
Lucrarea 19

**CONVERTORUL C.C. – C.C. CU FUNCȚIONARE
ÎN PATRU CADRANE – STRUCTURA BRĂȚ
DE PUNTE (*Half Bridge*)**

1. Introducere

Spre deosebire de convertorul c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane (descriș în Lucrarea 18) ce poate acoperi doar cadranele 1 și 2 ale sistemului de axe tensiune – curent de ieșire ($U_e - I_e$), convertorul c.c. – c.c. de patru cadrane poate funcționa, evident, în toate cele patru cadrane ale planului electric amintit. Aceasta înseamnă că permite vehicularea energiei electrice în ambele sensuri, atât prin inversarea sensului curentului de ieșire I_e cum realizează convertorul c.c. – c.c. de două cadrane, cât și prin inversarea polarității tensiunii de ieșire U_e . Se poate afirma că acest convertor este și *bidirecțional* și *reversibil*.

Utilizarea unui convertor c.c. – c.c. de patru cadrane într-o aplicație este justificată de sarcina de c.c. legată la ieșirea convertorului care trebuie să funcționeze, la rândul ei, în patru cadrane. Dacă această sarcină este un motor de c.c. aplicația impune rotirea lui 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 reversibil și reglabil*.

Același sistem de acționare poate fi realizat dacă motorul de c.c. este alimentat de la un *redresor bidirecțional* (redresor comandat cu funcționare în patru cadrane). În aplicațiile moderne sunt preferate *chopper*-ele cu funcționare în patru cadrane deoarece:

- Structura unui convertor c.c. – c.c. de patru cadrane este mult mai simplă față de a unui redresor cu funcționare în patru cadrane. Acesta din urmă este un ansamblu de două redresoare comandate legate în antiparalel, ceea ce complică mult, atât partea de forță, cât și partea de comandă a sistemului;
- Reducerea semnificativă a masei, gabariturii și a prețului *chopper*-ului în comparație cu a redresorului bidirecțional datorită simplității topologiei primului și mai ales datorită frecvenței mari de lucru a acestuia fapt ce permite eliminarea inductanțelor de filtrare.
- Viteza mare de răspuns a *chopper*-ului la modificarea comenzii în comparație cu a redresorului cu tiristoare, calitate foarte utilă în schemele de reglaj automat;

În tratatele de electronică de putere sunt prezentate, în mod obișnuit, două structuri clasice de convertoare c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane:

- structura braț de punte (*half bridge*)
- structura în punte H (*full bridge*)

Structura braț de punte cu funcționare în patru cadrane a fost prezentată pe scurt în Lucrarea 6. Datorită necesității a două tensiuni egale pentru alimentarea brațului și posibilitatea apariției unui dezechilibru între cele două tensiuni pe durata funcționării, acest convertor este mai puțin utilizat în practică. Studiul lui este justificat din motive didactice, fiind un convertor cu o topologie simplă și ușor de înțeles. Odată aprofundată structura braț de punte, se poate analiza cu ușurință puntea H deoarece este formată dintr-un ansamblu de două brațe, iar forma de undă, respectiv expresia de calcul, a tensiunii de ieșire este aceeași.

2. Analiza convertorului c.c. – c.c. braț de punte cu funcționare în patru cadrane

Topologia convertorului c.c. – c.c. braț de punte cu funcționare în patru cadrane este identică cu topologia convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane. Diferă însă modul în care structura „braț de punte” este alimentată și punctele între care este legată sarcina de c.c., așa cum se prezintă în Fig.19.1.

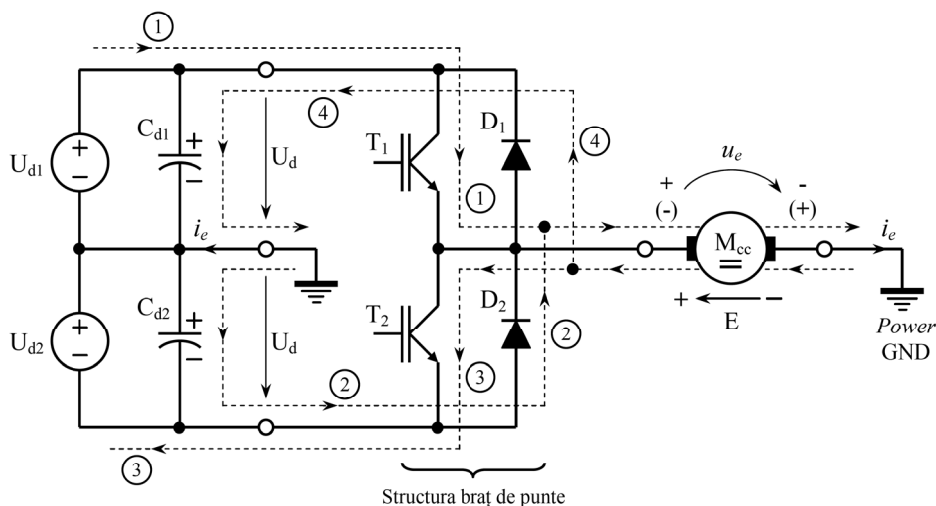


Fig. 19.1 Topologia convertorului c.c – c.c. cu funcționare în patru cadrane – structura braț de punte (*half bridge*) cu tranzistoare IGBT.

Structura convertorului c.c.– c.c. cu funcționare în patru cadrane prezentată în Fig.19.1 conține două dispozitive de putere controlabile T_1, T_2 prevăzute cu diode în antiparalel D_1, D_2 conectate după topologia „braț de punte” (*half bridge*). Ca dispozitive controlabile au fost reprezentate tranzistoare IGBT pentru a familiariza cititorul cu montajul din laborator. Alimentarea structurii se face de la o sursă dublă de tensiune continuă cu tensiuni egale ($U_{d1} = U_{d2} = U_d$). Punctul median dintre cele două surse de tensiune se declară punct de masă al structurii de putere (*Power GND*). Sarcina activă de tip *R-L-E* (motorul de c.c. $\rightarrow M_{cc}$) se conectează între borna de ieșire a brațului de punte și punctul de masă. Tensiunea de la ieșirea convertorului este notată cu u_e , iar curentul cu i_e .

Cele două tranzistoare T_1, T_2 sunt comandate cu semnalele modulate în lățime (PWM) *complementare*. Analiza convertorului este realizată în condiții ideale, considerând că tranzistoarele de putere comută instantaneu iar semnalele de comandă sunt complementare, fără timp mort, așa cum se prezintă în Fig.19.2. În aceste condiții simplificatoare, se obține următoarea relație de legătură între duratele relative de conducție (D_{RC}) ale celor două tranzistoare:

$$\begin{aligned} t_{on(T1)} + t_{on(T2)} = T_c \Leftrightarrow \frac{t_{on(T1)}}{T_c} + \frac{t_{on(T2)}}{T_c} = 1 \Rightarrow \\ D_{RC(T1)} + D_{RC(T2)} = 1 \end{aligned} \quad (19.1)$$

În realitate dispozitivele semiconductoare de putere nu comută instantaneu. Pentru a evita o suprapunere a conducției tranzistoarelor din structura brațului în practică sunt utilizate *semnalele PWM complementare cu timp mort* pentru comanda tranzistoarelor T_1, T_2 . Analiza influenței timpului mort asupra a tensiunii medii de la ieșirea convertorului poate fi realizată ulterior.

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.19.1. Pe intervalul în care tranzistorul T_1 conduce, notat cu (1) în Fig.19.2, tensiunea sursei superioare U_{d1} se aplică sarcinii de unde rezultă că:

$$u_e(t) = U_{d1} = +U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (1) din Fig.19.2} \quad (19.2)$$

În consecință, curentul i_e va evolua după o exponențială crescătoare, așa cum se prezintă în Fig.19.2. Relația de calcul a unde $i_e(t)$ va fi determinată ulterior. Curentul $i_e > 0$ va crea un cuplu electromagnetic tot pozitiv la nivelul motorului de c.c. ($M_{em} > 0$). De asemenea, curentul i_e va determina pierderi pe rezistența indusului R_a și, foarte important, va determina acumularea unei anumite cantități de energie în inductanța L_a , energie proporțională cu pătratul curentului.

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.19.1 datorită energiei acumulate în câmpul inductanței L_a . Prin deschiderea diodei D_2 borna din

stânga a motorului de c.c. este conectată la borna negativă a sursei inferioare U_{d2} . Astfel, la momentul $t_{on(T1)}$, tensiunea la bornele motorului își schimbă brusc polaritatea de la $+U_d$ la $-U_d$ care se păstrează pe tot subciclul (2) din perioada de comutație T_c :

$$u_e(t) = -U_{d2} = -U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (2) din Fig.19.2} \quad (19.3)$$

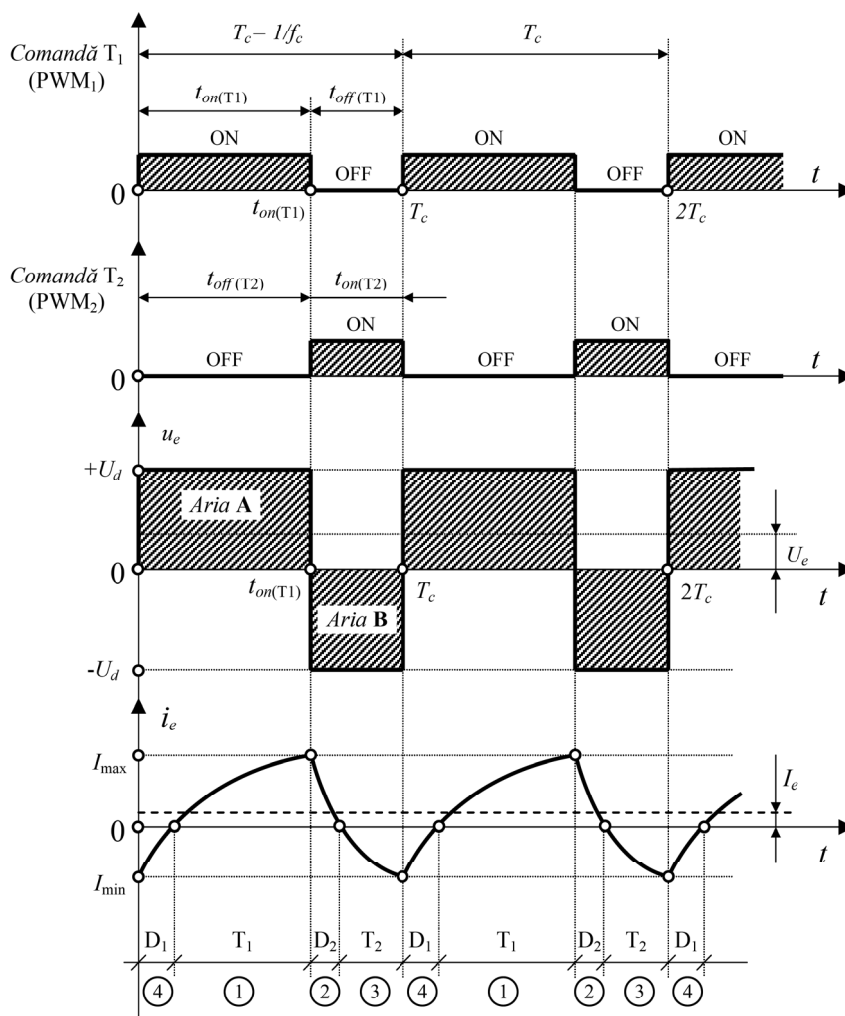


Fig. 19.2 Formele de undă corespunzătoare unui convertor c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane - structura braț de punte.

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_{d2} și o

ultimă parte este transformată în căldură de către rezistența indusului R_a . Pe măsură ce energia din câmpul inductanței se diminuează curentul scade progresiv, evoluând după o exponențială descrescătoare.

Momentul epuizării energiei din inductanța 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 inferioară U_{d2} sumată cu tensiunea electromotoare E și va circula pe traseul notat cu (3) în Fig.19.2. Pe durata subciclului (3) curentul i_e va evolua în continuarea exponențialei din subciclul (2) a cărei expresie va fi calculată, de asemeni, ulterior. Prin intrarea în conducție a tranzistorului T_2 este menținută conexiunea dintre borna din stânga a motorului de c.c. și borna negativă a sursei U_{d2} . În consecință, tensiunea de ieșire se menține la valoarea $-U_d$ pe toată durata intervalului (3):

$$u_e(t) = -U_{d2} = -U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (3) în Fig.19.2} \quad (19.4)$$

Evoluția curentului i_e spre valoarea de regim stabilizat a exponențialei descrescătoare este întreruptă la un moment dat prin blocarea tranzistorului T_2 la sfârșitul perioadei de comutație T_c . Deoarece la terminarea 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.19.1 prin dioda de descărcare D_1 . Ca și în cazul subciclului (2), în subciclul (4) energia din câmpul inductanței este transferată motorului și capacității C_{d1} motiv pentru care 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_{d1} reintrându-se în subciclul (1). Evoluția curentului în subciclul (4) are loc după o exponențială crescătoare 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 din stânga a motorului este comutată de la borna negativă a sursei U_{d2} la borna pozitivă a sursei U_{d1} . Astfel, tensiunea de ieșire face un salt de la valoarea $-U_d$ la valoarea $+U_d$. În consecință, pe întreaga durată a intervalului (4):

$$u_e(t) = U_{d1} = +U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (4) în Fig.19.2} \quad (19.5)$$

Având în vedere relațiile (19.2) ÷ (19.5) se obține o forma de undă pentru tensiunea de ieșire $u_e(t)$ așa cum se prezintă în Fig.19.2. Aceasta este o undă dreptunghiulară ce prezintă variații bipolare de la $+U_d$ la $-U_d$ și viceversa. Componenta continuă U_e a acesteia se poate calcula cu ajutorul formulei valorii medii:

$$U_e^{not} = \text{val. medie } u_e(t) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_e(t) \cdot dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{t_{on(T1)}} (+U_d) \cdot dt + \frac{1}{T_c} \int_{t_{on(T1)}}^{T_c} (-U_d) \cdot dt =$$

$$= \frac{Aria \mathbf{A} + Aria \mathbf{B}}{T_c} = \frac{1}{T_c} \cdot [U_d \cdot [t]_0^{t_{on(T_1)}} - U_d \cdot [t]_{t_{on(T_1)}}^{T_c}] = U_d (2 \cdot D_{RC(T_1)} - 1) \quad (19.6)$$

Raportul $\frac{t_{on(T_1)}^{not}}{T_c} = D_{RC(T_1)}$ este *durată relativă de conducție a tranzistorului T_1* .

Deoarece $0 \leq t_{on(T_1)} \leq T_c$ atunci $0 \leq D_{RC(T_1)} \leq 1$. Ținând cont de relația (19.6) rezultă că:

$$0 \leq D_{RC(T_1)} \leq 1 \Rightarrow -U_d \leq U_e \leq +U_d \quad (19.7)$$

Relația (19.7) pune în evidență faptul că la ieșirea convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane se obține o tensiune a cărei valoare medie (componenta continuă) poate fi regalată prin intermediul duratelor relative de conducție a celor două tranzistoare T_1, T_2 între $-U_d$ și $+U_d$. Astfel, în funcție lățimea celor două semnale de comandă PWM_1 și PWM_2 **tensiunea de ieșire poate fi negativă sau pozitivă**, deci convertorul prezintă proprietatea de **reversibilitate**. În consecință, motorul de c.c. alimentat de la un asemenea convertor poate fi rotit în ambele sensuri cu viteze reglabile.

Pentru determinarea expresiilor celor două exponențiale după care evoluează curentul de ieșire $i_e(t)$ în subciclii (1) și (4), respectiv (2) și (3), se vor utiliza schemele echivalente din Fig.19.3 în care s-au neglijat căderile de tensiune de pe dispozitivele semiconductoare de putere.

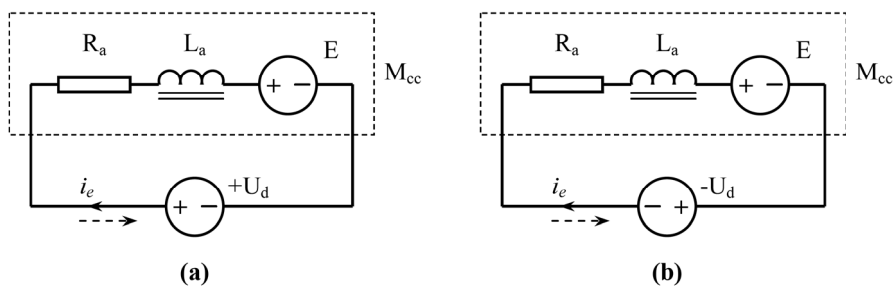


Fig. 19.3 Schemele echivalente ale structurii din Fig.19.1(a) în cazul:
 (a) conducerii tranzistorului T_1 sau a diodei D_1 – subciclu (1), respectiv (4);
 (b) conducerii tranzistorului T_2 sau a diodei D_2 – subciclu (2), respectiv (3);

În Fig.19.3 motorul de c.c. (M_{cc}) este prezentat sub forma unei sarcini de tip $R-L-E$ a convertorului, unde R_a și L_a sunt rezistența, respectiv inductanța mașinii, iar E este tensiunea electromotoare, proporțională cu viteza de rotație n . Prezentarea schemelor echivalente s-a făcut în situația în care factorul de umplere al semnalelor de comandă PWM impune o tensiunea medie pozitivă la ieșirea convertorului care mai

departe impune un sens pozitiv de rotație al motorului și o tensiune electromotoare pozitivă ($U_e > 0 \Rightarrow n > 0 \Rightarrow E > 0$), așa cum s-a reprezentat în figurile anterioare.

Pe intervalul în care **conduc T_1 și D_1** mașina de c.c. este legată la sursa U_{d1} , iar ecuația de echilibru a tensiunilor rezultă scriind Kirchoff pentru bucla din Fig.19.3(a):

$$U_d - E = R_a \cdot i_e + L_a \cdot \frac{di_e}{dt}, \quad 0 \leq t \leq t_{on(T1)} \quad (19.8)$$

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

Rezolvând ecuația diferențială (19.8) ținând cont de condițiile inițiale se obține următoarea expresie pentru curentul de ieșire pe durata subciclilor (4) și (1):

$$i_e(t) = I_{\min} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_d - E}{R_a} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad 0 \leq t \leq t_{on(T1)} \quad (19.9)$$

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 $t_{on(T1)}$ (condiția inițială). Așa cum rezultă și din Fig.19.2 pe acest interval curentul $i_e(t)$ evoluează după o exponențială crescătoare. La sfârșitul intervalului $t_{on(T1)}$ curentul prin tranzistorul T_1 și motor atinge valoarea I_{\max} .

Pe intervalul în care **conduc T_2 și D_2** mașina de c.c. este legată invers la sursa U_{d2} , iar ecuația de echilibru a tensiunilor rezultă scriind Kirchoff pentru bucla din Fig.19.3(b):

$$-U_d - E = R_a \cdot i_e + L_a \cdot \frac{di_e}{dt}, \quad t_{on(T1)} < t < T_c \quad (19.10)$$

Ținând cont de condiția inițială la începutul intervalului $t_{off(T1)}$ ($i_e = I_{\max}$), se obține următoarea expresie pentru curentul de ieșire pe durata subciclilor (2) și (3):

$$i_e(t) = I_{\max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{U_d + E}{R_a} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \quad t_{on(T1)} < t < T_c \quad (19.11)$$

Unda curentului $i_e(t)$ pe intervalul $t_{off(T1)}$ va fi o exponențială descrescătoare (vezi Fig.19.2.), la sfârșitul intervalului de blocarea a tranzistorului T_1 (sau de deschidere a tranzistorului T_2) valoarea acestuia atinge din nou I_{\min} .

Se observă că forma de undă a curentului la *chopper*-ul cu funcționare în patru cadrane este asemănătoare cu cea a *chopper*-ului cu funcționare în două cadrane. În consecință, valoarea medie sau componenta continuă I_e se calculează cu aceeași relație aproximativă:

$$I_e \approx \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \quad (19.12)$$

În funcție de cum se plasează cele două extreme I_{\max} și I_{\min} **curentul mediu de ieșire poate fi pozitiv sau negativ** deci convertorul c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane păstrează proprietatea de **bidirecționalitate** specifică și convertorului cu funcționare în două cadrane. Ținând cont și de proprietatea de reversibilitate, menționată mai sus, înseamnă că prin posibilitatea inversării curentului motorul de c.c. poate fi accelerat, rotit și frânat din ambele sensuri de rotație, ceea ce este echivalent și cu funcționarea acestuia în cele patru cadrane a planului mecanic cuplu-viteză ($n - M_{em}$). În Fig.19.4 sunt reprezentate toate cele patru cadrane ale planului electric, respectiv mecanic, în care funcționează ansamblul convertor-motor.

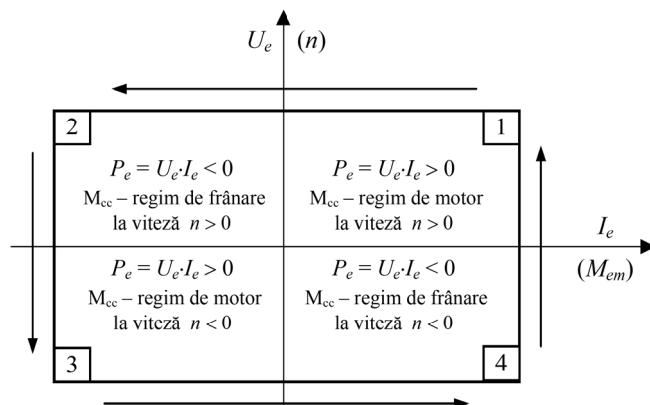


Fig. 19.4 Cadranele 1÷4 ale planului electric, respectiv mecanic, în care funcționează ansamblul convertor – motor.

În cazul unei acționări electrice reversibile cu motor de c.c. alimentat de la un *chopper* cu funcționare în patru cadrane **sensul de parcurgere al cadranelor din Fig.19.4 este invers acelor de ceasornic** dacă se dorește parcurgerea unui ciclu complet de funcționare. Într-un asemenea ciclu motorul este accelerat în sens pozitiv de rotație, lăsat să funcționeze un anumit timp la o viteză pozitivă ($n > 0$), frânat de la această viteză până la oprire, rotit și accelerat în sens negativ, lăsat să funcționeze un anumit timp la o viteză negativă ($n < 0$), frânat din sens negativ de rotație până la oprire și readus în sens pozitiv de rotație.

Funcționarea în cadranul I a ansamblului convertor-motor este posibilă dacă *chopper*-ul alimentează sarcina cu o tensiune medie pozitivă ($U_e > 0$) și mașina electrică se rotește în sens pozitiv ($n > 0$) în *regim de motor* generând un cuplu

electromagnetic pozitiv ($I_e > 0 \Rightarrow M_{em} > 0$), în același sens cu viteza de rotație. Ajustarea vitezei poate fi realizată prin reglarea tensiunii U_e . În cadranul 1 puterea electrică la ieșirea convertorului este pozitivă ($P_e = U_e \cdot I_e > 0$) ceea ce înseamnă că prin convertor schimbul energetic are loc în sens direct, de la intrare către ieșire, echipamentul de putere având caracterul unei surse de energie electrică pe care o consumă motorul transformând-o în energie de mișcare (lucru mecanic).

Frânarea motorului se obține prin scăderea tensiunii convertorului sub valoarea tensiunii electromotoare din acel moment $U_e < E$. Astfel, curentul mediu își schimbă semnul ($I_e < 0$) și ansamblul convertor-motor trece în cadranul 2 unde mașina electrică va funcționa ca un generator în *regim de frânare* (cuplu electromagnetic se opune mișcării: $I_e < 0 \Rightarrow M_{em} < 0$). În cadranul II puterea electrică de 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 (negativ), de la ieșire către intrare. Conform celor arătate la convertorul c.c. – c.c. cu funcționare în două cadrane, energia de mișcare, este convertită de mașina rotativă în energie electrică care este preluată de convertor și trimisă înapoi spre intrarea acestuia. Dacă de aici energia este preluată mai departe și utilizată în scopuri utile spunem că se realizează o *frânare cu recuperare*. Această soluție tehnică îmbunătățește mult randamentul de funcționare al unei acționări reversibile cu un număr mare de cicluri pe oră.

Pe durata *regimului tranzitoriu electromecanic de frânare* al motorului tensiunea de la ieșirea convertorului U_e este scăzută progresiv. La sfârșitul operației, când motorul este oprit, tensiunea devine zero ($U_e = 0$). Mai departe, se poate trece ansamblul convertor-motor în cadranul 3 prin schimbarea polarității tensiunii furnizate de convertor ($U_e < 0$). Aceasta va determina un curent negativ prin motor, respectiv un cuplu electromagnetic negativ generat de acesta ($I_e < 0 \Rightarrow M_{em} < 0$) care va roti mașina electrică în sens invers de rotație ($n < 0$). O viteză negativă determină o tensiune electromotoare negativă ($n < 0 \Rightarrow E < 0$). Valoarea negativă a vitezei poate fi reglată prin intermediul tensiunii negative a *chopper*-ului. În cadranul 3 puterea electrică la ieșirea convertorului este pozitivă ($P_e = (-U_e) \cdot (-I_e) > 0$) de unde rezultă că prin convertor schimbul energetic are loc în sens direct (pozitiv), la fel ca în cadranul 1.

Dacă ansamblul convertor-motor funcționează în cadranul 3 și valoarea tensiunii negative de alimentare scade sub modulul tensiunii electromotoare, sensul curentului și implicit al cuplului electromagnetic se schimbă ($I_e > 0 \Rightarrow M_{em} > 0$). Astfel, ansamblul trece din cadranul 3 în cadranul 4 unde mașina funcționează în regim de frânare la viteză negativă. Și în acest caz mașina poate fi frânată până la oprire. După oprire ansamblul poate fi trecut din nou în cadranul 1 dacă tensiunea medie a convertorului redevine pozitivă. În acest fel, s-a încheiat un ciclu de funcționare. În cadranul 4 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, la fel ca în cadranul 2.

3. Regimul dinamic (tranzitoriu) al ansamblului convertor-motor

Conform celor arătate în referatul dedicat la convertoarelor c.c. – c.c. cu funcționare în unul și două cadrane, dacă tensiunea medie U_e de la ieșirea convertorului și sarcina mecanică $M_{sarcina}$ de la arborele motorului sunt menținute constante în timp, ansamblul convertor-motor funcționează în **regim stabilizat**. În acest regim, atât variabilele electrice (ex. curentul mediu I_e), cât și variabilele mecanice (ex. cuplul electromagnetic M_{em} sau viteza de rotație n) nu au variații în timp. Valoarea vitezei de rotație a motorului de c.c. în regim stabilizat este fixată prin intermediul tensiunii de alimentare, conform relației deduse în Referatul 18:

$$n = \frac{U_e}{k_e \cdot \Phi_{ex}} - \frac{R_a \cdot M_{sarcina}}{k_e \cdot k_m \cdot \Phi_{ex}^2} \quad (19.13)$$

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

În regim stabilizat motorul electric generează un cuplu electromagnetic care echilibrează exact cuplu de sarcină:

$$M_{sarcina} = M_{em} = k_m \cdot \Phi_{ex} \cdot I_e \quad (\text{in regim stabilizat}) \quad (19.14)$$

unde cuplul de sarcină $M_{sarcina}$ include, atât cuplul util, cât și cuplurile de frecare. Relația (19.14) pune în evidență faptul că, pentru orice tensiune de alimentare sau orice viteză de rotație, în regim stabilizat motorul absoarbe un curent de la sursă (convertor) proporțional cu mărimea cuplului de sarcină sau cu alte cuvinte, sarcina mecanică la arbore impune curentul prin motor în mod independent.

Dacă în timpul funcționării sistemului se modifică brusc tensiunea de alimentare în sens crescător sau descrescător ($U_e \rightarrow U_e'$) curentul mediu prin indusul motorului de c.c. se modifică cu o rapiditate dată de constanta de timp electromagnetică a motorului ($T_e = L_a / R_a$). Noua valoare a curentului I_e' preluată de motor rezultă din ecuația de echilibru a tensiunilor scrisă pentru valori medii:

$$U_e' = E + R_a \cdot I_e' = k_e \cdot \Phi_{ex} \cdot n + R_a \cdot I_e' \quad (19.15)$$

Modificarea valorii curentului apare ca o consecință a faptului că, imediat după modificarea tensiunii convertorului, viteza motorului și implicit tensiunea electromotoare care echilibrează în mod normal cea mai mare parte din tensiunea de alimentare, nu se poate modifica cu rapiditatea curentului. Modificarea vitezei ansamblului mecanic este în funcție de valoarea constantei de timp electromecanice (proporțională cu masele inerțiale ale sistemului de acționare reduse la arborele motorului) care este cu mult mai mare decât constanta de timp electromagnetică. Odată ce curentul a crescut sau a scăzut peste, respectiv sub valoarea cerută de cuplul

de sarcină, în ecuația de echilibru mecanic (19.14) apare un termen suplimentar după cum urmează:

$$M_{em} = M_{sarcina} \pm M_d = M_{sarcina} \pm J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = M_{sarcina} \pm \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (19.14)$$

unde: M_d este cuplul dinamic, Ω este viteza unghiulară a motorului, J și GD^2 sunt momentul de inerție, respectiv momentul de volant al maselor aflate în mișcare reduse la arborele motorului. Se observă că termenul suplimentar din ecuația (19.14) este cuplul dinamic M_d care este responsabil de accelerarea ($dn/dt > 0$), respectiv decelerarea ($dn/dt < 0$) sistemului. Astfel, în urma modificării tensiunii medii de la ieșirea convertorului sistemul de acționare cu motor de c.c. intră într-un **regim tranzitoriu electromecanic** de trecere spre un nou regim stabilizat cu o viteză de rotație n' mai mare sau mai mică în funcție de noua valoare reglată a tensiunii U_e' .

Pe măsură ce viteza motorului se apropie de valoarea țintă n' diferența dintre tensiunea de alimentare și tensiunea electromotoare scade determinând scăderea treptată a curentului mediu prin motor până la valoarea impusă de sarcină. Se poate observa că, pe măsură ce sistemul se apropie de noul regim stabilizat, cuplul dinamic se reduce progresiv și motorul își micșorează accelerația sau decelerația. Are loc o prelungire a regimului tranzitoriu electromecanic și implicit a productivității utilajului sau a echipamentului acționat de motor. Având în vedere aceste aspecte, de obicei convertorul este inclus în structuri de control cu ajutorul cărora este maximizat cuplul dinamic pe toată durata regimului tranzitoriu în scopul reducerii la minim a timpului de răspuns la noua referință de viteză. De exemplu, dacă se dorește oprirea motorului într-un timp cât mai scurt fără a pune în pericol convertorul, structura de reglare va reduce treptat amplitudinea tensiunii de alimentare pe măsură ce turația scade astfel încât curentul să se mențină la un maxim acceptat de convertor în scopul obținerii unei decelerații maxime oricare ar fi sensul de rotație.

Așa cum s-a precizat mai sus, o cauză a apariției regimului tranzitoriu electromecanic poate fi modificarea unor variabile electromagnetice în sistemul de acționare (tensiune, curent, flux magnetic) sau a unor variabile mecanice (cuplu de sarcină, moment inerție etc.). Din acest motiv pentru studiul ansamblului convertor-motor sau, în general, pentru studiul acționărilor electrice interesează și **regimul tranzitoriu electromagnetic**. În cazul sistemelor de acționare cu motoare de c.c. este importantă evoluția curentului de ieșire $i_e(t)$ în urma modificării tensiunii medii de ieșire a convertorului deoarece curentul este responsabil de generarea cuplului electromagnetic al motorului.

În Fig.19.5 este prezentată forma de undă a curentului $i_e(t)$ pentru un regim tranzitoriu ce apare după modificarea bruscă a tensiunii medii de la ieșirea convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane. Pentru a surprinde calitativ evoluția curentului s-a luat un caz extrem (didactic) în care tensiunea medie este modificată brusc de la o valoare pozitivă la o valoare negativă după momentul t_1 , în a

treia perioadă de comutație ($3T_c$). Obișnuit în practică, modificarea duratelor relative de conducție a tranzistoarelor și implicit modificarea tensiunii continue se face progresiv.

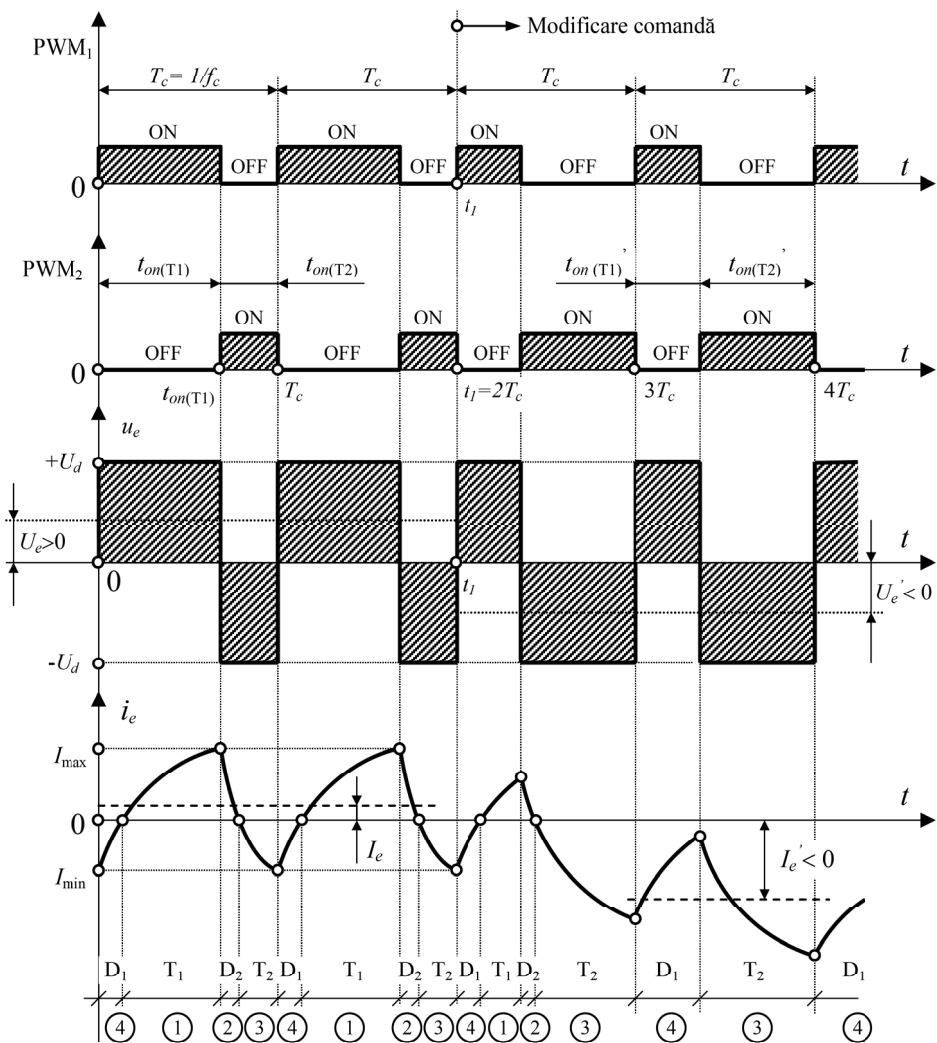


Fig. 19.5 Formele de undă corespunzătoare regimului tranzitoriu al unui convertor c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane - structura braț de punte.

Se observă că în perioadele de comutație de pe durata regimului tranzitoriu electromagnetic valoarea medie a curentului are o evoluție de la valoarea pozitivă I_e

corespunzătoare regimului stabilizat spre valori negative ($I_e' < 0$) care se modifică de la o perioadă de comutație la alta. Valorile negative pot fi așa de mari încât pe anumite intervale de timp curentul instantaneu $i_e(t)$ să nu mai atingă valori pozitive așa cum se prezintă în Fig.19.5. Astfel, cei patru subcicli de funcționare dintr-o perioadă de comutație se vor reduce la doi, respectiv subciclii (3) și (4). Momentul în care valoarea maximă I_{max} a curentului trece sub abscisa corespunzătoare diagramei curentului este în funcție de valoarea inductanței din circuit, de frecvența de comutație și de valoarea medie a curentului de sarcină.

4. Montajul de laborator

Montajul de laborator care permite realizarea convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane, structura braț de punte (*half bridge*), se bazează pe instalația descrisă în Referatele 6 și 18. Aceasta include un modul de putere braț de punte cu tranzistoare IGBT alimentat de la o sursă dublă de tensiune continuă $U_{d1} + U_{d2}$, așa cum se prezintă în Fig.19.6. Modulul IGBT este montat pe un radiator pe care sunt montate și bornele de legătură standard pentru banane, atât pentru terminalele de forță, cât și pentru terminalele de comandă.

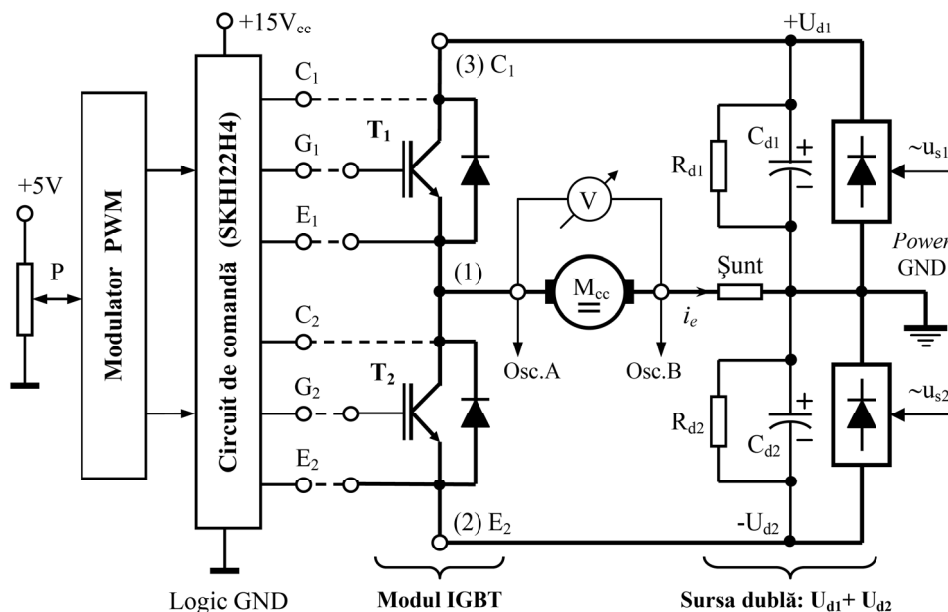


Fig. 19.6 Montajul de laborator pentru studiul convertoarelor c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane – structura braț de punte (*half bridge*).

Sursa dublă este realizată cu ajutorul a două transformatoare monofazate identice ale căror secundare de $24V_{c.a.}$ alimentează fiecare câte o punte redresoare necomandată cu diode. La ieșirea ambelor punți s-a prevăzut câte un filtru capacitiv important (C_{d1}, C_{d2}) pentru netezirea celor două tensiuni continue U_{d1}, U_{d2} . În paralel cu fiecare capacitate este legată câte o *rezistență de frânare* cu rol de a consuma energia recuperată pe durata frânării motorului de c.c.

Pentru comanda celor două tranzistoare T_1, T_2 din structura braț de punte se va utiliza un modulul specializat (*driver*) SKHI22H4 inclus în circuitul de comandă descris în Lucrarea 6. Un modulator PWM (prezentat în Lucrarea 17) va furniza acestui modul cele două semnale PWM complementare cu timp mort având factorul de umplere reglabil prin intermediul unui potențiomtru P . Legătura dintre modulatorul PWM și *driver* se face prin intermediul unor fire ecranate prevăzute cu conectoare la capete.

Motorul de curent continuu se va lega între priza mediană a structurii braț de punte (borna de forță notată cu 1) și masa sursei duble (*Power GND*). De asemenea, borna superioară a brațului de punte (borna 3) se va conecta la polul pozitiv $+U_{d1}$ al sursei duble, iar borna inferioară a brațului de punte (borna 2) se va conecta la polul negativ $-U_{d2}$ al sursei duble. Motorul de c.c. este realizat cu magneți permanenți. Imaginea montajului de laborator este prezentată în Fig.19.7.

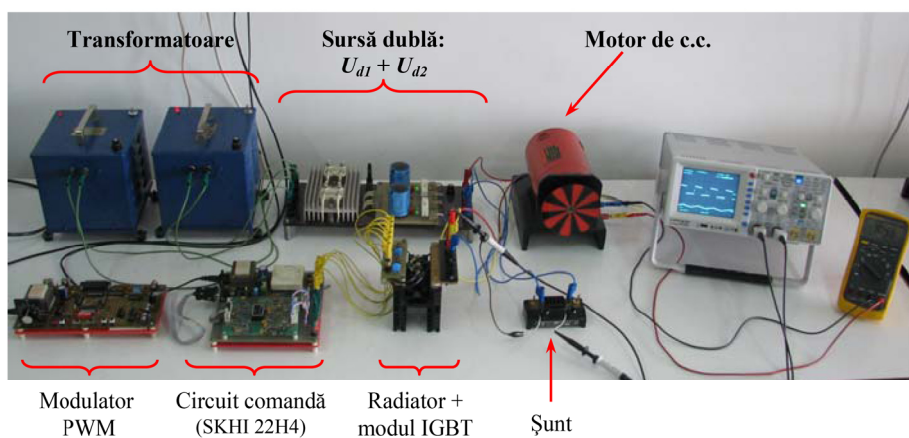


Fig. 19.7 Imaginea montajului de laborator pentru studiul convertoarelor c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane – structura braț de punte (*half bridge*).

5. Modul de lucru

1. Se vor studia aspectele teoretice referitoare la convertorul c.c. – c.c. de patru cadrane, structura braț de punte, din prezentul referat (topologie, funcționare, forme de undă, ecuațiile de tensiune și curent etc.);

2. Se va realiza montajul experimental corespunzător convertorului c.c. – c.c. cu funcționare în patru cadrane, structura braț de punte, cu schema din Fig.19.6 și imaginea din Fig.19.7;
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 vor vizualiza cu ajutorul osciloscopului cu două spoturi 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.19.2;
5. Se vor executa modificări lente ale duratelor relative de conducție pentru cele două tranzistoare 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;
6. 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 tranzistoare este îndepărtat brusc și în sensuri contrare față de valoarea 0.5;
 - scăderea valorii medii a curentului și inversarea sensului acestuia (regimuri tranzitorii de frânare) atunci când factorul de umplere al celor două tranzistoare este apropiat brusc din sensuri diferite de valoarea 0.5;
7. Dezechilibrarea celor două tensiuni ale sursei duble pe durata regimurilor tranzitorii de accelerare sau frânare. Pe lângă necesitatea unei surse duble (mai greu de realizat în practică) acest dezechilibru între cele două tensiuni U_{d1} , U_{d2} se constituie într-un al doilea dezavantaj major al *chopper*-ului de patru cadrane, structura braț de punte. Datorită acestui fapt nu se mai păstrează stricta proporționalitate între duratele relative de conducție și valoarea tensiunii de ieșire.