Pentru *t<sub>min</sub>*= 6μsec, *U<sub>ref</sub>*= 5V și *R<sub>CE</sub>*=20kΩ rezultă *C<sub>CE</sub>* ≅ 1nF.

Configurația etajului final permite comanda cu două rezistențe de grilă prin intermediul cărora poate fi ajustat separat timpul de deschidere și de blocare a tranzistorului de putere.

## 6. Montajul de laborator

Pentru a pune în evidență anumite aspecte practice legate de utilizarea circuitelor sau a modulelor specializate de comandă în topologii complexe alcătuite din structuri elementare „braț de punte” care includ tranzistoare de putere cu grilă

MOS se va realiza în laborator un montaj experimental a cărui schemă bloc și imagine sunt prezentate în Fig.6.8, respectiv Fig.6.9.

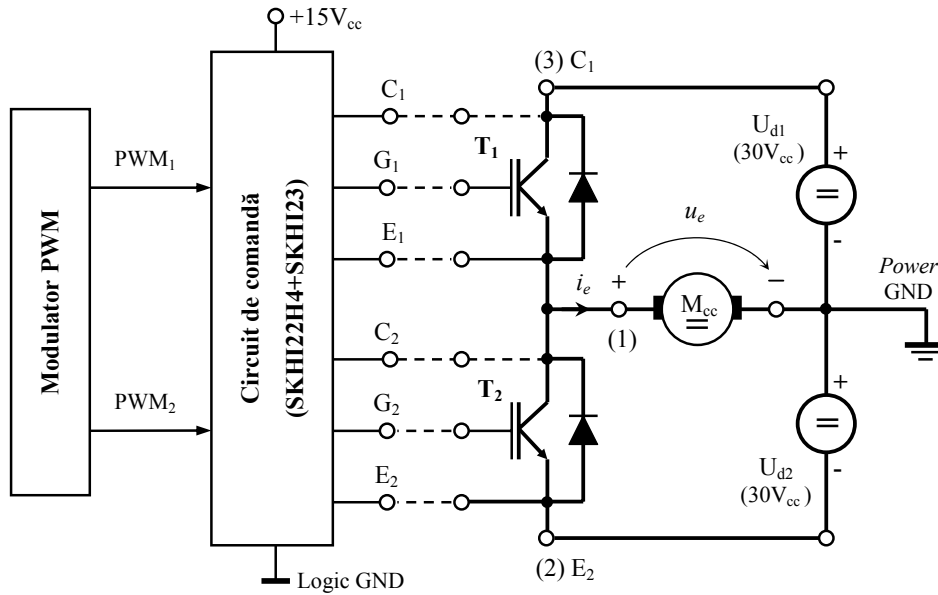


Fig. 6.8 Montajul de laborator în care este integrat circuitul de comandă studiat (chopper cu funcționare în 4 cadrane – structură braț de punte).

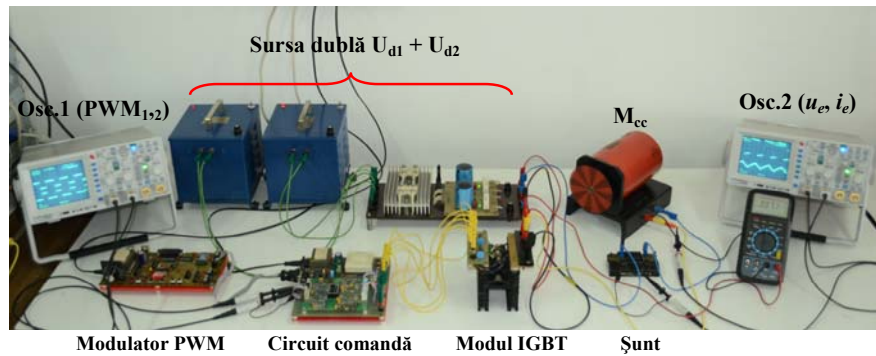


Fig. 6.9 Imaginea montajului de laborator.

Blocul principal al montajului este circuitul de comandă obținut cu ajutorul a două module specializate SKHI22H4, respectiv SKHI23. Aceste *driver*-e sunt asemănătoare din punct de vedere al funcționării (diferă modul de prezentare, de ansamblare) și pot, fiecare în parte, să comande simultan câte două tranzistoare de putere conectate într-o structură braț de punte (vezi paragraful anterior). Astfel, cu

ajutorul circuitului de comandă menționat se pot controla până la două brațe de punte formând o punte H (*full bridge*). În montajul prezent se va folosi circuitul doar pe jumătate, respectiv pentru a comanda o singură structură braț de punte realizată cu tranzistoare IGBT integrate într-un modul de putere, modul montat pe un radiator care susține, la rândul lui și bornele de conectare. Dacă se alimentează brațul de punte ca în Fig.6.8 se obține un convertor c.c. – c.c. (*chopper*) cu funcționare în 4 cadrane. Analiza funcționării acestui convertor static nu face obiectul referatului de față și este prezentată pe larg în lucrarea dedicată convertoarelor c.c. – c.c. cu funcționare în 4 cadrane – structura braț de punte (*half bridge*)

Se observă că, pentru alimentarea structurii braț de punte, se folosește o sursă dublă cu tensiuni continue egale:  $U_{d1} = U_{d2} = 30V_{cc}$ . Sarcina *chopper*-ului este un motor de c.c. care se va conecta între borna de ieșire a brațului de punte (borna 1) și punctul de masă al părții de forță (*Power GND*). Motorul de c.c. este realizat cu magneți permanenți. Tensiunea nominală este de  $30V_{cc}$ .

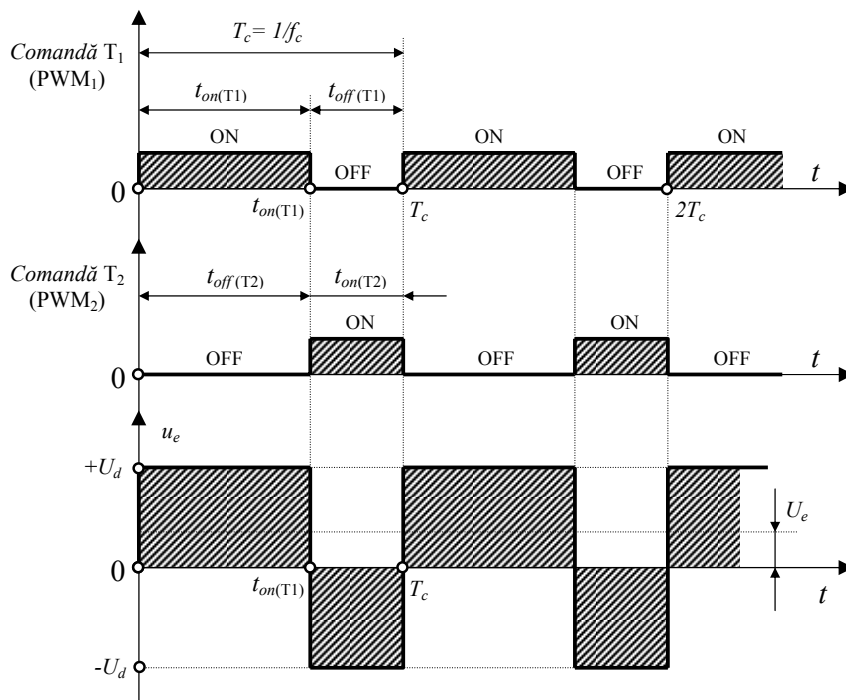


Fig. 6.10 Forma de undă a tensiunii  $u_e(t)$  de la ieșirea convertorului c.c. –c.c. braț de punte comandat cu ajutorul *driver*-ului studiat.

Deoarece convertorului c.c. – c.c. din Fig.6.8 funcționează în 4 cadrane valoarea medie a tensiunii  $U_e$  de la ieșire și valoarea medie a curentului  $I_e$  își pot schimba semnul (sensul). Rezultă că și sarcina convertorului (motorul de c.c.) va funcționa în toate cele 4 cadrane ale planului mecanic: cuplu electromagnetic – viteză

de rotație ( $M_e - n$ ), ceea ce este sinonim cu posibilitatea rotirii motorului în ambele sensuri și a frânării electrice a acestuia din ambele sensuri de rotație.

Modificarea valorii medii a tensiunii de ieșire se face prin intermediul duratelor relative de conducție ale celor două tranzistoare din structura brațului de punte (a factorului de umplere corespunzător semanlelor PWM). Astfel pentru:

$$\begin{aligned} 0 \leq D_{RC(T1)} < 0,5 & \Rightarrow -U_d \leq U_e < 0 \\ D_{RC(T1)} = D_{RC(T2)} = 0,5 & \Rightarrow U_e = 0 \\ 0,5 < D_{RC(T1)} \leq 1 & \Rightarrow 0 > U_e \geq +U_d \end{aligned}$$

Cele două semnale PWM complementare cu timp mort sunt generate de un modulator PWM care se va conecta la circuitul de comandă prin intermediul unui cablu prevăzut o cuplă standard de 9 pini la capete. Formele de undă ale semnalelor de comandă PWM și a tensiunii de ieșire  $u_e(t)$  sunt date în Fig.6.10.

### 5.3 Circuit de comandă realizat cu modulele specializate SKHI

Așa cum s-a precizat acest bloc include două module de comandă SKHI, unul în construcție deschisă (SKHI 23) și celălalt în construcție închisă, capsulată (SKHI 22H4). Acestea s-au plasat din motive didactice, pentru comparație, pe aceeași placă de circuit. Prin observarea *driver*-ului în construcție deschisă pot fi identificate anumite elemente de circuit, poate fi apreciată complexitatea acestor module și înalta tehnologie de fabricație. Fiecare modul poate comanda simultan câte două tranzistoare de putere incluse într-o structură braț de punte. Semnalele de comandă PWM aplicate la intrarea circuitului de comandă pot fi preluate de la orice tip de modulator prin intermediul unui cablu ecranat sau a unui cablu tip panglică. Pentru a prelua semnale PWM de la distanțe mai mari fabricantul modulelor de comandă SKHI a prevăzut intrări cu nivel de 15V în scopul reducerii influenței perturbațiilor. Deoarece semnalele logice PWM sunt furnizate de modulator sau sisteme de control numeric având nivelul logic de 5V (mai recent 3,3V) s-a prevăzut un circuit de adaptare pentru a realiza translarea de la un nivel logic coborât la nivelul 15V acceptat de module. Ieșirile circuitelor de comandă compatibile cu grila MOS a tranzistoarelor de putere (+15V pentru deschidere și -8V pentru blocare la SKHI23, respectiv -15V la SKHI22H4) pot fi preluate prin intermediul unor borne potrivite firelor standard de laborator cu banane.

În Fig.6.11 și Fig.6.12 se prezintă schema, respectiv imaginea circuitului de comandă realizat cu modulele SKHI. Modulul SKHI22H4 fiind încapsulat are nevoie de o schemă exterioară de montaj prin care utilizatorul poate să își aleagă rezistențele de grilă (pentru deschidere  $R_{g(on)}$ , respectiv pentru blocare  $R_{g(off)}$ ) și timpul de întârziere după care protecția la supracurenți (DESAT) devine activă prin intermediul grupului  $R_{ce}-C_{ce}$ .



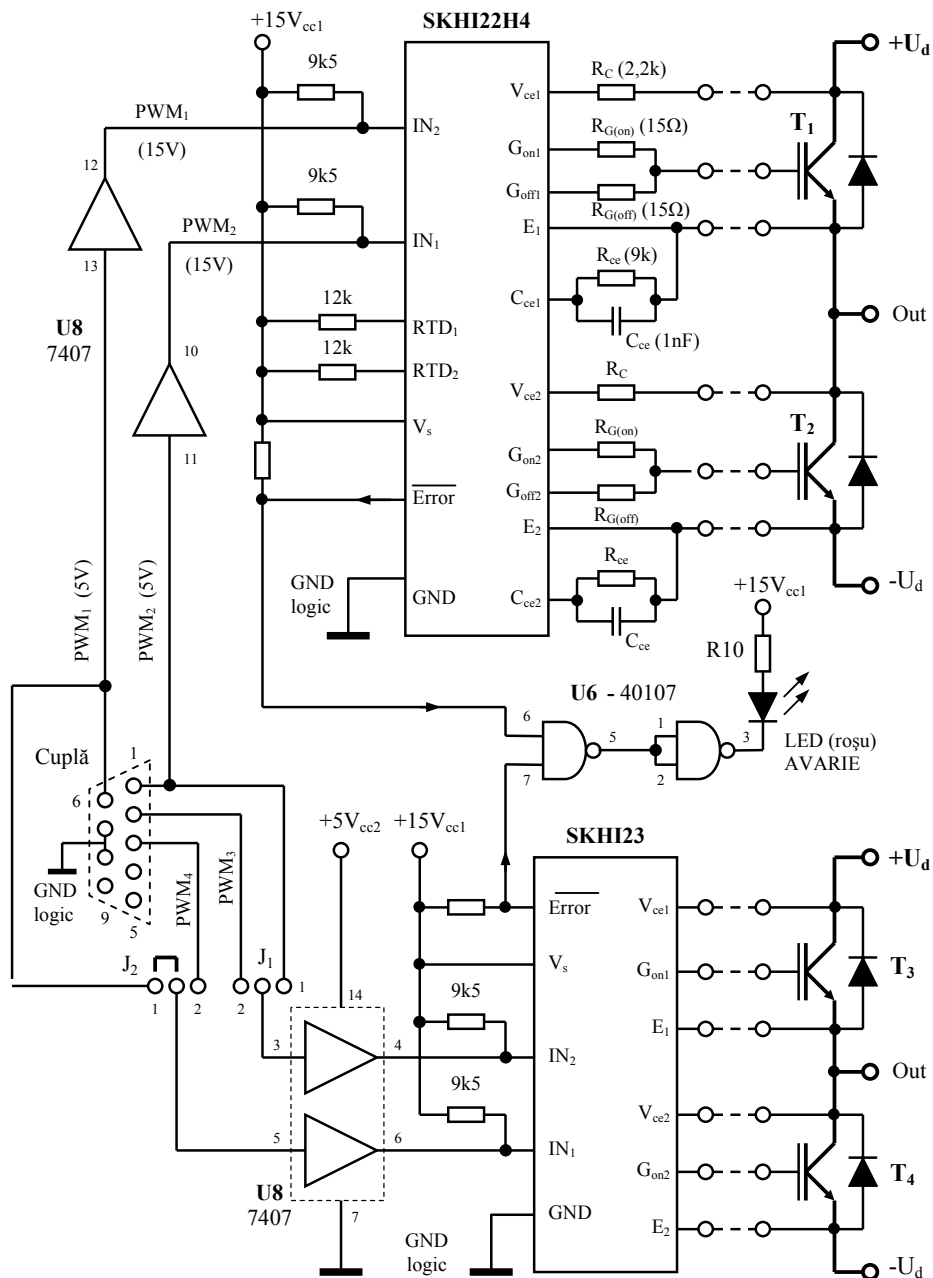


Fig. 6.11 Schema circuitului de comandă cu modulele SKHI 22 H4 și SKHI 23.

În partea primară a modului prin intermediul rezistențelor  $R_{TD}$  poate fi setat timpul mort minim al celor două semnale PWM complementare PWM1 și PWM2. În cazul modului SKHI 23 realizat pe o placă de circuit imprimat deschisă se pot modifica direct elementele de circuit menționate deoarece fabricantul a prevăzut această posibilitate prin lipirea acestora pe cose.

Circuitul de adaptare a nivelului semnalelor PWM de la 5V la 15V este implementat cu ajutorul unui integrat 7407 care include *buffer-e* având ieșirea de tip „colector în gol”. Cele două module de comandă SKHI pot fi comandate simultan cu două semnale PWM<sub>1</sub> și PWM<sub>2</sub> sau comandate separat cu semnalele PWM<sub>1</sub>÷PWM<sub>4</sub>. Selectarea celor două modalități se face cu ajutorul a două *jumper-e* (J<sub>1</sub>, J<sub>2</sub>), așa cum rezultă din figură.



Fig. 6.12 Imaginea circuitului de comandă cu module SKHI

Modulele de comandă prezintă funcții de protecție multiple (la supracurenți, la scăderea tensiunii de alimentare, la dispariția timpului mort). În cazul activării protecției aceste module avertizează structura de control ierarhic superioară de apariția unui defect prin trimiterea unui semnal de avarie (/Error) activ pe 0L (ieșire tranzistor cu colector în gol). În cazul circuitului de comandă prezentat semnalele de avarie furnizate de cele două module sunt însumate prin intermediul unei porți ȘI NEGAT (40107) care, mai departe, comandă o altă poartă de același tip pentru a aprinde un LED ce semnalizează optic apariția situației de avarie. În acest fel, pot fi testate funcțiile de protecție ale modulelor de comandă.

Pentru alimentarea celor două module specializate de comandă cu o tensiune unică de  $15V_{cc1}$  se utilizează o sursă stabilizată care include un transformator de rețea de mică putere (20W), o punte redresoare monofazată, un filtru capacitiv și un stabilizator în trei puncte LM7815. Din tensiunea de 15V prin intermediul unui alt stabilizator LM7805 se mai obține tensiunea de 5V pentru alimentarea circuitului de adaptare a nivelului semnalelor de comandă PWM.

### 5. Modul de lucru

1. Se vor revedea din referatul anterior (Referat 5) aspectele teoretice referitoare la comanda tranzistoarelor de putere cu grilă MOS, funcțiile circuitelor de comandă și blocurile funcționale ale acestora;
2. Se vor identifica variantele circuitelor integrate și a modulelor specializate de comandă din bogata ofertă a firmelor producătoare analizând clasificarea acestor circuite de comandă;
3. Se vor trece în revistă variantele posibile de alimentare a integratelor specializate de comandă în funcție de structurile de putere comandate;
4. Se va analiza tehnica de comandă a unei structuri braț de punte cu semnale PWM complementare în condiții ideale și complementare cu timp mort în condiții reale;
5. Se va analiza schema bloc internă a modului specializat de comandă SKHI22 fabricat de firma Semikron și se va identifica elementele de circuit suplimentare care însoțesc *driver*-ul integrat;
6. Se va analiza schema de montaj prezentată în Fig.6.8 și schema circuitului de comandă realizat cu cele două module SKHI din Fig.6.11 (foto Fig.6.12);
7. Se va realiza practic montajul din laborator a cărui schemă este dată în Fig.6.8 și imagine în Fig.6.9;
8. Se vor vizualiza, cu ajutorul unui osciloscop cu două spoturi (Osc.1), formele de undă a celor două semnale PWM complementare cu timp mort generate de modulatorul PWM – se vor monta sondele osciloscopului la punctele de măsură corespunzătoare de pe placa modulatorului;
9. În condițiile în care va fi alimentat doar circuitul de comandă se vor oscilografia separat (osciloscopul nu are canale separate galvanic) formele de undă ale tensiunilor de comandă pe grila ( $u_{GE}$ ) corespunzătoare celor două tranzistoare din structura brațului;
10. Se va pune în evidență modul în care lucrează protecția DESAT prin oscilografierea unei tensiuni de grilă și întreruperea legăturii dintre circuitul de comandă și colectorul tranzistorului comandat;
11. Se va observa aprinderea LED-ului roșu de avarie și memorarea defectului pe durata perioadei curenți de comutație (blocarea semnalului de comandă PWM până la sfârșitul perioadei de comutație), dar și resetarea stării de avarie după trecerea prin zero a celor două semnale PWM pe durata timpului mort;

12. Se va alimenta schema de forță cu cele două tensiuni  $U_{d1}=U_{d2}$  și se va oscilografia (Osc.2) forma de undă a tensiunii  $u_e$  de la ieșirea convertorului braț de punte care trebuie să rezulte așa cum se prezintă în Fig.6.10;
  13. Se va pune în evidență modul de variație a tensiunii medii  $U_e$  de la ieșirea convertorului prin intermediul factorului de umplere a celor două semnale PWM cu ajutorul unui voltmetru și prin sesizarea modificării vitezei în ambele sensuri a motorului de c.c.
-