

---

Lucrarea 18

## CONVERTOARE C.C. – C.C. CU FUNCȚIONARE ÎN UNUL ȘI DOUĂ CADRANE

### 1. Introducere

Convertoarele c.c. – c.c. (*dc-dc converters*) permit conversia energiei electrice din curent continuu tot în curent continuu (c.c. – c.c.). Acestea modifică doar amplitudinea tensiunii continue de unde și denumirea: **variatoare de tensiune continuă**. Majoritatea convertoarelor c.c. – c.c. funcționează în comutație forțată utilizând ca tehnică de modificare a tensiunii *modularea lățimii impulsului (Pulse Width Modulation - PWM)*, descrisă în Referatul 4. Deoarece acest principiu de conversie constă într-o “tocare” a tensiunii continue cu o anumită frecvență (*frecvență de comutație*) unele din convertoarele c.c. – c.c. se mai numesc în literatura tehnică de limbă engleză și chiar în cea de limba română *chopper* - e. Sunt și convertoare care funcționează după principiul convertoarelor rezonante.

Convertoarele c.c. – c.c. formează una din cea mai diversă clasă de convertoare statice deoarece sunt utilizate în numeroase aplicații, de la puteri de ordinul waților la puteri de ordinul sutelor de kW. Aplicațiile cele mai numeroase le întâlnim în categoria **surselor de putere în comutație**, la **interconectarea surselor regenerabile** și în **acționările electrice cu motoare de c.c.** În continuare, se vor prezenta doar câteva tipuri de convertoare c.c. - c.c. într-o clasificare sumară:

- Convertoare c.c. - c.c. coborâtoare de tensiune (*step-down*);
- Convertoare c.c. - c.c. ridicătoare de tensiune (*step-up*).

Fiecare din acestea pot fi:

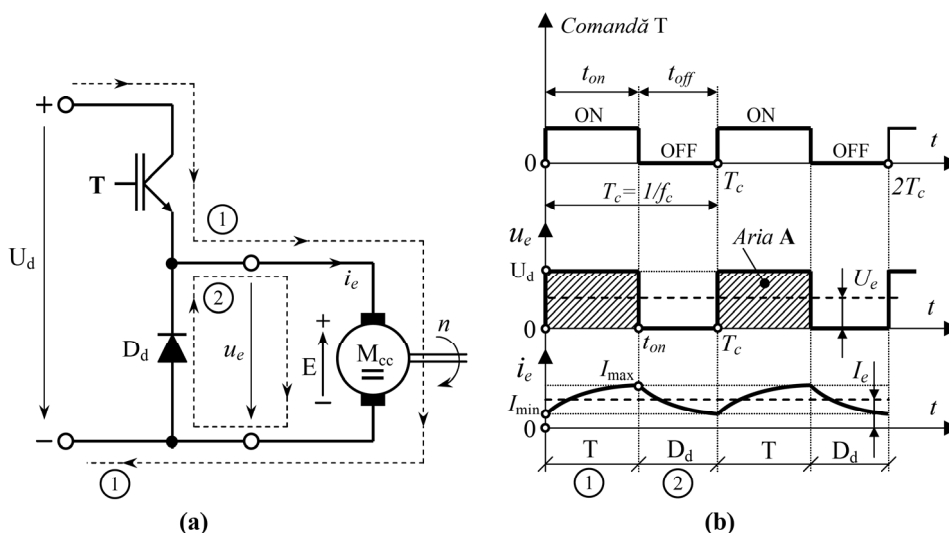
- Convertoare c.c. – c.c. fără separare galvanică – nu izolează electric ieșirea de intrarea convertorului. La rândul lor, pot fi cu ***o funcționare în unul, două sau patru cadrane***. De asemenea, în marea lor majoritate convertoarele c.c. – c.c. fără separare galvanică permit obținerea la ieșire a unei tensiuni continue reglabile dintr-o tensiune continuă la intrare, considerată constantă. Sunt utilizate cu precădere în ***acționările electrice reglabile*** cu motoare de c.c.
- Convertoare c.c. – c.c. cu separare galvanică – izolează electric ieșirea de intrarea convertorului. Separarea galvanică este obținută cu ajutorul unor transformatoare de înaltă frecvență care contribuie la reducerea gabaritului și masei sistemului electronic de putere.

Convertoarele c.c. – c.c. pot funcționa cu **filtre de curent** la ieșire (de multe ori rolul filtrului de curent îl joacă chiar inductanța sarcinii) sau pot fi realizate cu **filtre de tensiune** incluse în structura lor (ex. structurile *buck*, *boost*) sau atașate la ieșire (ex. sursele de putere în comutație).

În general, structurile de bază ale convertoarelor c.c - c.c. prevăzute cu filtre de tensiune pot funcționa între-un singur cadran al sistemului de axe tensiune – curent de ieșire ( $U_e - I_e$ ). Dacă se dorește obținerea unei funcționări în mai multe cadrane se pot utiliza combinații ale acestor convertoare. Pe de altă parte, atunci când se vorbește de o funcționare în mai multe cadrane ale planului electric  $U_e - I_e$  ne referim la convertoarele prevăzute cu filtre de curent la ieșire. Pornind de la această observație, în ceea ce urmează va fi tratată funcționarea convertoarelor c.c - c.c. în unul și două cadrane cu o sarcină activă de tip *R-L-E* (motor de c.c.).

## 2. Convertor c.c. – c.c. cu funcționare într-un singur cadran

Structura acestui tip de convertor este prezentată în Fig.18.1(a). Topologia include un dispozitiv de putere controlabil notat cu  $T$  (de obicei tranzistor de putere – în figură un tranzistor IGBT) și o diodă de descărcare  $D_d$  care să preia curentul menținut de inductanța  $L$  imediat ce elementul de comutație  $T$  este blocat. S-a precizat că sarcina legată la ieșire este un motor de c.c. ( $M_{cc}$ ). Tensiunea de la ieșirea convertorului este notată cu  $u_e$ , iar curentul cu  $i_e$ .



**Fig. 18.1** (a) Convertor c.c. – c.c. cu funcționare într-un cadran și tranzistor IGBT;  
(b) Formele de undă aferente convertorului în cazul conducției continue.

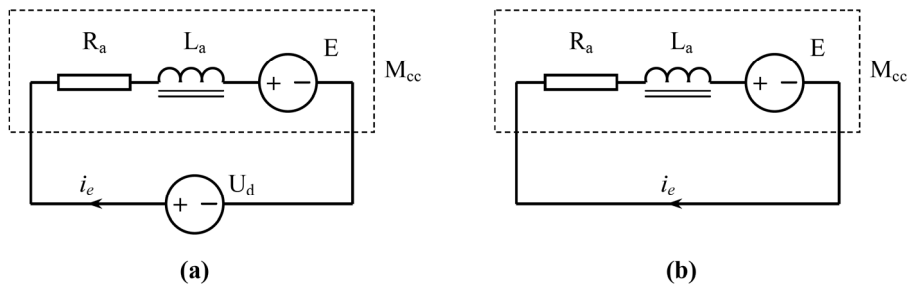
Funcționarea convertorului din Fig.18.1(a) a fost descrisă pe larg în Referatul 4, mai exact în paragraful dedicat analizei tehnicii de comandă PWM. În continuare se va relua pe scurt această analiză ținând cont și de prezența tensiunii electromotoare  $E$  în circuitele echivalente corespunzătoare celor două stări ale tranzistorului  $T$  – vezi Fig.18.2. Se va insista, de asemenea, pe sensul de circulație al energiei (puterii) prin convertor și pe aspectele de funcționare ale motorului.

Elementul de comutație  $T$  este comandat ciclic așa cum se prezintă în Fig.18.1(b). Pe durata perioadei de comutație  $T_c$  dispozitivul este în conducție ( $ON$ ) un interval  $t_{on}$  și blocat ( $OFF$ ) un interval  $t_{off}$  astfel încât:  $T_c = t_{on} + t_{off}$ . Astfel, *frecvența de comutație* sau *frecvență de lucru* a convertorului este:

$$f_c = 1/T_c \tag{18.1}$$

Pe intervalul în care dispozitivul  **$T$  conduce** sursa de tensiune continuă  $U_d$  este legată direct la indusul motorului. Schema echivalentă a convertorului împreună cu sarcina de tip  $R-L-E$  este dată în Fig.18.2(a) unde  $R_a$  și  $L_a$  sunt rezistența, respectiv inductanța mașinii de c.c., iar  $E$  este tensiunea electromotoare, proporțională cu viteza de rotație  $n$ . Astfel, tensiunea instantanee de ieșire  $u_e(t)$  este:

$$u_e(t) = U_d, \quad 0 \leq t \leq t_{on} \tag{18.2}$$



**Fig. 18.2** Schemele echivalente ale structurii din Fig.18.1(a) în cazul: (a) conducției tranzistorului  $T$ ; (b) blocării tranzistorului  $T$  și conducției diodei  $D_d$ .

Odată cu intrarea în conducție a tranzistorului  $T$  curentul  $i_e(t)$  va circula pe traseul notat cu (1) în Fig.18.1(a). Evoluția în timp a acestuia poate fi determinată scriind ecuația de echilibru a tensiunilor în bucla din Fig.18.2(a):

$$U_d - E = R_a \cdot i_e + L_a \cdot \frac{di_e}{dt}, \quad 0 \leq t \leq t_{on} \tag{18.3}$$

Tensiunea electromotoare  $E$  poate fi considerată constantă pe durata unei perioade de comutație de ordinul sutelor sau zecilor de μsec deoarece viteza motorului nu poate avea variații semnificative într-un interval de timp așa de mic datorită inerției maselor antrenate aflate în mișcare de rotație.

Rezolvând ecuația diferențială (18.3) ținând cont de condițiile inițiale se obține următoarea expresie pentru curentul de ieșire pe durata conducerii dispozitivului  $T$ :

$$i_e(t) = I_{\min} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_d - E}{R_a} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad 0 \leq t \leq t_{on} \quad (18.4)$$

unde  $\tau = \frac{L_a}{R_a}$  este constanta de timp electromagnetică a mașinii de c.c., iar  $I_{\min}$  este valoarea curentului la începutul intervalului  $t_{on}$  (condiția inițială). Așa cum rezultă și din Fig.18.1(b) pe acest interval curentul  $i_e(t)$  evoluează după o exponențială crescătoare. La sfârșitul intervalului  $t_{on}$  curentul prin tranzistorul  $T$  și motor atinge valoarea  $I_{\max}$ .

În momentul în care  $T$  este blocat, curentul  $i_e(t)$  va continua să circule prin dioda de descărcare  $D_d$ , traseul notat cu (2) în Fig.18.1(a), întreținut de energia acumulată în câmpul inductanței  $L_a$ . Schema echivalentă corespunzătoare conducerii diodei  $D_d$  este prezentată în Fig.18.2(b). Ecuația de echilibru a tensiunilor în bucla din figura menționată este:

$$-E - R_a \cdot i_e + L_a \cdot \frac{di_e}{dt}, \quad t_{on} < t < T_c \quad (18.5)$$

Ținând cont că la începutul intervalului  $t_{off} = (t_{on} + T_c)$  curentul are valoarea  $I_{\max}$ , soluția ecuației diferențiale (18.5) este:

$$i_e(t) = I_{\max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{E}{R_a} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad t_{on} < t < T_c \quad (18.6)$$

Forma de undă a curentului  $i_e(t)$  pe intervalul  $t_{off}$  va fi o exponențială descrescătoare (vezi Fig.18.1.b), la sfârșitul intervalului de blocarea a tranzistorului  $T$  valoarea curentului atingând din nou valoarea  $I_{\min}$ .

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

$$u_e(t) = 0, \quad t_{on} < t \leq T_c \quad (18.7)$$

Pe baza relațiilor (18.2) și (18.7), precum și din Fig.18.1(b), rezultă că unda tensiunii  $u_e(t)$  se prezintă sub forma unui tren de impulsuri dreptunghiulare de amplitudine  $U_d$  și lățime  $t_{on}$ . Componenta continuă  $U_e$  a acestui semnal periodic se poate calcula cu ajutorul formulei valorii medii:

$$U_e = \text{val. medie } u_e(t) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_e(t) \cdot dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{t_{on}} U_d \cdot dt + \frac{1}{T_c} \int_{t_{on}}^{T_c} 0 \cdot dt =$$

$$= \frac{Aria \mathbf{A}}{T_c} = \frac{1}{T_c} U_d \cdot [t]_0^{t_{on}} = U_d \cdot \frac{t_{on}}{T_c} = U_d \cdot D_{RC} \quad (18.8)$$

Raportul  $\frac{t_{on}}{T_c} = D_{RC}$  este *durață relativă de conducție (factor de umplere)*.

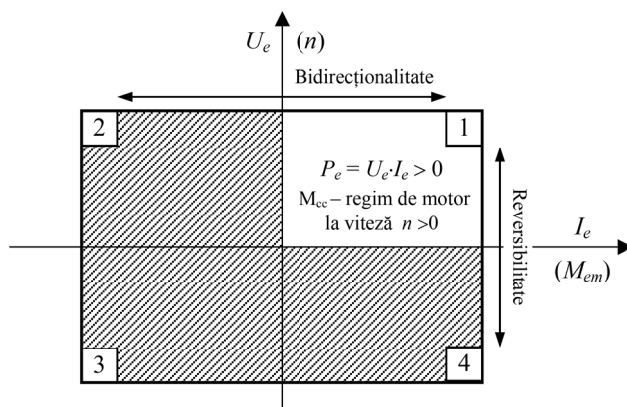
Deoarece  $0 \leq t_{on} \leq T_c$  atunci  $0 \leq D_{RC} \leq 1$ . Ținând cont de relația (18.8) rezultă că:

$$0 \leq D_{RC} \leq 1 \Rightarrow 0 \leq U_e \leq U_d \quad (18.9)$$

Relația (18.8) pune în evidență faptul că la ieșirea convertorului prezentat se obține o tensiune a cărei valoare medie (componenta continuă) poate fi reglată în mod continuu prin intermediul duratei relative de conducție a tranzistorului  $T$ . Această tensiune *este tot timpul pozitivă* așa cum rezultă din relația (18.9). De asemenea, analizând structura din Fig.18.1(a) și formele de undă din Fig.18.1(b) se observă că sensul curentului  $i_e(t)$  nu se poate schimba la ieșirea convertorului deoarece, nici tranzistorul  $T$ , nici dioda  $D_d$  nu poate prelua un curent în sens invers. În consecință, atât valoarea instantanee, cât și valoarea medie a acestuia *este tot timpul pozitivă*:

$$i_e(t) \geq 0 \Rightarrow I_e \geq 0 \quad (18.10)$$

Pe baza observațiilor de mai sus, rezultă că structura de *chopper* prezentată în Fig.18.1 poate funcționa numai în cadranul I al planului electric  $U_e - I_e$ , așa cum se prezintă în Fig.18.3.



**Fig. 18.3** Cadranul I al planului electric și mecanic în care funcționează ansamblul convertor - motor

În cadranul I puterea de ieșire este tot timpul pozitivă ( $P_e = U_e \cdot I_e > 0$ ) ceea ce înseamnă că sensul de vehiculare a energiei prin convertor este de la intrare spre ieșire, de la sursa  $U_d$  spre motorul de c.c.

Se cunoaște că la un motor de c.c. viteza de rotație  $n$  este proporțională cu tensiunea de alimentare, iar cuplul electromagnetic  $M_{em}$  generat de acesta este proporțional cu valoarea curentului prin indus în condițiile unei excitații constante. Astfel, dacă se asociază variabilelor electrice  $U_e, I_e$  variabilele mecanice  $n$ , respectiv  $M_{em}$ , se poate afirma că și mașina de c.c. funcționează tot numai în cadranul I al planului  $n - M_{em}$ . Din punctul de vedere al sarcinii aceasta înseamnă că mașina de c.c. preia energia electrică transferată prin convertor și o transformă în energie mecanică, funcționând în **regim de motor** la viteză pozitivă ( $n > 0$ ). Nu există posibilitatea trecerii mașinii de c.c. în **regim de frânare**, în cadranul II al planului mecanic, deoarece convertorul static nu poate trece în cadranul II al planului electric.

Dacă se modifică tensiunea continuă de la ieșirea convertorului c.c. – c.c. în sens crescător motorul accelerează intrând într-un **regim tranzitoriu electromecanic** de trecere spre un nou **regim stabilizat** la o viteză de rotație mai mare. Noua valoare a vitezei este fixată de valoarea reglată a tensiunii  $U_e$  și de încărcarea mecanică la arborele motorului:

$$\begin{aligned} U_e &= E + R_a \cdot I_e = k_e \cdot \Phi_{ex} \cdot n + R_a \cdot I_e \Rightarrow \\ \Rightarrow n &= \frac{U_e}{k_e \cdot \Phi_{ex}} - \frac{R_a \cdot I_e}{k_e \cdot \Phi_{ex}} \quad (\text{in regim stabilizat}) \end{aligned} \quad (18.11)$$

Știind că valoarea curentului absorbit de motor este proporțional cu valoarea cuplului de sarcină în regim stabilizat:  $M_{sarcina} = M_{em} = k_m \cdot \Phi_{ex} \cdot I_e$  rezultă:

$$n = \frac{U_e}{k_e \cdot \Phi_{ex}} - \frac{R_a \cdot M_{sarcina}}{k_e \cdot k_m \cdot \Phi_{ex}^2} \quad (18.12)$$

unde:  $k_e$  este constanta tensiunii electromotoare,  $k_m$  este constanta cuplului,  $\Phi_{ex}$  este fluxul de excitație menținut constant.

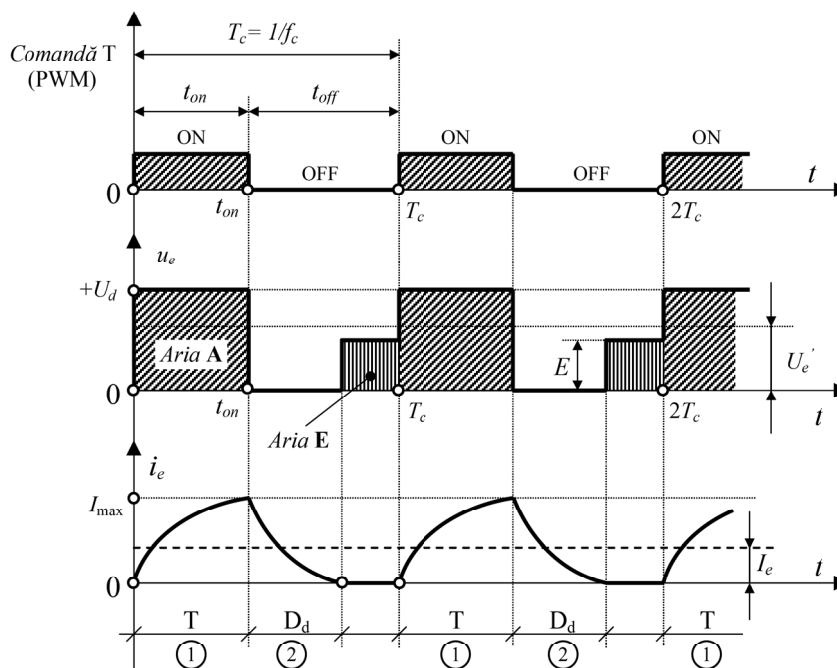
Dacă se modifică tensiunea continuă de la ieșirea convertorului c.c. – c.c. în sens descrescător până când  $U_e < E$  valoarea medie a curentului  $I_e$  se anulează, dar nu poate să își inverseze sensul, așa cum s-a demonstrat mai sus. Cuplul electromagnetic devine zero și motorul **frânează liber** datorită cuplului de sarcină dacă există sau datorită numai a cuplurilor de frecări dacă funcționează în gol.

Analizând forma de undă a curentului  $i_e(t)$  din Fig.18.1(b) se observă că acesta este netezit într-o anumită măsură de inductanța sarcinii de c.c. Limitele între care variază curentul  $i_e$  sunt date de  $I_{min}$  și  $I_{max}$  care sunt cu atât mai apropiate cu cât inductanța sarcinii este mai mare sau cu cât frecvența de comutație (de lucru) a convertorului crește. Aceasta din urmă se alege în funcție de tipul dispozitivelor semiconductoare de putere utilizate pentru a nu crește peste o anumită limită pierderile în comutație. În consecință, pentru o anumită frecvență de comutație și o anumită inductanță a motorului dacă valoarea medie a curentului de ieșire atinge valoarea

critică  $I_e^*$  limita inferioară a unei curentului  $I_{\min}$  atinge valoarea zero. Spunem că suntem la *granița dintre conducția continuă și conducția discontinuă*. Mai departe dacă sarcina mecanică a motorului scade ( $I_e < I_e^*$ ) convertorul analizat va funcționa ferm în *regim de curent întrerupt*.

**Regimul de curent întrerupt**

În regimul de curent întrerupt (conducția discontinuă sau intermitentă) formele de undă ale tensiunii și curentului la ieșirea convertorului c.c. - c.c. cu funcționare într-un cadran și sarcină activă se modifică, așa cum se prezintă în Fig.18.4.



**Fig. 18.4** Formele de undă corespunzătoare convertorului c.c. – c.c. de un cadran în regim de curent întrerupt (conducția discontinuă).

Din Fig.18.4 rezultă că, pe intervalul de timp în care se întrerupe curentul în forma de undă a tensiunii de la ieșirea convertorului  $u_e(t)$  apare tensiunea electromotoare  $E$ . Astfel, tensiunea continuă la ieșire, notată cu  $U_e'$  în acest regim, crește cu o anumită valoare deoarece în formula de calcul a tensiunii medii la *Aria A* pozitivă se adaugă *Aria E* de asemeni pozitivă:

$$U_e' = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_e(t) \cdot dt = \frac{1}{T_c} \cdot (Aria \mathbf{A} + Aria \mathbf{E}) > U_e = \frac{1}{T_c} \cdot Aria \mathbf{A} \quad (18.13)$$

Mărima *Ariei E* este în funcție de valoarea medie  $I_e$  a curentului de sarcină de la ieșirea convertorului. Cu cât acesta scade, crește mărimea intervalelor de timp în care unda curentului  $i_e(t)$  se menține în zero și ponderea *Ariei E* în formula valorii medii. Astfel, tensiunea continuă nu mai poate fi controlată exclusiv prin intermediul parametrului de comandă ( $D_{RC}$ ) fiind dependentă și de curentul de sarcină (variabilă aleatorie).

$$U_e = f(D_{RC}, I_e) \quad (18.14)$$

Spunem că, în regim de curent întrerupt, *convertorul devine necontrolabil*. Pe lângă această consecință, ca și în cazul conducerii întrerupte la redresoare, apar efecte negative și la nivelul sarcinii dacă aceasta este o mașină de c.c.:

- *funcționare zgomotoasă* datorită anulării cuplului electromagnetic pe intervalele în care se întrerupe curentul;
- *creșterea pierderilor în mașină* (a pierderilor în fier și a pierderilor pe rezistența indusului) datorită suprapunerii unei componente alternative importante peste componenta continuă (factor de formă ridicat). Prin creșterea pierderilor mașina se poate supraîncălzi.

În plus, dacă ansamblul convertor-motor face parte dintr-o buclă de reglare a vitezei, poziției etc. apariția la un moment a regimului de curent întrerupt poate să provoace o instabilitate a sistemului deoarece regulatoarele au fost acordate luând în calcul regimul normal de funcționare al convertorului cu funcționare într-un cadran (conducția continuă sau permanentă).

Spre deosebire de redresoare, în cazul convertoarelor c.c. – c.c. există o soluție ieftină și sigură pentru a evita posibilitatea apariției regimului de curent întrerupt și anume utilizarea convertoarelor c.c. – c.c. cu funcționare în două sau patru cadrane, structuri mult mai simple decât varianta unor redresoare cu funcționare în patru cadrane.

### 3. Convertor c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane

Topologia *chopper*-ului cu funcționare în două cadrane include două dispozitive de putere controlabile (tranzistoare) cu diode în antiparalel formând binecunoscuta structură „braț de punte” (*half bridge* → semipunte). Modul în care brațul de punte se conectează la sursa  $U_d$  și la sarcina activă reprezentată de motorul de c.c. este prezentat în Fig.18.5.



În comparație între *chopper*-ul de un cadran și *chopper*-ul de două cadrane evidențiază o investiție suplimentară minimă la acesta din urmă: un tranzistor de putere în plus. Avantajele de funcționare însă compensează cu prisosință această cheltuială. Un argument în acest sens îl constituie și posibilitatea utilizării unui modul de putere integrat (PIM – *Power Integrated Module*) care implementează exact structura braț de punte. Asemenea module sunt oferite de numeroase firme, sunt ieftine și ușor de utilizat deoarece toate legăturile între dispozitive sunt realizate în interiorul capsulei.

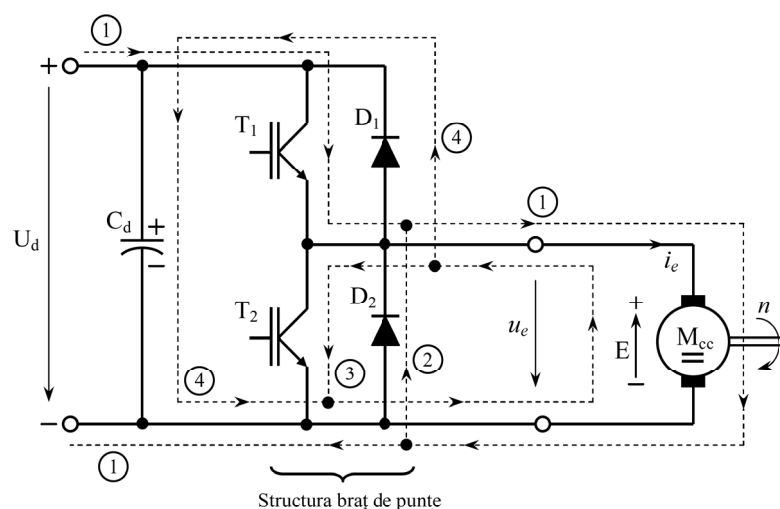


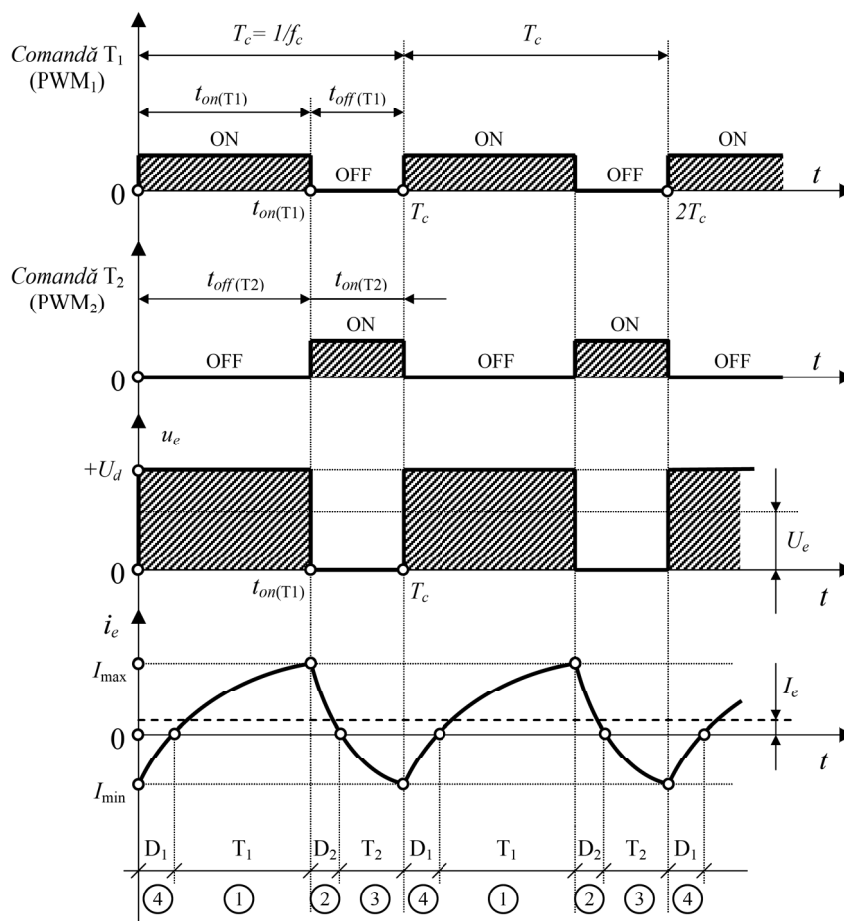
Fig. 18.5 Topologia convertorului c.c – c.c. cu funcționare în două cadrane.

O problemă de care trebuie ținut cont la acest tip de convertor constă în modalitatea de comandă a celor două tranzistoare din structura brațului. Modalitățile de rezolvare, precum și modalitățile de implementare a *driver*-elor pentru tranzistoare au fost analizate în Referatul 6 dedicat integratelor specializate pentru comanda dispozitivelor de putere cu grilă MOS. Menționăm doar că, semnalele de comandă pentru cele două tranzistoare sunt, de obicei, *modulate în lățime* (PWM) și *complementare*. Pentru o înțelegere mai ușoară, analiza funcționării convertorului se va face în condiții ideale, considerând că tranzistoarele de putere comută instantaneu. În consecință, semnalele de comandă PWM pot fi complementare, fără timp mort, așa cum se prezintă în Fig.18.6. Cu această aproximare, se obține următoarea relație de legătură între duratele relative de conducție ( $D_{RC}$ ) ale celor două tranzistoare:

$$t_{on(T1)} + t_{on(T2)} = T_c \Leftrightarrow \frac{t_{on(T1)}}{T_c} + \frac{t_{on(T2)}}{T_c} = 1 \Rightarrow D_{RC(T1)} + D_{RC(T2)} = 1 \quad (18.15)$$

În realitate dispozitivele semiconductoare de putere nu comută instantaneu. Pentru a evita o suprapunere a conducerii dispozitivelor controlabile din structura brațului (ceea ce este echivalent cu un scurt circuit la bornele sursei  $U_d$ ) în practică sunt utilizate *semnalele PWM complementare cu timp mort* pentru comanda tranzistoarelor  $T_1$ ,  $T_2$ . Analiza influenței timpului mort asupra relației de calcul a tensiunii medii de la ieșirea convertorului poate fi realizată ulterior atunci când se tratează funcționarea convertorului în aplicațiile pretențioase cum ar fi în schemele de control automat unde precizia de reglare este esențială.

Formele de undă ale tensiunii de ieșire  $u_e(t)$  și curentului  $i_e(t)$  corespunzătoare unui convertor c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane sunt prezentate în Fig.18.6.



**Fig. 18.6** Formele de undă corespunzătoare unui convertor c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane

Se pornește analiza convertorului din momentul în care tranzistorul  $T_1$  este comandat pentru conducție și preia curentul  $i_e$  de pe traseul notat cu (1) în Fig.18.5. Acesta este un curent pozitiv care va crea un cuplu electromagnetic, de asemenea, pozitiv la nivelul motorului de c.c. ( $M_{em}>0$ ), cuplu care ajută mișcarea rotorului, are același sens cu viteza  $n$ . Pe acest interval în care tranzistorul  $T_1$  conduce tensiunea sursei  $U_d$  se aplică sarcinii:

$$u_e(t) = U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (1) din Fig.18.6} \quad (18.16)$$

Curentul la ieșirea convertorului va evolua după o exponențială crescătoare dată de expresia (18.4) obținută la *chopper*-ul cu funcționare într-un cadran. Imediat ce tranzistorul  $T_1$  este blocat, curentul  $i_e$  nu mai poate circula pe traseul (1) și caută cale de descărcare pe traseul notat cu (2) în Fig.18.5 datorită energiei acumulate în câmpul inductanței  $L_a$ . Prin deschiderea diodei  $D_2$  sunt legate împreună bornele de ieșire ale convertorului (bornele motorului sunt scurtcircuitate) și tensiunea de ieșire se anulează:

$$u_e(t) = 0 \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (2) din Fig.18.6} \quad (18.17)$$

Energia din câmpul inductanței este consumată de motor fiind convertită în energie de mișcare prin menținerea în subciclul (2) a unui cuplu electromagnetic pozitiv ( $i_e > 0$ ). O mică parte din această energie este transformată în căldură de către rezistența indusului  $R_a$ . Momentul epuizării energiei din câmpul inductanței  $L_a$  este marcat de anularea curentului  $i_e$  la sfârșitul intervalului (2). După acest moment poate, în sfârșit, să intre în conducție tranzistorul  $T_2$  care era comandat pentru deschidere încă din momentul  $t_{on(T1)}$ . Astfel, curentul la ieșirea convertorului devine negativ fiind determinat de tensiunea electromotoare  $E$  și va circula în bucla formată din motor și tranzistor pe traseul notat cu (3) din Fig.18.5. În subciclul (3) curentul  $i_e$  va evolua în continuarea exponențialei din subciclul (2) a cărei expresie este dată relația (18.6). Prin intrarea în conducție a tranzistorului  $T_2$  este menținută conexiunea directă între bornele de ieșire ale convertorului motiv pentru care tensiunea de ieșire rămâne anulată și pe durata intervalului (3):

$$u_e(t) = 0 \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (3) din Fig.18.6} \quad (18.18)$$

Evoluția curentului  $i_e$  spre valoarea de regim stabilizat a exponențialei descrescătoare este întreruptă la un moment dat prin blocarea tranzistorului  $T_2$  după epuizarea perioadei de comutație  $T_c$ . Deoarece la sfârșitul subciclului (3) inductanța  $L_a$  are acumulată o energie corespunzătoare curentului  $I_{min} < 0$  aceasta va întreține circulația curentului  $i_e$  pe traseul notat cu (4) din Fig.18.5 prin dioda de descărcare  $D_1$ . Practic, energia din câmpul inductanței este transferată capacității  $C_d$  în subciclul (4) motiv pentru care în acest interval de timp amplitudinea negativă a curentului de ieșire este în scădere până se atinge valoarea zero când toată energia este descărcată. După acest moment tranzistorul  $T_1$  poate să preia conducția unui curent pozitiv determinat de tensiunea de alimentare  $U_d$  reintrându-se în subciclul (1). Evoluția curentului în

subciclul (4) are loc după o exponențială crescătoare (vezi relația 18.4), care se va continua și în subciclul (1) din următoarea perioadă de comutație.

După blocarea tranzistorului  $T_2$  și intrarea în conducție a diodei de descărcare  $D_1$  borna superioară de la ieșirea convertorului este conectată la bara pozitivă a tensiunii  $U_d$ . Astfel, tensiunea de ieșire este egală cu tensiunea  $U_d$  pe durata intervalului (4):

$$u_e(t) = U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (4) din Fig.18.6} \quad (18.19)$$

Având în vedere relațiile (18.16) ÷ (18.19) se obține o formă de undă pentru tensiunea de ieșire  $u_e(t)$  identică cea obținută pentru convertorul c.c. – c.c. cu funcționare într-un singur cadran – Fig.18.6. În consecință, expresia valorii medii a tensiunii și la convertorul cu funcționare în două cadrane poate fi calculată tot cu ajutorul relației (18.8):

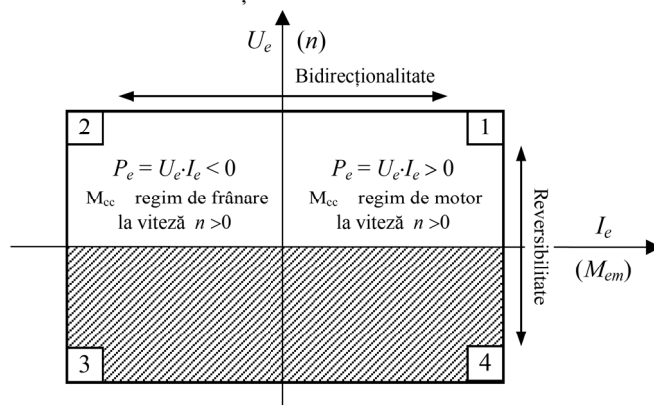
$$U_e = U_d \cdot D_{RC} \geq 0$$

În ceea ce privește media curentului de ieșire (componenta continuă)  $I_e$  se situează aproximativ la jumătatea distanței dintre  $I_{max}$  și  $I_{min}$  pe diagrama corespunzătoare din Fig.18.6 și poate fi calculată cu relația:

$$I_e \approx \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \quad (18.20)$$

În funcție de cum se plasează cele două extreme  $I_{max}$  și  $I_{min}$  **curentul mediu de ieșire poate fi pozitiv sau negativ**.

a) Dacă  $I_e > 0$  mașina electrică de c.c. funcționează în **regim de motor** producând un cuplu electromagnetic pozitiv ( $M_{em} > 0$ ) în același sens cu viteza de rotație ( $n > 0$ ). Atât convertorul, cât și mașina electrică funcționează în cadranul 1, așa cum s-a prezentat la convertorul cu funcționare într-un cadran.



**Fig. 18.7** Cele două cadrane 1 și 2 ale planului electric, respectiv mecanic în care funcționează ansamblul convertor – motor.

**b)** Dacă în timpul funcționării motorului cu o viteză de rotație pozitivă ( $n > 0$ ) se modifică brusc duratele relative de conducție ale celor două tranzistoare astfel încât tensiunea medie la ieșire să scadă sub valoarea tensiunii electromotoare din acel moment curentul mediu prin mașina de c.c. își schimbă semnul (sensul) devenind negativ:

$$\left. \begin{array}{l} U_e = E + R_a \cdot I_e \\ U_e < E = k_e \cdot \Phi_{ex} \cdot n \end{array} \right\} \Rightarrow I_e = \frac{U_e - E}{R_a} < 0 \quad (18.21)$$

Un curent negativ prin mașina de c.c. determină un cuplu electromagnetic negativ ( $M_{em} < 0$ ) care se opune mișcării având semnificația unui cuplu de frânare. Rezultă că, mașina electrică va funcționa în **regim de frânare** sau ca **generator de c.c.** în cadranul II al planului mecanic  $n - M_{em}$ , iar convertorul va funcționa în cadranul II al planului electric  $U_e - I_e$ , așa cum se prezintă în Fig.18.7. În cadranul 2 puterea electrică la ieșirea convertorului este negativă ( $P_e = U_e \cdot I_e < 0$ ) ceea ce înseamnă că prin convertor schimbul energetic are loc în sens invers, de la ieșire către intrare. Practic, energia de mișcare (cinetică), convertită de mașina electrică în energie electrică, este recuperată de convertor și este trimisă înapoi la intrarea acestuia. De aici această energie trebuie preluată de alte conversoare sau consumată de anumite elemente de circuit (ex. rezistențe de frânare). În caz contrar, energia va fi acumulată în capacitatea  $C_d$  determinând creșterea progresivă a tensiunii la borne până la străpungerea acesteia.

Dacă duratele relative de conducție au fost modificate pentru a scădea tensiunea de ieșire de la valoarea  $U_d$  la valoarea  $U_d'$ , ansamblul motor-sarcină mecanică intră într-un **regim tranzitoriu electromecanic de frânare** de la o viteză mai mare corespunzătoare tensiunii  $U_d$  la o viteză mai mică corespunzătoare tensiunii  $U_d'$ . Modificarea vitezei se face *forțat* cu ajutorul cuplului de frânare procedura fiind esențială într-un sistem de reglare automată deoarece conduce la timp scurt de răspuns.

Există și posibilitatea aducerii ansamblului convertor-motor în cadranul II cu scopul opririi motorului. Pentru a obține un timp de oprire cât mai scurt trebuie menținut cuplul maxim de frânare pe toată durata opririi. Cuplul maxim este dat de curentul maxim pe care poate să îl preia convertorul, respectiv motorul. Deoarece pe durata opririi tensiunea electromotoare a motorului scade odată cu viteza, duratele relative de conducție ale tranzistoarelor trebuie modificate continuu pentru a menține curentul  $I_e$  la amplitudinea negativă maximă pe toată durata frânării. Pentru a implementa practic o asemenea cerință apare necesitatea unui sistem de reglare automată cu buclă de curent.

În funcție de valoarea inductanței sarcinii, a frecvenței de comutație și de valoarea curentului de sarcină există posibilitatea ca cei patru subciclii de funcționare ai convertorului reprezentați în Fig.18.6 să se reducă la doi. Astfel, în cazul unui regim dinamic de accelerare a motorului valoarea medie a curentului  $I_e$  poate crește până

acolo încât vârful minim  $I_{min}$  să treacă deasupra abscisei. În consecință, cei patru subciclii se vor reduce la subciclii (1) și (2). Pe de altă parte, într-un regim dinamic de frânare valoarea medie a curentului  $I_e$  poate scăde până acolo încât vârful maxim  $I_{max}$  coboară sub axa absciselor. Astfel, vor rămâne subciclii (3) și (4).

#### 4. Montajul de laborator

Montajul de laborator care permite realizarea, fie a convertorului c.c. – c.c. cu funcționare într-un cadran, fie a convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane se bazează pe instalația descrisă în Lucrarea 6. Așa cum se prezintă și în Fig.18.8, aceasta include un modul braț de punte cu tranzistoare IGBT montat pe un radiator cu borne și conductoare de legătură, un modul de comandă SKHI22H4 realizat de firma Semikron pentru comanda ambelor tranzistoare din structura braț de punte și un modulator PWM (vezi Lucrarea 17) care va genera cele două semnale PWM complementare cu timp mort cu durate relative de conducție reglabile prin intermediul unui potențiomtru  $P$ . Motorul de curent continuu se va lega între priza mediană a structurii braț de punte (borna de forță notată cu 1) și masa sursei. De asemenea, modulul se va conecta la sursa de tensiune continuă  $U_d$  cu polul pozitiv la colectorul tranzistorului superior (borna 3) și polul negativ declarat potențial de masă ( $Power\ GND$ ) la emitorul tranzistorului inferior (borna 2).

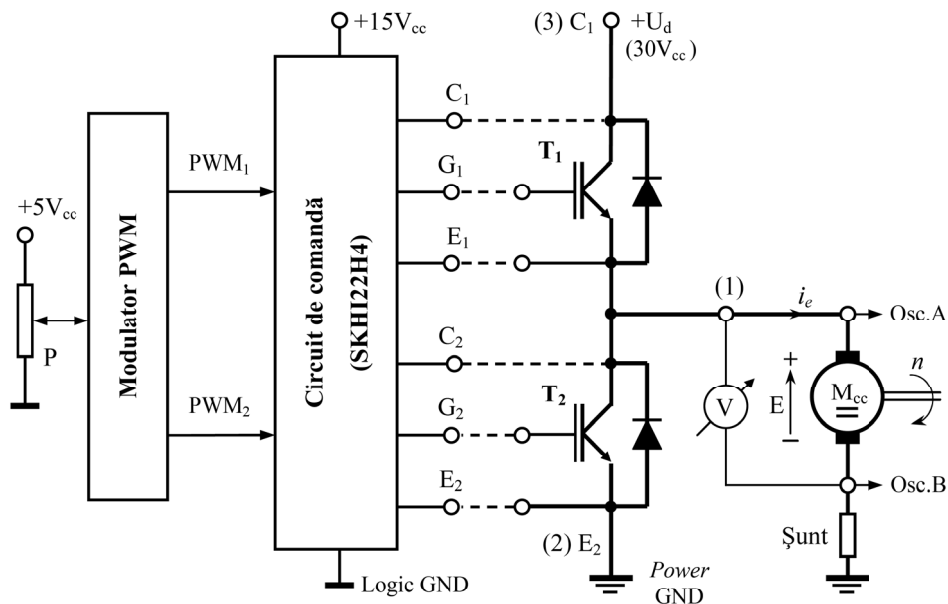


Fig. 18.8 Montajul de laborator pentru studiul convertoarelor c.c. – c.c. cu funcționare în unul și două cadrane

Sursa de tensiune continuă pentru alimentarea structurii de forță are o tensiune joasă de  $U_d = 30V_{cc}$ . Aceasta se obține cu ajutorul unui transformator monofazat TR, o punte redresoare, o capacitate de filtrare la care este legată în paralel o *rezistență de frânare* cu rol de a consuma energia recuperată pe durata frânării motorului de c.c. Motorul de c.c. este realizat cu magneți permanenți. Imaginea montajului de laborator este prezentată în Fig.18.9.

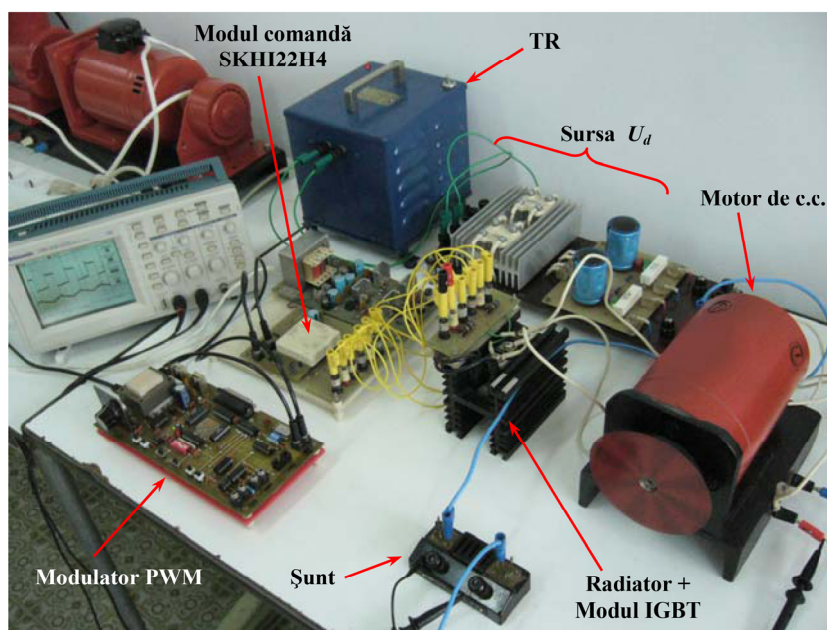


Fig. 18.9 Imaginea montajului de laborator.

Conform celor precizate mai sus, cu ajutorul montajului prezentat în Fig.18.8 pot fi obținute ambele tipuri de *chopper*-e tratate în referatul de față. Astfel, pentru a realiza *chopper*-ul cu funcționare într-un cadran se vor lega numai firele pentru comanda tranzistorului superior din braț  $T_1$ . Pentru ca tranzistorul inferior  $T_2$  să nu se deschidă accidental grila acestuia și terminalul de emitor se vor lega împreună. Deoarece tranzistorul  $T_2$  rămâne blocat tot timpul, din partea inferioară a brațului de punte va lucra doar dioda cu rol de diodă de descărcare (vezi Fig.18.1). Pentru a realiza *chopper*-ul cu funcționare în două cadrane se vor comanda ambele tranzistoare din structura brațului.

### 5. Modul de lucru

1. Se vor studia comparativ cele două conversoare c.c. – c.c. cu funcționare într-un cadran și cu funcționare în două cadrane 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. cu funcționare într-un cadran a cărui topologie este prezentată în Fig.18.1(a);
3. Se vor vizualiza, cu ajutorul unui osciloscop cu două spoturi, 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;
4. Se va oscilografia forma de undă a tensiunii de ieșire  $u_e$  în corespondență cu forma de undă a curentului  $i_e$  care vor trebui să rezulte asemănătoare cu undele reprezentate în Fig.18.1(b) dacă *chopper*-ul funcționează în regim de curent neîntrerupt (conducția continuă);
5. Se vor executa variații bruște ale duratei relative de conducție și se va observa:
  - variația tensiunii medii  $U_e$  măsurată cu ajutorul voltmetrului odată cu modificarea factorului de umplere;
  - creșterea curentului  $I_e$  pe durata regimurilor tranzitorii de accelerare când se mărește factorul de umplere și descărcarea convertorului (scăderea curentului) atunci când este micșorat factorul de umplere;
  - instalarea conducției discontinue la modificarea bruscă a factorului de umplere în sens descrescător;
  - imposibilitatea inversării sensului curentului la convertorul c.c. – c.c. cu funcționare într-un cadran;
6. Se va realiza montajul experimental corespunzător convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane a cărui topologie este prezentată în Fig.18.5;
7. Se va oscilografia forma de undă a tensiunii de ieșire  $u_e$  în corespondență cu forma de undă a curentului  $i_e$  care vor trebui să rezulte asemănătoare cu undele reprezentate în Fig.18.6;
8. Se vor executa variații bruște ale duratei relative de conducție și se va observa:
  - variația tensiunii medii  $U_e$  măsurată cu ajutorul voltmetrului odată cu modificarea factorului de umplere;
  - creșterea curentului  $I_e$  pe durata regimurilor tranzitorii de accelerare când se mărește factorul de umplere;
  - scăderea valorii medii a curentului și inversarea sensului acestuia dacă se reduce brusc factorul de umplere;

În Fig.18.9 se prezintă imaginea montajului experimental cu conexiunile realizate pentru convertorul c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane în timpul funcționării. Primul osciloscop (Tektronics) prezintă formele de undă ale celor două semnale PWM complementare cu timp mort. Al doilea osciloscop afișează formele de undă ale tensiunii  $u_e(t)$ , respectiv ale curentului  $i_e(t)$ .

---





**Fig. 18.9** Imaginea montajului de laborator al convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane cu formele de undă oscilografiate.