

---

## Lucrarea 20

# CONVERTORUL C.C. – C.C. ÎN PUNTE H – Comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii

## 1. Introducere

În referatul Lucrării 19 s-a menționat posibilitatea convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane de a acoperi toate cadranele sistemului de axe: tensiune de ieșire – curent de ieșire ( $U_e - I_e$ ). Dacă ne raportăm la puterea  $P_e = U_e \cdot I_e$  rezultă că echipamentul permite vehicularea energiei electrice în ambele sensuri, atât prin inversarea sensului curentului  $I_e$ , cât și prin inversarea polarității tensiunii  $U_e$ . Deci convertorul este și *bidirecțional* și *reversibil*. Folosirea lui într-o aplicație este cerută de o sarcină care trebuie să funcționeze, la rândul ei, tot în patru cadrane. Pentru cazul concret al unei acționări electrice cu motor de c.c. aplicația impune rotirea acestuia în ambele sensuri cu posibilitatea frânării din orice direcție și recuperarea energiei de mișcare. Spunem că mașina electrică este integrată într-un *sistem de acționare reglabil și reversibil*.

Tot în lucrarea anterioară s-a precizat că, tratatele de specialitate analizează convertoarele c.c. – c.c. (*chopper-le*) cu funcționare în patru cadrane gradual, pornind de la structura mai simplă braț de punte (*half bridge*) după care se continuă cu structura mai complexă în punte H (*full bridge*). În aplicațiile reale topologia braț de punte este mai rar utilizată datorită dezavantajelor deja cunoscute: necesitatea unei surse duble de c.c. și posibilitatea dezechilibrului între cele două tensiuni de alimentare în timpul regimurilor dinamice grele. Aceste dezavantaje pot fi eliminate dacă se utilizează structura în punte H. Chiar dacă această structură este mai complexă și numărul dispozitivelor semiconductoare de putere se dublează avantajele obținute în comparație cu structura braț de punte justifică investiția suplimentară.

## 2. Structura în punte H (*full bridge*)

Structura în punte H cu dispozitive semiconductoare controlabile nu este utilizată în electronica de putere numai pentru obținerea convertoarelor c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane. Această topologie este folosită, de asemenea, pentru obținerea invertoarelor, a redresoarelor PWM și a filtrelor active monofazate. Așa cum se prezintă în Fig.20.1, puntea H este formată din două brațe de punte A și B, fiecare braț fiind constituit din câte două tranzistoare de putere (BJT, MOSFET, IGBT etc.) legate în serie prevăzute cu diode de descărcare în antiparalel.

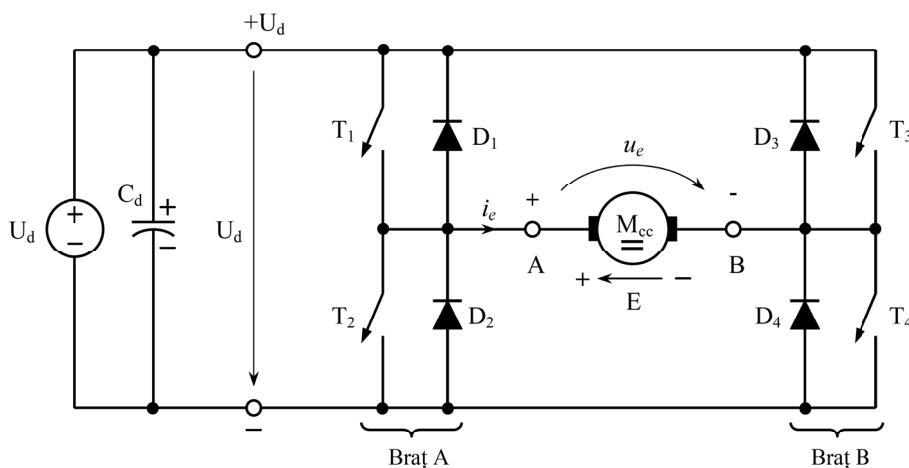


Fig. 20.1 Topologia convertorului c.c. – c.c. în punte H (*full bridge*).

Tranzistoarele din brațul A au fost notate cu  $T_1, T_2$ , iar cele din brațul B cu  $T_3, T_4$ . Diodele în antiparalel cu tranzistoarele au fost notate cu același indice,  $D_1, D_2$  pentru brațul A, respectiv  $D_3, D_4$  pentru brațul B. Alimentarea structurii se face de la o singură sursă care furnizează tensiunea continuă  $U_d$  bine filtrată. Cât mai aproape de puntea H se prevede obligatoriu capacitatea  $C_d$  care, pe lângă rolul de filtru al tensiunii, are și funcția importantă de a prelua energia inductanței de sarcină după fiecare comandă de blocare a tranzistoarelor. Având în vedere că tranzistoarele comută în timpi foarte scurți trebuie utilizate condensatoare rapide cu rezistență echivalentă serie mică (*Low ESR – Equivalent Series Resistance*). Punctele mediane ale celor două brațe s-au notat cu A, respectiv B. Acestea sunt și bornele de ieșire ale structurii între care se leagă sarcina activă a convertorului de tip *R-L-E* (în figură motorul de c.c.  $\rightarrow M_{cc}$ ). Tensiunea de la ieșirea convertorului este notată cu  $u_e$ , iar curentul cu  $i_e$ .

Comanda tranzistoarelor din fiecare braț se face cu o pereche de semnale modulate în lățime (PWM) *complementare*. În funcție de cum sunt corelate comenzile celor două brațe A și B, pot fi puse în evidență două **tehnic** (*strategii*) **de comandă ale punții H**:

- **Comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii la ieșirea punții**
- **Comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii la ieșirea punții**

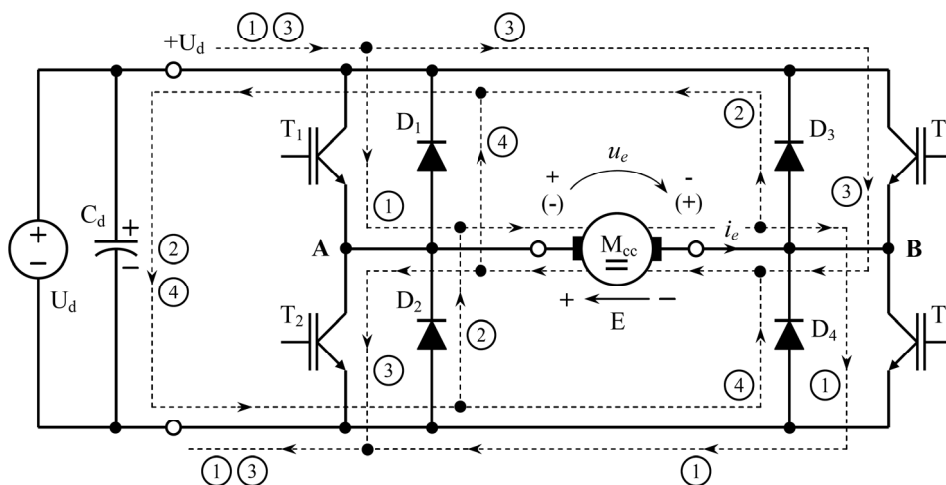
Cele două tehnici enumerate mai sus pot fi utilizate, atât pentru *chopper*-ul în punte H, cât și pentru inverterul sau redresorul PWM monofazat. Fiecare din aceste convertoare vor lucra diferit, în funcție de tehnica utilizată. Și calitatea conversiei se schimbă de la o tehnică la alta. Din acest motiv analiza convertoarelor menționate se

va face separat, pentru fiecare strategie de comandă în parte. În continuare, va fi analizat *chopper*-ul în punte H în cazul primei tehnici de comandă.

### 3. Comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii la ieșirea punții H

Pentru comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii sunt grupate în perechi tranzistoarele de pe diagonala punții:  $T_1$  cu  $T_4$ , respectiv  $T_2$  cu  $T_3$ . Astfel, când va fi comandată pentru deschidere perechea  $(T_1, T_4)$  va fi blocată perechea  $(T_2, T_3)$  și viceversa. În consecință, pentru cele patru tranzistoare de putere sunt necesare doar două semnale de comandă modulate în lățime:  $PWM_1$  pentru perechea  $(T_1, T_4)$  și  $PWM_2$  pentru perechea  $(T_2, T_3)$ . În practică, se folosesc semnale PWM complementare cu timp mort. Este o strategie de comandă simplă și ușor de implementat motiv pentru care este utilizată pe scară largă în aplicații, chiar dacă este mai puțin performantă.

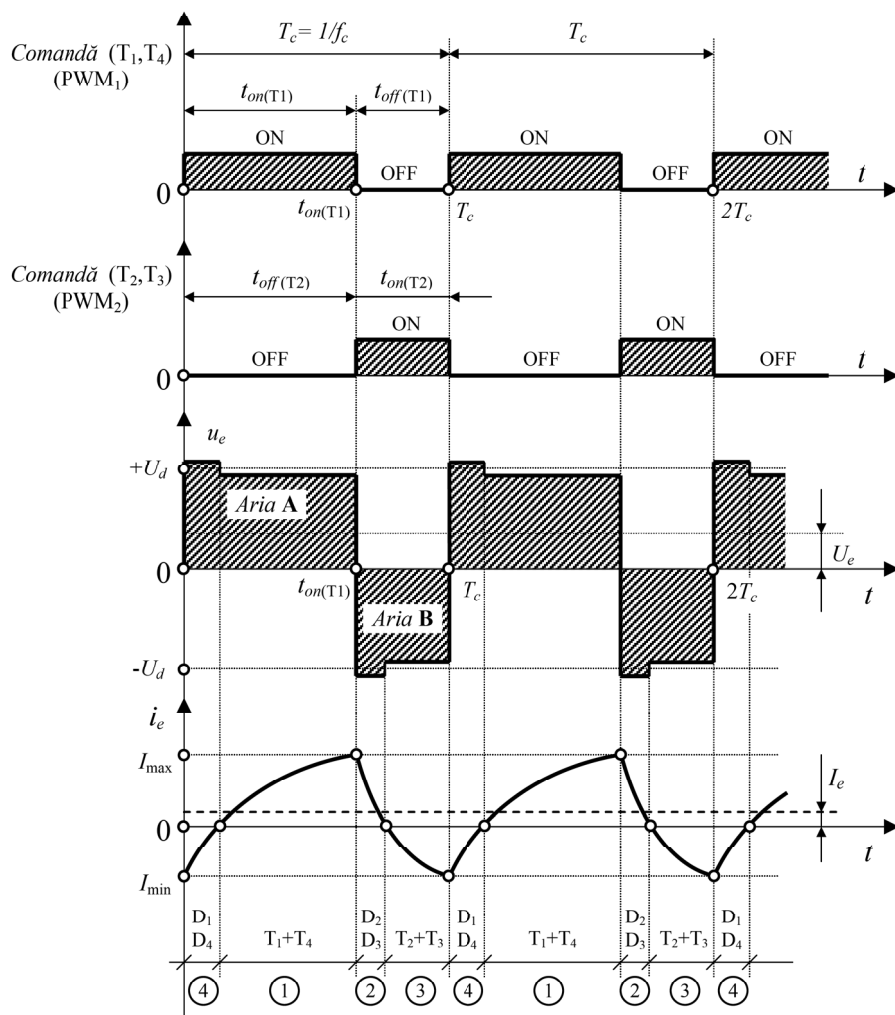
Pentru această tehnică de comandă pot fi puși în evidență patru subciclii de funcționare ai punții H pe durata unei perioade de comutație  $T_c$ . Aceștia sunt dați de cele patru trasee ale curentului de ieșire  $i_e$  într-un ciclu de funcționare. În Fig.20.2 sunt prezentate aceste trasee în cazul comenzii PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.



**Fig. 20.2** Traseele curentilor printr-un convertor c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.

Formele de undă corespunzătoare tensiunii de ieșire  $u_e$  și curentului  $i_e$  de la ieșirea convertorului c.c. – c.c. în punte H sunt identice cu cele corespunzătoare convertorului c.c. – c.c. de patru cadrane braț de punte prezentate în referatul Lucrării 19, Fig.19.2. Pentru a nu repeta figura respectivă, în Fig.20.3 se vor prezenta formele de undă în cazul real, atunci când sunt luate în considerare și căderile de tensiune de pe dispozitivele aflate în conducție. Abaterile undei de tensiune  $u_e$  de la forma ideală

prezentată în Fig.19.2 devin cu atât mai stridente cu cât tensiunea de alimentare  $U_d$  este mai scăzută (de ordinul volților sau zecilor de volți). Deoarece pe toate cele patru trasee ale curenților sunt prezente câte două dispozitive semiconductoare aflate în conducție, tranzistoare sau diode, apar căderi de tensiune de ordinul (2÷6)V care pot afecta vizibil forma de undă a tensiunii  $u_e$  așa cum se prezintă în Fig.20.3.



**Fig. 20.3** Formele de undă reale corespunzătoare unui *chopper* în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.

În subciclul (1) de funcționare sunt în conducție tranzistoarele ( $T_1, T_4$ ). Acestea vor prelua curentul  $i_e$  pe traseul notat cu (1) în Fig.20.2. Tensiune de alimentare  $U_d$  se aplică motorului de c.c. (cu plus pe borna din stânga și minus pe borna din dreapta),

dar cu o valoare ușor diminuată datorită căderilor de tensiune de pe cele două tranzistoare aflate în conducție:

$$u_e(t) = U_d - 2 \cdot U_{on(T)} \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (1) în Fig.20.3} \quad (20.1)$$

Curentul  $i_e$  va evolua după o exponențială crescătoare, așa cum se prezintă în Fig.20.3. Modul de calcul a undei  $i_e(t)$  este prezentat în referatul Lucrării 19, relația (19.9). Pentru un calcul exact se va lua valoarea exprimată în (20.1) pentru tensiunea de ieșire. Așa cum reiese și din Fig.20.3, curentul  $i_e$  este pozitiv în intervalul (1) și va crea un cuplu electromagnetic, de asemenea, pozitiv la nivelul motorului de c.c. ( $M_{em} > 0$ ). Același curent  $i_e$  va determina pierderi pe rezistența indusului  $R_a$  și acumularea unei energii în inductanța  $L_a$ .

Imediat ce perechea de tranzistoare ( $T_1, T_4$ ) este blocată, curentul  $i_e$  nu mai poate circula pe traseul (1) și va căuta cale de descărcare pe traseul notat cu (2) în Fig.20.2. Diodele ( $D_2, D_3$ ) se deschid atunci când inductanței  $L_a$ , prin energia acumulată în câmpul său, va genera o tensiune autoindusă cu polaritatea inversă (polaritatea din paranteze a tensiunii  $u_e$ ) care să contrabalanseze **tensiunea  $U_d$  plus căderile de tensiune pe cele două diode**. Astfel, în subciclul (2) din Fig.20.3 tensiunea de ieșire reală devine:

$$u_e(t) = -U_d - 2 \cdot U_{on(D)} \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (2) în Fig.20.3} \quad (20.2)$$

În subciclul (2) o parte din energia acumulată de inductanța  $L_a$  este consumată de motor fiind convertită în energie de mișcare prin menținerea în acest interval a unui cuplu electromagnetic pozitiv ( $i_e > 0$ ), o altă parte este transferată capacității  $C_d$  și o ultimă parte este transformată în căldură de către rezistența indusului  $R_a$ . Pe măsură ce energia inductanței scade curentul scade progresiv, evoluând după o exponențială descrescătoare. Expresia acesteia se calculează cu ajutorul relației (19.11) din referatul Lucrării 19 în care valoarea  $U_d$  se înlocuiește cu  $U_d + 2U_{on(D)}$ .

Momentul epuizării energiei din câmpul inductanței  $L_a$  este marcat de anularea curentului  $i_e$  la sfârșitul intervalului (2). După acest punct intră în conducție perechea de tranzistoare ( $T_2, T_3$ ) comutând circulația curentului  $i_e$  pe traseul notat cu (3) în Fig.20.2. Astfel, curentul la ieșirea convertorului devine negativ fiind determinat de sursa  $U_d$  conectată invers la bornele motorului și tensiunea electromotoare  $E$ . Tensiunea  $u_e$  se menține negativă, dar cu o amplitudine mai mică decât  $-U_d$  datorită căderilor de tensiune pe cele două tranzistoare aflate în conducție:

$$u_e(t) = -U_d + 2 \cdot U_{on(T)} \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (3) în Fig.20.3} \quad (20.3)$$

În subciclul (3) curentul  $i_e$  va evolua în continuarea exponențialei din subciclul (2), dar cu o pantă mai puțin abruptă datorită scăderii amplitudinii tensiunii negative după trecerea din subciclul (2) în subciclul (3). Evoluția curentului  $i_e$  spre valoarea de regim stabilizat a exponențialei descrescătoare este întreruptă prin blocarea tranzistoarelor ( $T_2, T_3$ ). Deoarece la sfârșitul subciclului (3) inductanța  $L_a$  are

acumulată o energie corespunzătoare valorii  $I_{min} < 0$  aceasta va întreține circulația curentului  $i_e$  prin diodele de descărcare ( $D_1, D_4$ ), pe traseul notat cu (4) în Fig.20.2. Astfel, tensiunea de ieșire face un salt de la valoarea negativă dată de relația (20.3) la valoarea:

$$u_e(t) = U_d + 2 \cdot U_{on(D)} \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (4) în Fig.20.3} \quad (20.4)$$

Ca și în cazul subciclului (2), în subciclul (4) energia din câmpul inductanței este transferată arborelui motorului și capacității  $C_d$  motiv pentru care amplitudinea negativă a curentului de ieșire este în scădere până se atinge valoarea zero, atunci când toată energia este descărcată. După acest moment perechea de tranzistoare ( $T_1, T_4$ ) poate să preia conducția unui curent pozitiv determinat de tensiunea de alimentare  $U_d$  reintrându-se în subciclul (1) de funcționare.

Evoluția curentului în subciclul (4) are loc după o exponențială crescătoare care se va continua și în subciclul (1) din următoarea perioadă de comutație. Expresia unde  $i_e(t)$  este dată de relația (19.9) din referatul Lucrării 19 în care  $U_d$  se înlocuiește cu  $U_d - 2U_{on(T)}$  dacă se dorește analiza convertorului în condiții reale.

Se observă că în timpul funcționării, la momentele  $t_{on(T1)}$  și  $T_c$ , tensiunea de la ieșirea convertorului în punte H își schimbă brusc polaritatea, aspect care a stat la baza denumirii de *comandă PWM cu o comutație bipolară a tensiunii*.

Este dificil de a calcula valoarea medie pentru unda tensiunii reale  $u_e(t)$  din Fig.20.3 deoarece intervalele de timp (1)-(4) sunt variabile, în funcție de evoluția curentului  $i_e$  impus de sarcină (aleatoriu). Astfel, dacă tensiunea de alimentare  $U_d$  nu este chiar de ordinul volților se poate aproxima că pe durata subciclurilor (1) și (4)  $u_e(t) = +U_d$ , iar pe durata subciclurilor (2) și (3)  $u_e(t) = -U_d$ . În plus, se va considera că tranzistoarele de putere comută instantaneu, iar semnalele de comandă sunt complementare, fără timp mort, așa cum se prezintă în Fig.20.3. Pe baza acestei din urmă supoziții se obține relația de legătură deja cunoscută între duratele relative de conducție ( $D_{RC}$ ) ale celor două perechi de tranzistoare ( $T_1, T_4$ ) și ( $T_2, T_3$ ):

$$t_{on(T1)} + t_{on(T2)} = T_c \Leftrightarrow \frac{t_{on(T1)}}{T_c} + \frac{t_{on(T2)}}{T_c} = 1 \Rightarrow D_{RC(T1)} + D_{RC(T2)} = 1 \quad (20.5)$$

În condițiile simplificatoare enunțate mai sus, pentru valoarea medie a tensiunii de la ieșirea convertorului c.c. – c.c. în punte H se obține aceeași expresie ca în cazul convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane braț de punte:

$$\begin{aligned} U_e^{not} = \text{val. medie } u_e(t) &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_e(t) \cdot dt \approx \frac{1}{T_c} \int_0^{t_{on(T1)}} (+U_d) \cdot dt + \frac{1}{T_c} \int_{t_{on(T1)}}^{T_c} (-U_d) \cdot dt = \\ &= \frac{\text{Aria } \mathbf{A} + \text{Aria } \mathbf{B}}{T_c} = \frac{1}{T_c} \cdot [U_d \cdot [t]_0^{t_{on(T1)}} - U_d \cdot [t]_{t_{on(T1)}}^{T_c}] = U_d (2 \cdot D_{RC(T1)} - 1) \end{aligned} \quad (20.6)$$

$D_{RC(T_1)} = t_{on(T_1)} / T_c$  este durată relativă de conducție a perechii de tranzistoare ( $T_1, T_4$ ). Deoarece  $0 \leq t_{on(T_1)} \leq T_c$  atunci  $0 \leq D_{RC(T_1)} \leq 1$ . Ținând cont și de relația (20.6) rezultă că:

$$0 \leq D_{RC(T_1)} \leq 1 \Rightarrow -U_d \leq U_e \leq +U_d \quad (20.7)$$

Relația (20.7) evidențiază proprietatea de **reversibilitate** a *chopper*-ului în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii. În consecință, motorul de c.c. alimentat de la un asemenea convertor poate fi rotit în ambele sensuri cu viteze reglabile.

Se observă că forma de undă a curentului la *chopper*-ul în punte H este asemănătoare cu cea a *chopper*-ului cu funcționare în două cadrane sau în patru cadrane - structura braț de punte. În consecință, valoarea medie sau componenta continuă  $I_e$  se calculează cu relația prezentată în referatele anterioare:

$$I_e \approx (I_{max} + I_{min}) / 2 \quad (20.8)$$

În funcție de cum se plasează extremele  $I_{max}$  și  $I_{min}$  curentul mediu de ieșire poate fi pozitiv sau negativ deci convertorul în punte H este **bidirecțional**. Ținând cont și de proprietatea de reversibilitate, menționată mai sus, înseamnă că motorul de c.c. poate fi accelerat, rotit și frânat din ambele sensuri de rotație, ceea ce este echivalent cu funcționarea acestuia în cele patru cadrane a planului mecanic cuplu-viteză ( $n - M_{em}$ ). În Fig.20.4 sunt reprezentate toate cele patru cadrane ale planului electric, respectiv mecanic, în care funcționează ansamblul convertor-motor.

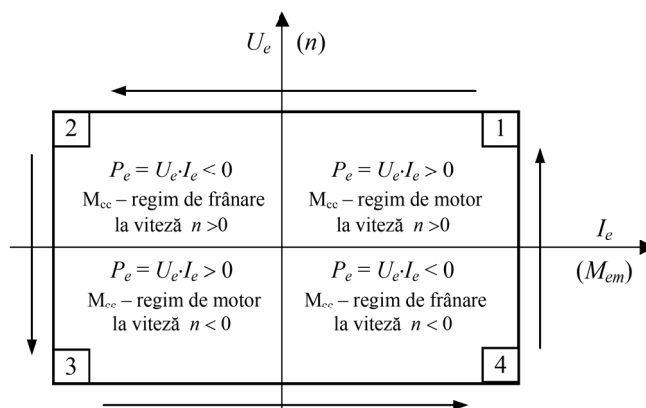


Fig. 20.4 Cadranele 1÷4 ale planului electric, respectiv mecanic, în care funcționează ansamblul convertor – motor.

Modul în care ansamblul convertor-motor parcurge în sens trigonometric cele patru cadrane este descris în referatul Lucrării 19. Regimurile tranzitorii

electromagnetice și electromecanice ale ansamblului sunt identice chiar dacă s-a modificat topologia convertorului c-c. - c.c. cu funcționare în patru cadrane.

#### 4. Montajul de laborator

În Laboratorul Electronică de Putere, Facultatea de Inginerie Electrică, Energetică și Informatică Aplicată din Iași, sunt disponibile mai multe structuri în punte H realizate cu tranzistoare de putere (MOSFET, IGBT). Acestea au fost concepute cu toate facilitățile necesare unor experimente într-un laborator didactic sau de cercetare (flexibilitate, acces facil la punctele măsură, semnale de comandă și reacție compatibile cu structurile numerice de control moderne  $\mu C$  sau DSP, separare galvanică între partea de forță și partea de comandă, măsuri de protecție multiple, scheme de start/stop etc.). Una dintre aceste punți, realizată ca un modul distinct care nu include și circuitul de comandă, este utilizată în montajul de laborator pentru studiul convertorului c.c. – c.c. de patru cadrane în punte H, comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii. Schema bloc a montajului este prezentată în Fig.20.5 și imaginea lucrării în timpul funcționării este prezentată în Fig.20.6.

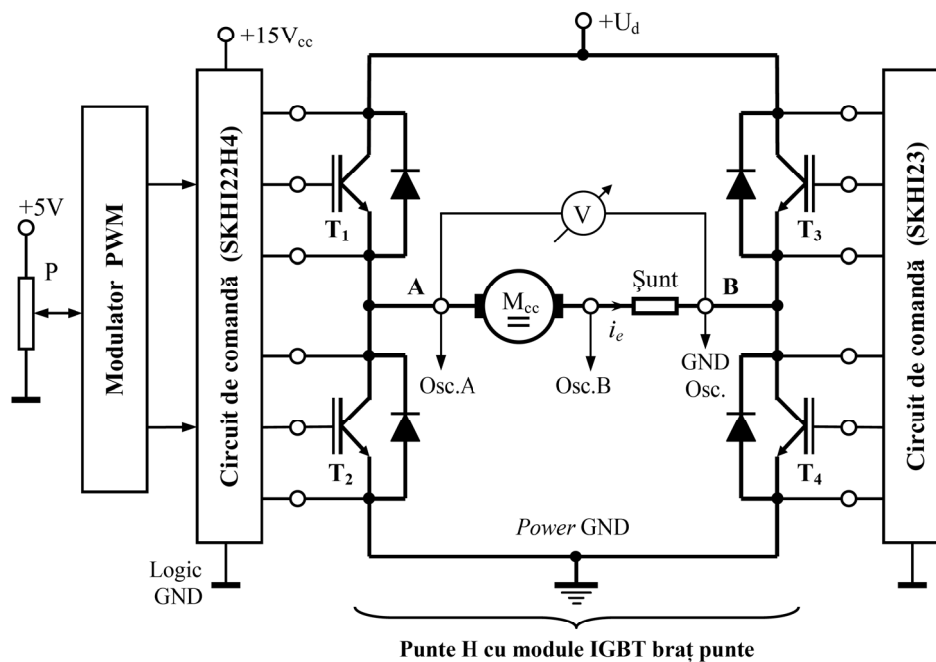


Fig. 20.5 Montajul de laborator pentru studiul convertorului c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii la ieșire.



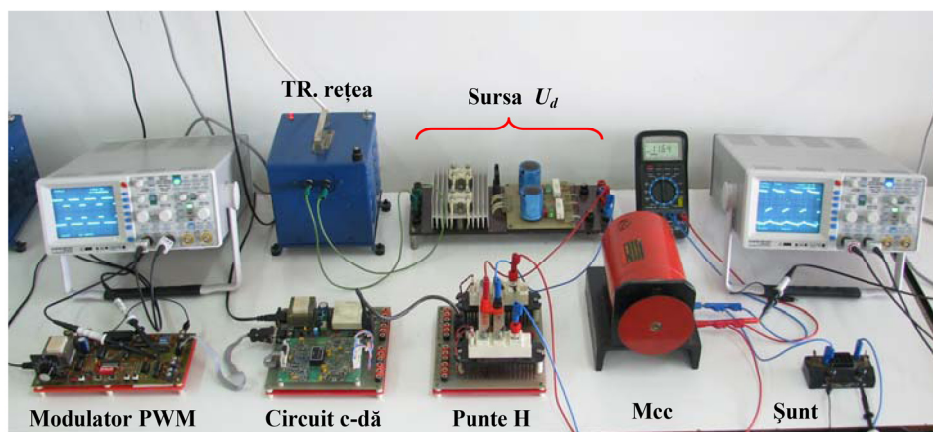


Fig. 20.6 Imaginea montajului de laborator.

*Structura în punte H* este realizată cu tranzistoare de tip IGBT. Acestea sunt utilizate sub forma unor module de putere braț de punte fabricate de firma *Semikron*, tip SKM50GB123D. Datele de catalog ale tranzistoarelor din componența modulelor sunt: curent de colector maxim 50A, tensiune colector-emitor maximă 1200V, frecvențe de lucru până la 10kHz. Fiecare din cele două module a fost montat pe un radiator. Mai departe ambele brațe sunt montate pe o placă într-o poziție care sugerează structura H, așa cum se prezintă în imaginea din Fig. 20.7(a). Pe aceeași placă mai sunt prevăzute grupurile R-C de protecție  $di/dt$  pentru fiecare tranzistor și bornele pentru terminalele de comandă, respectiv pentru terminalele de forță (bornele pentru barele de  $\pm U_d$  și pentru ieșirile punții A, B).

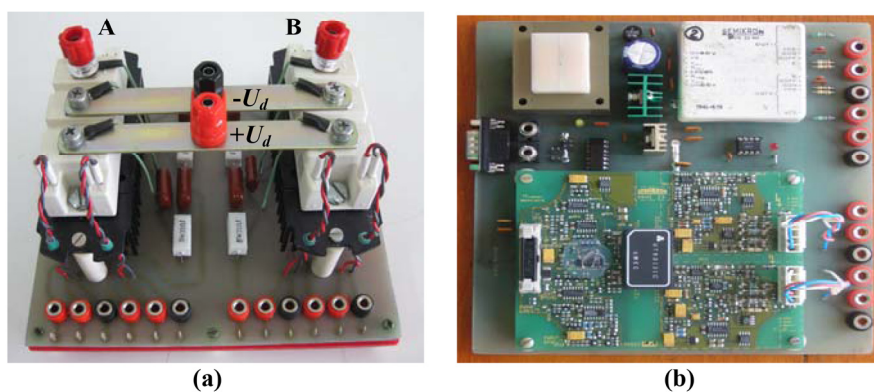


Fig. 20.7 (a) Imaginea structurii în punte H realizată cu module IGBT braț de punte  
(b) Imaginea circuitului de comandă cu modulele specializate SKHI.

Pentru comanda tranzistoarelor IGBT din structura H se va utiliza circuitul de comandă studiat la Lucrarea 6 a cărei imagine este reluată în Fig.20.7(b). Circuitul include modulele specializate SKHI22H4, respectiv SKHI23, fabricate tot de firma *Semikron*. Așa cum s-a mai precizat, aceste *driver*-e sunt identice din punct de vedere al funcționării (diferă modul de ansamblare) și pot, fiecare în parte, să comande simultan câte două tranzistoare de putere conectate într-o structură braț de punte. Astfel, cu ajutorul circuitului de comandă menționat se pot controla cele două brațe care formează puntea H

Montajul experimental al lucrării mai cuprine sursa de tensiune continuă  $U_d$  ( $=30V_{cc}$ ) care a fost descrisă în referatul Lucrării 16. Trebuie precizat că, pe lângă transformatorul de rețea (TR), redresorul monofazat cu diode și filtrul capacitiv, sursa include, obligatoriu, o *rezistență de frânare* cu rol de a consuma energia recuperată pe durata frânării motorului de c.c. Motorul de c.c. conectat la ieșirea punții este realizat cu magneți permanenți. Comanda PWM cu o comutație bipolară a structurii în punte H se realizează cu ajutorul celor două semnale logice  $PWM_1$  și  $PWM_2$  preluate de la modulatorului PWM descris în Lucrarea 17 prin intermediul unui cablu panglică prevăzut cu două cuple standard la capete. Pentru realizarea montajului de laborator mai sunt necesare: două osciloscopae cu două spoturi, un voltmetru pentru măsurarea tensiunii medii la ieșirea *chopper*-ului, un șunt pentru a oscilografia curentului, cordoane de legătură prevăzute cu banane la capăt etc. Cu ajutorul primului osciloscop pot fi vizualizate simultan cele două semnale de comandă PWM complementare cu timp mort ( $PWM_1$  și  $PWM_2$ ), iar cu ajutorul celui de-al doilea osciloscop se vor vizualiza tensiunea și curentului de ieșire ( $u_e$ ,  $i_e$ ). În imaginea din Fig.20.6 pot fi observate cele două perechi de semnale în timpul funcționării care sunt identice cu formele de undă teoretice prezentate în Fig.20.3.

### 5. Modul de lucru

1. Se vor studia aspectele teoretice referitoare la convertorul c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii de ieșire din prezentul referat (topologie, funcționare, forme de undă, ecuațiile de tensiune și curent);
  2. Se va realiza montajul experimental corespunzător convertorului c.c. – c.c. pe baza schemei din Fig.20.5 și a imaginii din Fig.20.6;
  3. Se vor vizualiza cu ajutorul primului osciloscop formele de undă ale 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;
  4. Se vor vizualiza cu ajutorul celui de-al doilea osciloscop forma de undă a tensiunii de ieșire  $u_e$  în corespondență cu forma de undă a curentului  $i_e$  ;
-

5. Se va observa variația bipolară a tensiunii  $u_e(t)$  la ieșirea *chopper*-ului în punte H și abaterea formei reale de undă a tensiunii de la forma ideală;
6. Se vor executa modificări lente ale duratelor relative de conducție pentru cele două perechi de tranzistoare ( $T_1, T_4$ ), respectiv ( $T_2, T_3$ ) și se va observa:
  - variația tensiunii medii  $U_e$  măsurată cu ajutorul voltmetrului și a vitezei motorului de c.c. odată cu modificarea factorului de umplere a celor două semnale PWM complementare;
  - schimbarea polarității tensiunii continue  $U_e$  dacă duratele relative de conducție a celor două tranzistoare sunt modificate în jurul valorii de 0.5;
7. Se vor executa variații bruște ale duratelor relative de conducție și se va observa:
  - creșterea curentului  $I_e$  pe durata regimurilor tranzitorii de accelerare atunci când factorul de umplere al celor două perechi de tranzistoare este îndepărtat brusc și în sensuri contrare față de valoarea 0.5;
  - scăderea valorii medii a curentului și inversarea sensului acestuia (regimurilor tranzitorii de frânare) atunci când factorul de umplere al celor două perechi de tranzistoare este apropiat brusc din sensuri diferite spre valoarea 0.5;
8. Se va pune în evidență posibilitatea motorului de c.c. de a funcționa în toate cele patru cadrane ale planului mecanic cu accelerări și frânări rapide din ambele sensuri de rotație.
9. Se va examina forma de undă a curentului și se va compara cu forma de undă reprezentată în Fig.20.3 pentru a confirma faptul că este formată din porțiuni de exponențială, aspect cu atât mai vizibil cu cât frecvența de comutație (de lucru) a convertorului scade;
10. Se va frâna manual motorul în timpul rotirii și se va observa creșterea valorii medii a curentului  $I_e$ , fie spre valori pozitive, fie spre valori negative, în funcție de sensul de rotație;
11. Se va fixa o frecvență de comutație joasă (în jur de 1KHz) din modulatorul PWM și se va urmări modificarea variațiilor (riplului) curentului de ieșire odată cu modificarea factorului de umplere al semnalelor PWM de comandă. Se va observa că riplul maxim se obține pentru o durată relativă de conducție de 0,5 pentru ambele perechi de tranzistoare;
12. Se va crește frecvența de lucru a convertorului și se va constata modul cum se reduce riplul curentului – efectul de filtrare al curentului crește odată cu frecvența de lucru.