

Lucrarea 21

CONVERTORUL C.C. – C.C. ÎN PUNTE II – Comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii

1. Introducere

Așa cum s-a prezentat în referatul Lucrării 20 structura în punte H (*full bridge*) a unui convertor c.c. – c.c. este formată din două brațe de punte A și B, fiecare braț fiind constituit din câte două tranzistoare de putere legate în serie prevăzute cu diode de descărcare în antiparalel. În Fig.21.1 s-a ales o punte ce include tranzistoare bipolare cu grilă izolată (IGBT) deoarece instalația de laborator care face obiectul prezentului referat este realizată cu acest dispozitiv controlabil.

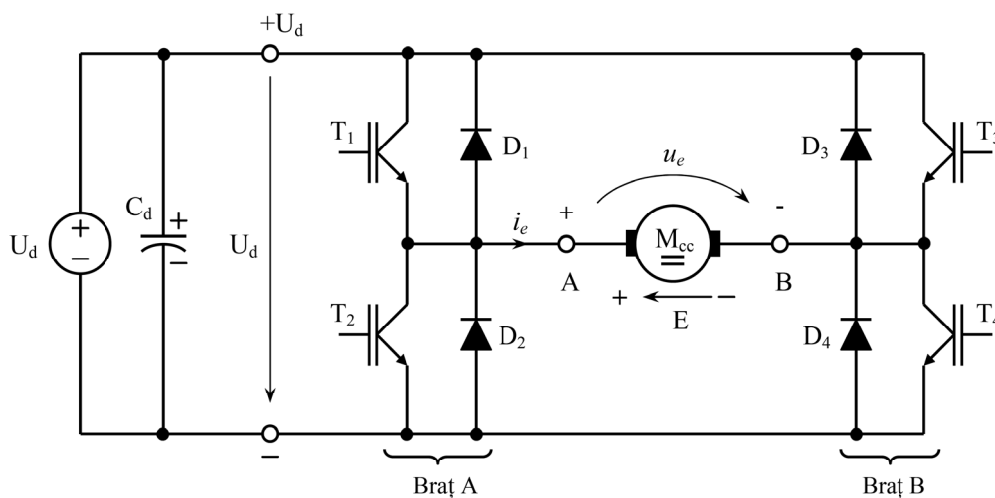


Fig. 21.1 Topologia convertorului c.c – c.c. în punte H (*full bridge*) cu tranzistoare IGBT.

S-a demonstrat posibilitatea convertorului c.c. – c.c. în punte H de a funcționa în patru cadrane, respectiv de a acoperi tot planul electric tensiune de ieșire – curent de ieșire ($U_e - I_e$). Se poate afirma că acest echipament permite vehicularea energiei electrice în ambele direcții, atât prin inversarea sensului curentului I_e , cât și prin inversarea polarității tensiunii U_e . Deci convertorul este și *bidirecțional* și *reversibil*.

De asemenea, au fost evidențiate două 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

Prima tehnică de comandă a fost tratată în Lucrarea 20, iar a doua tehnică va fi analizată în continuare.

2. Comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii la ieșirea punții H

Comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii a fost concepută pentru a diminua variațiile pulsurilor de tensiune modulate în lățime de la ieșirea convertorului. Așa cum se va vedea, pe lângă acest efect, se obține și o dublare a frecvenței pulsurilor tensiunii de ieșire. În consecință, calitatea conversiei c.c. – c.c. va crește substanțial. Dacă ne raportăm la un receptor sensibil la forma de undă a curentului absorbit, cu o aceeași inductanță în circuitul de sarcină, se obține o filtrare mult mai eficientă a curentului de ieșire. *Variațiile (pulsările sau riplul) din forma de undă a curentului continuu se vor micșora de patru ori față de comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.*

Tehnica de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii constă în următoarele:

- dacă se dorește obținerea unei **tensiuni medii pozitive** la ieșirea chopperului se vor genera **numai pulsuri pozitive** modulate în durată;
- dacă se dorește obținerea unei **tensiuni medii negative** se vor genera **numai pulsuri negative** modulate în durată.

Rezultă variații unipolare ale tensiunii de ieșire în timpul funcționării. Variațiile sunt între 0V și $+U_d$ pentru o componentă continuă pozitivă, respectiv între 0V și $-U_d$ pentru o componentă continuă negativă. Astfel, comparativ cu prima tehnică de comandă PWM cu o comutație bipolară a tensiunii la care variațiile tensiunii de ieșire sunt între $+U_d$ și $-U_d$, riplul curentului de ieșire se va reduce corespunzător.

Pentru a implementa tehnica de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii cele două brațe din structura punții H vor fi comandate independent. Aceasta nu exclude o corelație în timp între intervalele de conducție și blocare a celor patru tranzistoare. Independența se referă la faptul că nu mai există o comandă simultană a două tranzistoare, câte unul din fiecare braț, ca în cazul comenzii PWM cu o comutare bipolară a tensiunii.

Conform celor prezentate în referatele anterioare, pentru simplitate se păstrează regula de comandă a celor două dispozitive controlabile dintr-un braț de punte cu semnale PWM complementare. Frecvența de comutație a semnalelor PWM pentru cele două brațe trebuie să fie, obligatoriu, aceeași. În consecință, pentru comanda celor patru tranzistoare ale structurii în punte H, **sunt necesare 4 semnale de comandă modulate în durată** cu frecvențe egale. La rândul lor acestea sunt grupate două câte

două după criteriul complementarității, PWM₁ cu PWM₂ pentru tranzistoarele (T₁, T₂) din brațul A, respectiv PWM₃ cu PWM₄ pentru tranzistoarele (T₃, T₄) din brațul B.

O construcție grafică intuitivă care sugerează modul de obținere al semnalelor de comandă PWM este prezentată în Fig.21.2. Modalitatea este asemănătoare cu cea prezentată în referatul Lucrării 17 cu deosebirea că unda purtătoare triunghiulară u_{tr} se compară cu două semnale de control, câte unul pentru fiecare braț din punte, $u_{control(A)}$ și $u_{control(B)}$. Între cele două semnale de control trebuie să existe următoarea relație:

$$u_{control(A)} = -u_{control(B)} \quad (21.1)$$

Dacă se iau ca referințe semnalele de comandă corespunzătoare tranzistoarelor superioare din fiecare braț în parte, PWM₁ respectiv PWM₃, acestea se obțin la ieșirea unor comparatoare conform următoarelor condiții deja cunoscute:

- dacă $u_{control} > u_{tr} \Rightarrow \text{PWM} = \text{ON}$
- dacă $u_{control} < u_{tr} \Rightarrow \text{PWM} = \text{OFF}$

Odată generate semnalele de comandă pentru tranzistoarele superioare din fiecare braț, pot fi sintetizate imediat semnalele de comandă pentru tranzistorele inferioare din brațe pe baza criteriului complementarității enunțat mai sus.

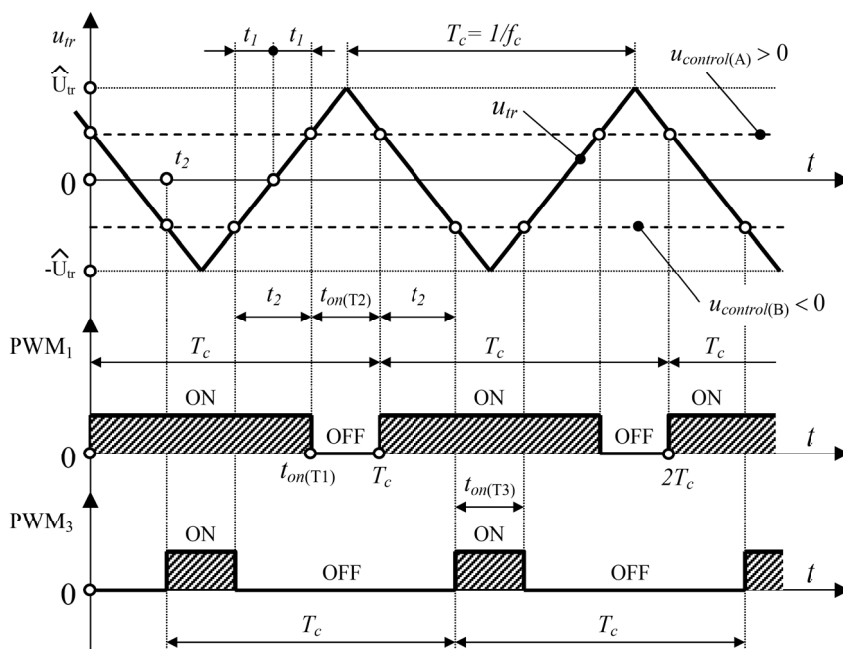


Fig. 21.2 Modul de obținere al semnalelor de comandă pentru tranzistoarele superioare din brațele punții H comandată PWM cu o comutație unipolară a tensiunii.

În Fig.21.2 se prezintă cazul în care $u_{control(A)} > 0$ și $u_{control(B)} < 0$, combinație care determină generarea unor *pulsuri pozitive și implicit a unei tensiuni medii pozitive la ieșirea convertorului c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație*

unipolară a tensiunii. Se observă că, în această variantă, la jumătatea fiecărui interval în care este comandat pentru conducție tranzistorul superior (T_1) din primul braț apare un interval mai mic în care este blocat tranzistorul inferior (T_4) și deschis tranzistorul superior (T_3) din al doilea braț. Așa cum se va vedea, ***prin deschiderea simultană a tranzistoarelor superioare, respectiv inferioare, din ambele brațe de punte se forțează anularea tensiunii de ieșire în acest interval***. Astfel, pentru combinația aleasă mai sus, un puls pozitiv al tensiunii $u_e(t)$ de o anumită lățime este „spart” în două pulsuri cu lățimi mai mici având drept consecință dublarea frecvenței pulsurilor de la ieșirea *chopper*-ului.

Mărima intervalului de timp în care este deschis T_3 din brațul B este aceeași cu mărimea intervalului în care este comandat pentru deschidere tranzistorul T_2 din brațul A. Această observație rezultă din analiza atentă a tehnicii de modulare prezentată în Fig.21.2 sau din analiza celor patru semnale de comandă PWM prezentate în Fig.21.3. Diferă momentele în care se manifestă intervalele de conducție ale celor două tranzistoare de pe diagonala punții. Aceleași observații sunt valabile și în cazul perechii (T_1, T_4) de pe cealaltă diagonală a punții. Așadar, independența de comandă între cele două brațe este reflectată de momentele diferite la care comută tranzistoarele din componența acestora. Putem afirma că, în cazul comenzii PWM cu o comutație unipolară a tensiunii, tranzistoarele de pe diagonala punții sunt comandate cu o aceeași durată relativă de conducție, la fel ca în cazul comenzii PWM cu o comutație bipolară a tensiunii, numai că semnalele de comandă PWM sunt decalate între ele cu 180° el.

În Fig.21.3 sunt prezentate formele de undă, iar în Fig.21.4 sunt prezentate traseele curenților din cei opt subciclii corespunzători unui ciclu de funcționare T_c a *chopper*-ului în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii. Pentru simplitate și coerență, analiza funcționării convertorului se va face în ordinea succesivă a subciclurilor:

- (1) În acest interval curentul i_e evoluează după o exponențială crescătoare și pozitivă, circulând prin tranzistoarele (T_1, T_4) care vor conecta borna din stânga a motorului (A) la potențialul pozitiv al sursei U_d , respectiv borna din dreapta (B) la potențialul negativ al U_d . Dacă sunt neglijate tensiunile de pe dispozitivele aflate pe traseul curentului, tensiunea de ieșire va fi:

$$u_e(t) = +U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (1) în Fig.21.3} \quad (21.2)$$

- (2) În acest interval este menținută comanda de conducție pentru tranzistorul T_1 , este blocat T_4 și este comandat pentru conducție T_3 . Prin blocarea lui T_4 motorul este deconectat de la sursa U_d și curentul i_e va circula în continuare pe seama energiei acumulate în inductanța de sarcină pe traseul notat cu (2) în Fig.21.4. Este un curent de descărcare ce va evolua după o exponențială descrescătoare în bucla formată din tranzistorul T_1 , motorul de c.c. și dioda D_3 . Prin întreținerea curentului inductanța cedează energia din câmp arborelui

motorului și rezistenței indusului. Pe de altă parte, cele două semiconductoare aflate în conducție scurtcircuitează indusul motorului. În consecință:

$$u_e(t) = 0 \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (2) în Fig.21.3} \quad (21.3)$$

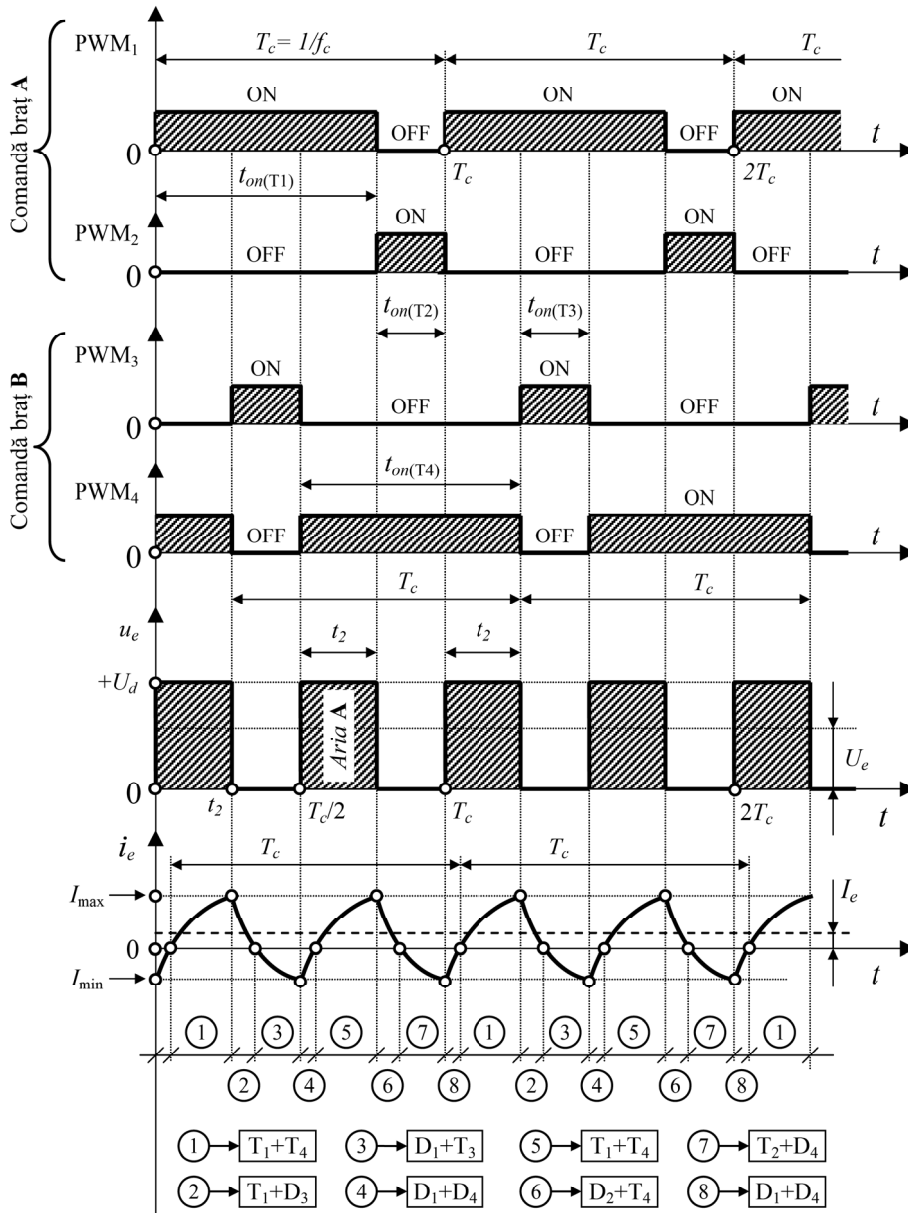


Fig. 21.3 Formele de undă corespunzătoare unui c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii (*tensiune medie pozitivă* la ieșire).

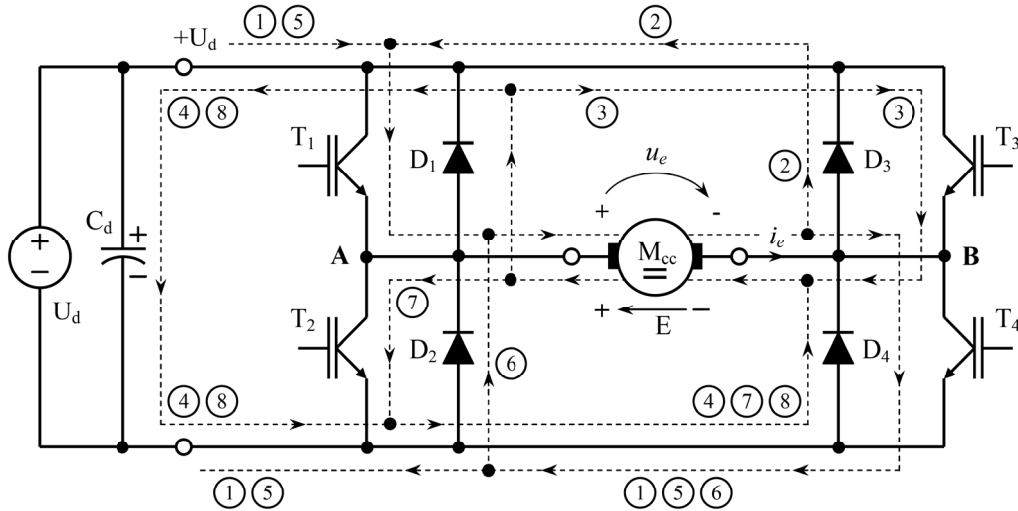


Fig. 21.4 Traseele curenților printr-un convertor c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii și *tensiune medie pozitivă* la ieșire.

- (3) La sfârșitul subciclului (2) curentul i_e atinge valoarea zero. Având în vedere polaritatea tensiunii electromotoare E (vezi Fig.21.4) și faptul că tranzistorul T_3 era deja comandat pentru conducție se amorsează un curent prin mașină pe traseul (3). Este un curent negativ care evoluează în continuarea exponențială descrescătoare din intervalul anterior, fiind întreținut de tensiunea electromotoare în bucla formată din motorul de c.c., dioda D_1 și tranzistorul T_3 . La fel ca în subciclul precedent, dispozitivele D_1 și T_3 aflate în conducție scurtcircuitază indusul motorului determinând:

$$u_e(t) = 0 \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (3) în Fig.21.3} \quad (21.4)$$

- (4) Acest subciclu debutează cu blocarea tranzistorului T_3 și redeschiderea tranzistorului T_4 . Evident, curentul negativ i_e din intervalul anterior va comuta pe traseul (4) cu semnificația unui curent de descărcare. Energia este transferată către capacitatea C_d de la intrarea convertorului. Prin deschiderea diodelor D_1 și D_4 tensiunea la bornele motorului de c.c. redevine:

$$u_e(t) = +U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (4) în Fig.21.3} \quad (21.5)$$

- (5) La sfârșitul subciclului (4) curentul i_e atinge valoarea zero. Deoarece tranzistoarele T_1 și T_4 erau deja comandate pentru conducție tensiunea de alimentare U_d va putea relua din acest moment un curent pozitiv crescător în continuarea exponențială din intervalul anterior pe traseul (5), identic cu traseul (1). Astfel, tensiunea de ieșire are aceeași valoare ca în subciclul (1) și în subciclul (4):

$$u_e(t) = +U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (5) în Fig.21.3} \quad (21.6)$$

- (6) În subciclul (6) tensiunea instantanee de la ieșirea convertorului este forțată din nou în zero, de data aceasta prin păstrarea în conducție a tranzistorului T_4 și blocarea tranzistorului T_1 . Astfel, motorul este deconectat de la sursa U_d și curentul i_e pozitiv va circula mai departe ca un curent de descărcare în bucla formată din mașina de c.c., tranzistorul T_4 și dioda D_2 . Aceste dispozitive scurtcircuitează indusul motorului și:

$$u_e(t) = 0 \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (6) în Fig.21.3} \quad (21.7)$$

- (7) Subciclul (7) apare în urma anulării curentului de descărcare corespunzător traseului (6). Dacă tranzistorul T_3 mai este în conducție tensiunea electromotoare va amorsa un curent negativ prin acesta și prin dioda D_4 . Evoluția curentului se va face în continuarea exponențialei descrescătoare din subciclul (6), având aceeași constantă de timp dată de indusul motorului ($\tau=R_d/L_d$). Tensiunea de ieșire se păstrează în continuare:

$$u_e(t) = 0 \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (7) în Fig.21.3} \quad (21.8)$$

- (8) Subciclul (8) este identic cu subciclul (4). Deosebirea constă în faptul că debutează cu blocarea tranzistorului T_2 și comanda tranzistorului T_1 pentru deschidere. Astfel, curentul negativ i_e din intervalul anterior va comuta pe traseul (8), același cu traseul (4), cu semnificația unui curent de descărcare. Energia este transferată către capacitatea C_d de la intrarea convertorului. Prin deschiderea diodelor D_1 și D_4 tensiunea la bornele motorului de c.c. redevine:

$$u_e(t) = +U_d \rightarrow \text{pe intervalul notat cu (8) în Fig.21.3} \quad (21.9)$$

Se observă în Fig.21.3 că, pe durata unei perioade T_c , în forma de undă a tensiunii $u_e(t)$ apar două pulsuri identice cu aceeași lățime. Astfel, perioada pulsurilor se reduce la $T_c/2$. Salturile tensiunii u_e pentru fiecare puls sunt de la 0V la $+U_d$ și invers pentru cazul în care se dorește o tensiune medie pozitivă la ieșirea convertorului. Acest aspect justifică denumirea de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii la ieșirea structurii în punte H.

Pentru calculul tensiunii continue de la ieșirea convertorului se poate aplica formula valorii medii pentru jumătate din perioada T_c sau pentru întreaga perioadă. Evident, este mai simplă prima variantă:

$$\begin{aligned} U_e^{not} = \text{val. medie } u_e(t) &= \frac{1}{T_c/2} \int_0^{T_c/2} u_e(t) \cdot dt = \frac{2}{T_c} \int_0^{t_2} (+U_d) \cdot dt = \\ &= \frac{2}{T_c} \cdot U_d \cdot [t]_0^{t_2} = U_d \cdot \frac{2 \cdot t_2}{T_c} \end{aligned} \quad (21.10)$$

Conform celor arătate anterior, cu toate că momentele de comutație ale tranzistoarelor din cele două brațe sunt diferite, pentru mărirea intervalelor de conducție se pot scrie următoarele egalități:

$$t_{on(T1)} = t_{on(T4)} \text{ și } t_{on(T2)} = t_{on(T3)} = T_c - t_{on(T1)} \quad (21.11)$$

Totodată, analizând semnalele de comandă PWM din Fig.21.2 și Fig.21.3, se poate calcula intervalul de timp t_2 astfel:

$$t_2 = \frac{t_{on(T1)} - t_{on(T3)}}{2} = \frac{t_{on(T1)} - (T_c - t_{on(T1)})}{2} = t_{on(T1)} - \frac{T_c}{2} \quad (21.12)$$

Introducând valoarea lui t_2 din (21.12) în expresia (21.10) se obține pentru valoarea medie a tensiunii:

$$\begin{aligned} U_e &= U_d \cdot \frac{2 \cdot (t_{on(T1)} - T_c / 2)}{T_c} = U_d \cdot \left(2 \cdot \frac{t_{on(T1)}}{T_c} - 1 \right) = \\ &= U_d \cdot (2 \cdot D_{RC(T1)} - 1) \end{aligned} \quad (21.13)$$

Expresia (20.13) evidențiază faptul că tensiunea medie la ieșirea unui convertor c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii se calculează cu aceeași relație ca în cazul comenzii PWM cu o comutație bipolară a tensiunii.

Dacă *chopper*-ul este inclus într-un un sistem de reglare automată pentru comanda convertorului se poate utiliza un singur semnalul de control, respectiv $u_{control(A)}$. Acesta este preluat de un modulator PWM, realizat în variantă analogică sau numerică, care generează cele patru semnale modulate în durată utilizate în comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii. Pentru a implementa tehnica de generare a semnalelor PWM, ilustrată în Fig.21.2, este necesar și semnalul $u_{control(B)}$ care poate fi ușor obținut din semnalul $u_{control(A)}$ pe baza egalității (21.1). Într-o asemenea aplicație este utilă relația de legătură dintre mărirea de intrare $u_{control(A)}$ și tensiunea continuă obținută la ieșirea convertorului. Pentru a o deduce se va pleca de la relația deja cunoscută (21.10). Totodată, din Fig.21.2 rezultă t_2 ca fiind:

$$t_2 = 2 \cdot t_1 = 2 \cdot \frac{u_{control(A)}}{\hat{U}_{tr}} \cdot T_c / 4 = \frac{u_{control(A)}}{\hat{U}_{tr}} \cdot \frac{T_c}{2} \quad (21.14)$$

În relația (21.14) s-a înlocuit t_1 cu expresia (17.4) obținută în referatul Lucrării 17. Dacă se înlocuiește (21.14) în (21.10) se obține:

$$U_e = U_d \cdot \frac{2 \cdot t_2}{T_c} = U_d \cdot \frac{2}{T_c} \cdot \frac{u_{control(A)}}{\hat{U}_{tr}} \cdot \frac{T_c}{2} = \frac{U_d}{\hat{U}_{tr}} \cdot u_{control(A)} = K \cdot u_{control(A)} \quad (21.15)$$

unde K este o constantă deoarece tensiunea de alimentare U_d și amplitudinea semnalului triunghiular sunt considerate, de asemenea, constante.

Egalitatea (21.15) sugerează că între tensiunea medie de la ieșirea unui convertor c.c. – c.c. în punte H, comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii și semnalul modulator al primului braț există o relație de strictă proporționalitate. Astfel, prin intermediul unui singur semnal de comandă ($u_{control(A)}$) poate fi controlată direct tensiunea continuă de la ieșirea convertorului.

Conform relației (21.15) și diagramelor din Fig.21.2, **dacă semnalul $u_{control(A)}$ devine negativ, iar $u_{control(B)}$ devine pozitiv, tensiunea medie la ieșirea chopper-ului devine negativă (proprietatea de reversibilitate)**. Modul în care rezultă semnalele de comandă PWM pentru cele două brațe în acest caz este ilustrat în Fig.21.5.

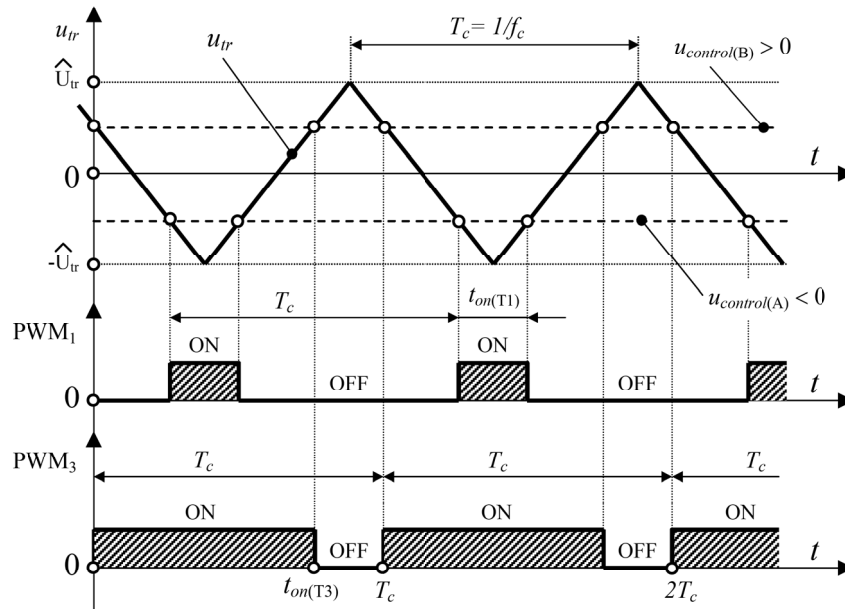


Fig. 21.5 Modul de obținere al semnalelor de comandă pentru o tensiune medie negativă la ieșirea punții H comandată PWM cu o comutație unipolară a tensiunii.

În cadrul perioadei T_c este comandat pentru conducție un interval de timp mai mare tranzistorul superior din brațul B (T_3) în comparație cu tranzistorul superior din brațul A (T_1). Astfel, $t_{on(T3)}$ devine intervalul de timp principal, de referință, de la care pornește analiza convertorului pentru cazul comenzii PWM cu o comutație unipolară a tensiunii instantanee u_e și a unei tensiunii medii U_e negative. Totodată, în acest caz, este exclusă comanda simultană a tranzistoarelor T_1 cu T_4 . Aceasta exclude apariția unor pulsuri pozitive la ieșirea convertorului. Pe de altă parte, în intervalul în care sunt comandate pentru conducție tranzistoarele T_3 și T_2 la ieșirea chopper-ului vor apărea pulsuri negative, iar în intervalul în care este luată comanda de pe T_2 și aplicată lui T_1

(T_3 rămânând deschis) tensiunea instantanee de ieșire u_e este forțată în zero. Același fenomen apare dacă este luată comanda de pe T_3 și aplicată lui T_4 (T_2 rămânând deschis). Astfel, dintr-un puls negativ mai lat apar două pulsuri mai înguste a căror frecvență este dublul frecvenței de comutație, așa cum se prezintă în Fig.21.6.

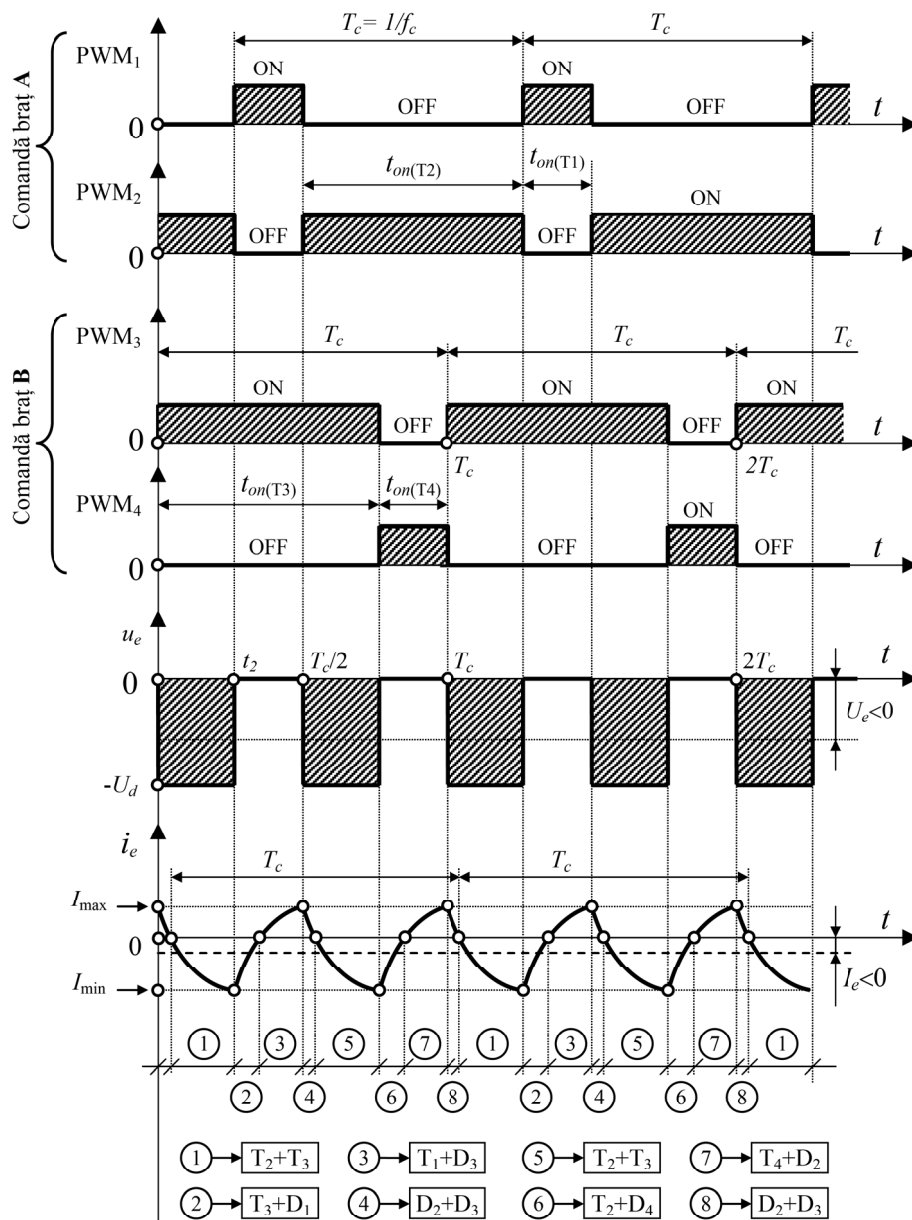


Fig. 21.6 Formele de undă corespunzătoare unui c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii (tensiune medie negativă la ieșire).

Deoarece apar numai pulsuri negative modulate în durată rezultă o tensiune medie, de asemeni, negativă la ieșirea convertorului c.c. – c.c. Relațiile de calcul (21.13) și (21.15) pentru valoarea medie (componenta continuă) rămân valabile și în acest caz. Tensiunea de ieșire negativă alimentează motorul de c.c. determinând o rotație a acestuia în sens invers ($n < 0$) și implicit generarea unei tensiuni electromotoare negative, așa cum s-a reprezentat în Fig.21.7. Mai departe, tensiunea electromotoare cu polaritatea din figură poate determina apariția unor curenți pozitivi prin motorul de c.c. în subciclii (3) și (7).

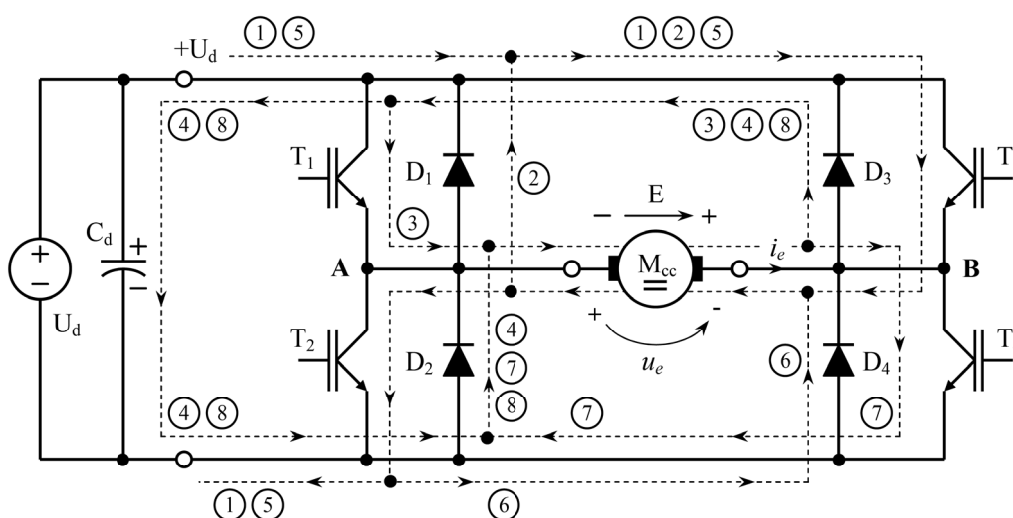


Fig. 21.7 Traseele curenților printr-un convertor c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii și tensiune medie negativă la ieșire.

În Fig.21.7 notarea subcicliilor a început cu momentul în care tranzistoarele T_2 și T_3 , ca tranzistoare care impun efectiv polaritatea negativă a pulsurilor și a tensiunii medii, preiau pentru prima dată conducția unui curent negativ în intervalul $t_{on}(T_3)$. Astfel, în subciclu (1) curentul circulă pe traseul omonim și tensiunea pe sarcină este menținută la valoarea $-U_d$. Subciclu (2) debutează cu blocarea tranzistorului T_2 și deschiderea tranzistorului T_1 . Datorită energiei acumulate în câmpul inductanței de sarcină, imediat după blocarea tranzistorului T_2 , curentul negativ va continua să circule pe traseul (2) în bucla formată din motorul M_{cc} , dioda D_1 și tranzistorul T_3 . În subciclu (3) tensiunea electromotoare E amorosează un curent pozitiv în bucla formată din motorul M_{cc} , dioda D_3 și tranzistorul T_1 . Pe durata subcicliilor (2) și (3) diodele și tranzistoarele scurtcircuitează bornele indusului mașinii de c.c. determinând o tensiune nulă pe aceasta în condiții ideale. La începutul subcicliului (4) tranzistorul T_1 este blocat și redeschis T_2 , iar curentul pozitiv va continua să circule pe traseul (4). Astfel, energia din inductanța motorului este transferată către capacitatea C_d de la intrarea convertorului. Prin deschiderea diodelor D_2 și D_3 tensiunea la bornele sarcinii redevine $-U_d$. În subciclu (5) conduc din nou tranzistoarele T_2 și T_3 , un curent negativ pe

traseul (5) identic cu traseul (1), menționat anterior. Tensiunea pe mașina de c.c. se păstrează la valoarea $-U_d$. Pe durata subciclului (6) tensiunea u_e este forțată din nou în zero, de data aceasta prin păstrarea în conducție a tranzistorului T_2 și blocarea tranzistorului T_3 . Astfel, motorul este deconectat de la sursa U_d și curentul i_e negativ va circula mai departe în bucla formată din mașina de c.c., tranzistorul T_2 și dioda D_4 . Subciclul (7) apare în urma anulării curentului de descărcare din subciclul anterior. Dacă tranzistorul T_4 mai este comandat pentru conducție tensiunea electromotoare va amorsa un curent pozitiv pe traseul (7) în bucla formată din M_{cc} , tranzistorul T_4 și dioda D_4 . Tensiunea se păstrează la valoarea de 0V în acest subciclu. Subciclul (8) este identic cu subciclul (4). Deosebirea constă în faptul că debutează cu blocarea tranzistorului T_4 și redeschiderea tranzistorului T_3 . Astfel, curentul pozitiv i_e din intervalul anterior va comuta pe traseul (8), același cu traseul (4). Energia din inductanța L_a este transferată spre capacitatea C_d de la intrarea convertorului. Prin deschiderea diodelor D_2 și D_3 tensiunea la bornele motorului de c.c. redevine $-U_d$.

Analizând Fig.21.3 și Fig.21.6 se observă că, forma de undă a curentului de la ieșirea *chopper*-ul în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii prezintă pulsații (variațiile $\Delta I_e = I_{\max} - I_{\min}$) mult mai mici decât la ieșirea aceluiași convertor comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii. Acest fapt se datorează înjumătățirii înălțimii pulsurilor de tensiune de la ieșirea punții H în comparație cu prima tehnică și datorită dublării frecvenței acestor pulsuri.

Valoarea medie sau componenta continuă I_e se calculează cu aceeași relație prezentată în referatele anterioare:

$$I_e \approx (I_{\max} + I_{\min}) / 2 \quad (21.16)$$

În funcție de cum se plasează extremele I_{\max} și I_{\min} curentul mediu de ieșire I_e poate fi pozitiv sau negativ, deci convertorul în punte H este **bidirecțional**. Ținând cont și de proprietatea de reversibilitate, menționată mai sus, înseamnă că și strategia de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii asigură funcționarea motorului de c.c. în toate cele patru cadrane ale planului mecanic cuplu-viteză ($M_{em} - n$). Un avantaj deosebit al tehnicii reiese din faptul că unda curentului prin motor (sarcină) este mult mai bine filtrată fără a crește frecvența de comutație a tranzistoarelor de putere (limitarea pierderilor în comutație a dispozitivelor). Prin reducerea riplului curentului de sarcină se reduc pulsațiile cuplului electromagnetic (motorul funcționează mai puțin zgomotos), respectiv se reduc pierderile pe rezistența indusului și în circuitul magnetic al mașinii electrice.

Dacă valoarea medie a curentului, fie pozitivă, fie negativă, depășește un anumit prag dispar anumite subcicluri din cele prezentate Fig.21.3 sau Fig.21.6. De exemplu, în Fig.21.3, respectiv în **cadranul 1** al planului electric U_e - I_e , dacă valoarea medie a curentului depășește jumătatea riplului ($I_e > \Delta I_e / 2$) dispar subciclurile (3,4,7,8). Rămân doar subciclurile (1) și (5), identice, în care sarcina convertorului este alimentată cu o tensiune pozitivă $+U_d$ prin tranzistoarele (T_1, T_4), subciclul (2) în care

apare bucla de descărcare $T_1 - M_{cc} - D_3$ și subciclul (6) în care apare bucla de descărcare $M_{cc} - T_4 - D_2$

3. Montajul de laborator

Schema bloc a montajului de laborator cu ajutorul căruia va fi studiat convertorul c.c. – c.c. în punte H, comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii, este prezentată în Fig.21.8, iar imaginea montajului în timpul funcționării este prezentată în Fig.21.9.

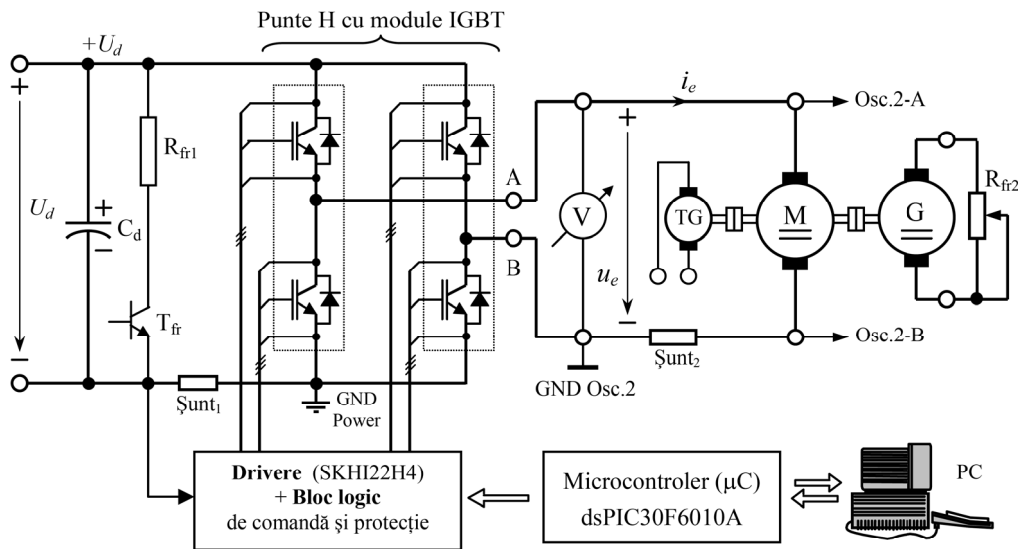


Fig. 21.8 Schema bloc a montajului de laborator pentru studiul convertorului c.c.– c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii la ieșire.

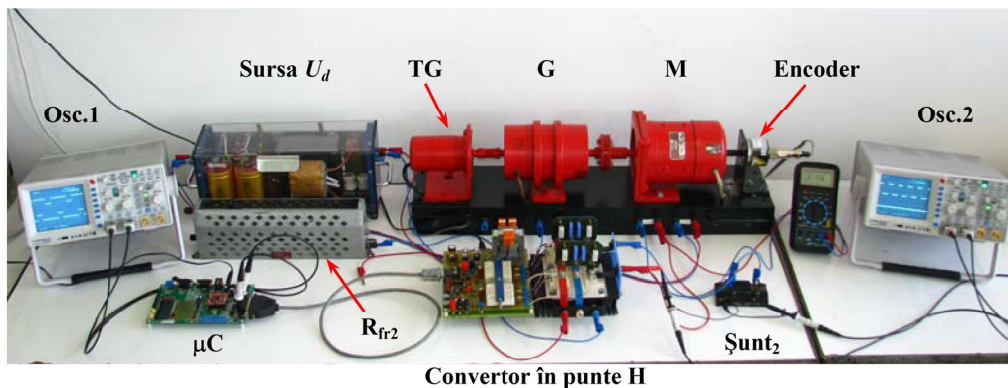


Fig. 21.9 Imaginea montajului de laborator.

Montajul experimental include, ca element principal, convertorul în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii pentru a realiza conversia c.c. – c.c. a energiei electrice, sau altfel spus, pentru a lucra asemeni unui *chopper* de patru cadrane. După cum se cunoaște, aceeași topologie în punte H mai poate fi comandată PWM pentru a funcționa, fie ca invertor, fie ca redresor PWM. La ieșirea *chopper*-ului, între punctele A și B, se va conecta motorul de c.c. notat cu M. Este o mașină de tip AMPEX (300W, 70V, 5A, 1500 rot/min), modificată pentru a obține excitația separată. La rândul lui, motorul este integrat într-un stand de mașini electrice care mai include o a doua mașină de c.c. cu magneți permanenți, notată cu G. Aceasta va lucra în regim de generator pentru a încărca mecanic a motorul. Standul mai cuprinde un tahogenerator (TG) pentru a măsura analogic viteza de rotație și un traductor incremental de viteză (*Encoder*), așa cum reiese din Fig.21.9. Sunt dotări care permit implementarea controlului unui sistem de acționare cu motor de c.c. în condiții de laborator.

Structura în punte H este alimentată de la o sursă de tensiune continuă $U_d = 80V_{cc}$, din cele descrise în referatul Lucrării 16. Trebuie precizat că aceasta mai include, pe lângă un transformator, un redresor necomandat și un filtru capacitiv (C_d), un tranzistor de frânare (T_{fr}) și o rezistență de frânare (R_{fr1}) cu rol de a consuma energia recuperată pe durata frânării motorului, atunci când convertorul c.c. – c.c. vehiculează energie în sens invers. De asemenea, sursa are o ieșire separată, cu o tensiune continuă auxiliară pentru a alimenta înfășurarea de excitație a motorului.

Convertorul în punte H a fost conceput pentru a recepționa semnale de comandă de la orice structură numerică: interfețe specializate, microcontrolere, DSP-uri etc. Pentru lucrarea prezentă, s-a ales ca cele patru semnale $PWM_1 \div PWM_4$, necesare strategiei de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii, să fie generate de un modulator obținut cu ajutorul unei plăci de dezvoltare realizată în jurul microcontrolerului dsPIC30F6010A, *Microchip* (dsPICDEM MC1 *Motor Control Development Board*). Acest sistem numeric poate fi programat cu ajutorul unui calculator personal obișnuit prin intermediul interfeței USB. Odată încărcat programul de generare al semnalelor PWM în memoria *Flash* a microcontrolerului acesta poate lucra independent de calculator. Cu ajutorul programului, special conceput pentru comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii, pot fi modificate *on-line* atât frecvența de comutație, cât și factorul de umplere al celor patru semnale PWM.

Pentru realizarea montajului de laborator mai sunt necesare:

- două osciloscopae cu două spoturi, primul (Osc.1) pentru oscilografierea semnalelor de comandă PWM (în imaginea din Fig.21.8 Osc.1 afișează PWM_1 împreună cu PWM_3 pentru cazul U_e pozitivă), iar al doilea (Osc.2) pentru oscilografierea simultană a tensiunii și curentului de ieșire (u_e, i_e);
- un voltmetru pentru măsurarea tensiunii medii la ieșirea *chopper*-ului;
- un șunt pentru a oscilografia curentului i_e cu ajutorul osciloscopului;
- un reostat pentru rezistența de frânare R_{fr2} , etc.

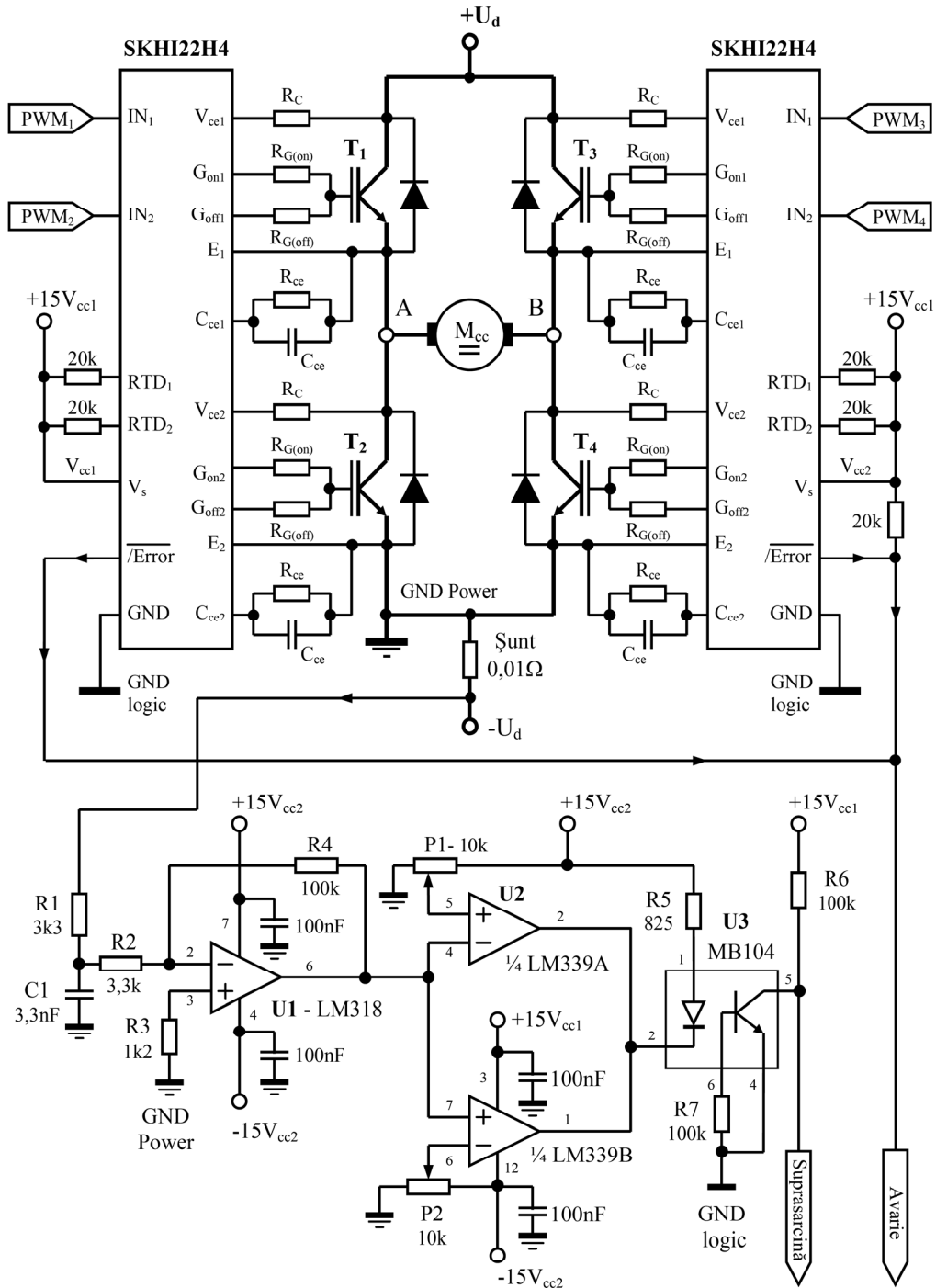


Fig. 21.10 Schema de forță, de comandă și de monitorizarea a curentului pentru puntea H.

Convertor în punte H cu tranzistoare de putere

Conform schemei bloc din Fig.21.8, convertorul în punte H este format din mai multe blocuri cum ar fi: structura de forță, schema de comandă care include *driver*-ele tranzistoarelor de putere, o schemă de monitorizare a curentului, un bloc logic care centralizează situațiile de avarie și o sursă multiplă de alimentare cu tensiuni continue stabilizate. Schema de forță, de comandă și de monitorizare a curentului este prezentată în Fig.21.10.

Structura de forță în punte H a convertorului este realizată cu ajutorul a două module de putere integrate de tip SKM200GB122D, fabricate de firma *Semikron*. Fiecare modul include o structură braț de punte cu tranzistoare de tip IGBT care pot lucra cu valori maxime ale curenților de colector de 200A, tensiuni de până la 1200V și frecvențe maxime de comutație în jur de 10kHz. Pentru a comanda grila celor două tranzistoare IGBT din structura fiecărui braț de punte s-au utilizat modulele specializate de tip SKHI22H4, fabricate tot de firma *Semikron*. Acest *driver* a fost descris în referatul Lucrării 6. Conform celor prezentate, modulele din categoria SKHI22xx prezintă toate calitățile specifice *driver*-elor moderne: transmisia cu separarea galvanică a semnalelor de comandă PWM și în sens invers a semnalelor care indică apariția unei situații anormale de funcționare, alimentarea întregului modul cu o tensiune unică, comanda de blocare sigură a tranzistoarelor de putere cu tensiuni negative, rejectarea impulsurilor scurte de comandă, funcții de protecție la curenți de scurt circuit prin tranzistoare, protecție la dispariția “timpului mort”, la scăderea tensiunii de alimentare etc. Din motive didactice și în scopul unui acces ușor la diferite puncte de măsură convertorul a fost realizat în construcție deschisă, așa cum se prezintă în imaginea din Fig.21.11.

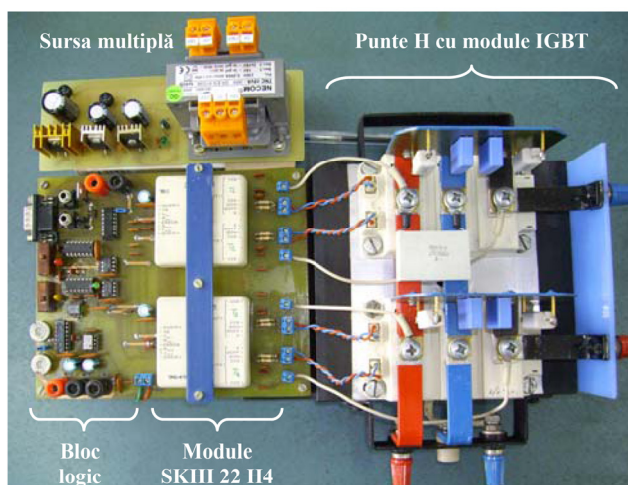


Fig. 21.11 Imaginea convertorului în punte H.

În schema din Fig.21.10 sunt evidențiate elementele de circuit necesare pentru conectarea celor două module comandă SKHI22H4 la modulele de putere “braț de punte” (SKM200GB122D). Pot fi observate rezistențele de grilă pentru deschiderea ($R_{G(on)}$), respectiv blocarea ($R_{G(off)}$) tranzistoarelor IGBT. De asemenea, sunt puse în evidență legăturile dintre circuitele de comandă și colectoarele tranzistoarelor prin rezistențele R_C ($1k\Omega$) necesare pentru a implementa protecția la scurt circuit (protecția de tip DESAT). Prin intermediul rezistenței R_{ce} este fixată tensiunea de referință pentru comparatorul din modul care implementează protecția amintită ($R_{ce}=20k\Omega \Rightarrow U_{ref}=5V$), iar prin capacitatea C_{ce} este fixat timpul minim după care acționează această protecție ($C_{CE} = 1nF \Rightarrow t_{min} = 6\mu sec$). Cu ajutorul combinației logice aplicate celor două intrări RTD_1 și RTD_2 se poate selecta valoarea minimă a timpului mort pentru semnalele PWM complementare aplicate intrărilor IN_1 și IN_2 a fiecărui modul SKHI. În schemă s-au utilizat rezistențe de $20k\Omega$ ceea ce corespunde unui timp mort minim de $4\mu sec$.

Circuitul de monitorizare al curentului vehiculat prin *chopper* activează pe cale optică blocul logic dacă valoarea curentului depășește un anumit prag (protecție la suprasarcină). Semnalul de *suprasarcină* elaborat de circuitul de monitorizare este transmis schemei logice de protecție care, mai departe, *va memora* situațiile de defect și va bloca semnalele de comandă ale tranzistoarelor IGBT până ce va fi resetată schema de operatorul uman.

Protecția la suprasarcină s-a realizat cu ajutorul unui șunt special neinductiv (LVR 010 – *Low Voltage Resistance*) conectat în circuitul de alimentare a convertorului. Căderea de tensiune de pe șunt (negativă dacă puterea circulă de la intrarea convertorului spre ieșirea acestuia, respectiv pozitivă dacă puterea circulă în sens invers), de ordinul sutelor de milivolți, este trecută prin filtrul „trece-jos” R1-C1-R2 după care este amplificată și inversată cu ajutorul integratului U_I - LM318. Astfel, semnalul de la ieșirea amplificatorului operațional, proporțional cu valoarea curentului, este comparat cu două tensiuni de referință (fixate prin intermediul potențioanelor P_1 și P_2) de către comparatoarele LM339A și LM339B. Dacă amplitudinea curentului de la intrarea convertorului de c.c depășește o anumită valoare maximă, în funcție de sensul curentului, unul din cele două comparatoare LM339 basculează și activează optocuplorul MB104. Astfel, se transmite semnalul de *suprasarcină* cu separare galvanică schemei logice de tratare a defectului de la intrarea *driver*-elor, schemă prezentată în Fig.21.12.

Conform celor precizate anterior și modulul de comandă SKHI22H4 include o schemă de protecție bazată pe fenomenul desaturării tranzistoarelor de putere. Este o *protecție* eficientă *la curenți de scurt circuit* și dublează *protecția la curenți de suprasarcină*, descrisă mai sus. Acest fapt nu deranjează, ci din contră creează o măsură de siguranță în plus pentru tranzistoarele de putere. Ieșirile *Error* ale modulelor de comandă SKHI22H4 sunt de tip „colector în gol”. Acestea sunt legate împreună printr-o rezistență la tensiunea de alimentare de $+15V_{cc}$. Astfel, informațiile de defect ale celor două module sunt cumulate într-un singur semnal de *Avarie* după o

logică de tip SAU. Mai departe, semnalul *Avarie* și semnalul *Suprasarcină* sunt sumate, tot după o logică de tip SAU, cu ajutorul porții SI (4093B) de tip *Trigger-Schmidt* cu 2 intrări - vezi Fig.21.12.

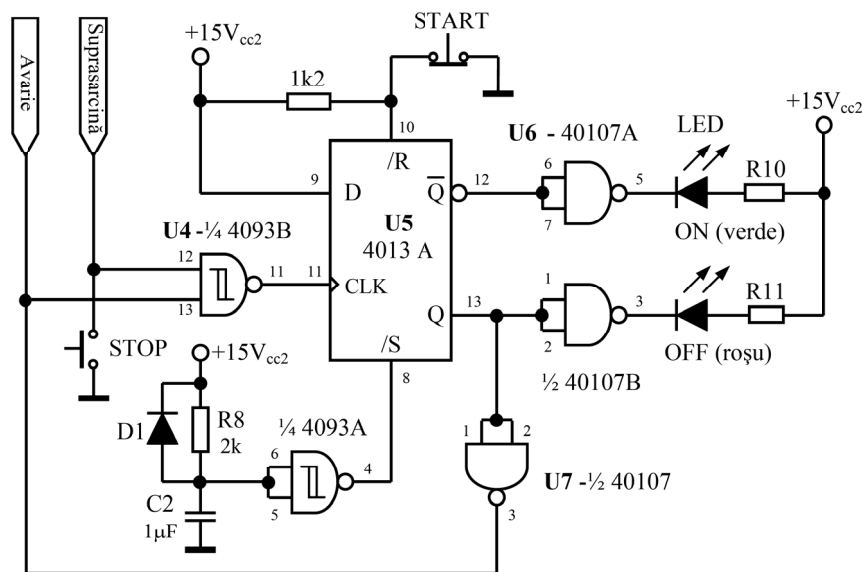


Fig. 21.12 Schema blocului logic de protecție al convertorului în punte H.

Oricare ar fi calea de recepționare a defectului acesta este transmis sub forma unui front crescător pinului CLK al bistabilului de tip D - 4093. Astfel, starea de defect este memorată de bistabil care va menține potențialul terminalelor *Error* ale ambelor module în 0L, ceea ce este echivalent cu blocarea tuturor semnalelor de comandă ale tranzistoarelor IGBT. Totodată, la punerea sub tensiune a schemei, prin intermediul circuitului R₈-C₂ și a porții 4093A este activată mai întâi intrarea /S a bistabilului D și îl va bascula în starea de blocare a impulsurilor. Se evită, în acest fel, o transmitere a impulsurilor de comandă spre grila tranzistoarelor pe durata în care tensiunea de alimentare a schemei nu este încă stabilizată la valoarea de regim (s-ar putea genera semnale false de comandă). Aducerea modulelor de comandă SKHI22H4 și implicit a convertorului c.c. - c.c., în stare de funcționare se realizează prin apăsarea butonului de START. Starea de funcționare este semnalizată luminos prin intermediul unui LED verde. Blocarea voită a convertorului se poate realiza apăsând butonul de STOP. Astfel, ca și în cazul apariției unui stări de avarie, vor fi blocate toate tranzistoarele din structura convertorului c.c. - c.c. Blocarea funcționării este, de asemenea, semnalizată luminos prin intermediul unui LED roșu. Pentru deblocarea funcționării se va apăsa butonul de START.

Trebuie precizat că nivelul acceptat pentru intrările de comandă PWM a modulelor SKHI este de 15V, același cu nivelul tensiunii unice de alimentare a modulelor. În consecință, pentru a putea prelua semnalele logice PWM, de obicei furnizate de structuri sau scheme ce operează cu tensiuni de 5V (nivele TTL), s-a realizat o schemă de interfață cu ajutorul circuitelor *buffer* 7407 (ieșire *open collector*) pentru a obține o adaptare de nivel de la +5V la +15V a semnalelor de comandă, așa cum se prezintă în schema din Fig.21.13. Având în vedere faptul că tensiunea de alimentare a modulelor SKHI22H4 este +15V_{cc1} s-a alimentat schema logică de tratare și memorare a defectului cu o aceeași tensiune.

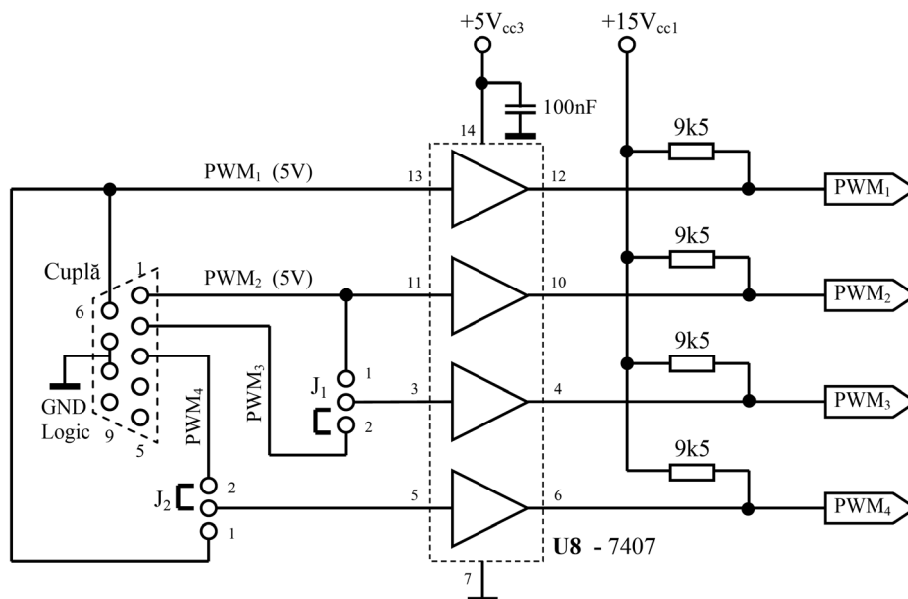


Fig. 21.13 Schema de interfață a convertorului.

Deoarece între schema logică a convertorului și schema analogică de prelucrare și monitorizare a curentului există separare galvanică și prima este alimentată cu o tensiune simplă stabilizată de 15V_{cc1}, iar a doua de o tensiune dublă ±15V_{cc2}, s-a conceput o *sursă multiplă* care să asigure aceste tensiuni stabilizate, plus o tensiune de 5V_{cc3} necesară integratului 7407. Schema sursei realizate cu stabilizatoare în 3 puncte este prezentată în Fig.21.13.

4. Modul de lucru

1. Se vor studia aspectele teoretice referitoare la convertorul c.c. – c.c. în punte H comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii 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 bloc din Fig.21.8 și a imaginii din Fig.21.9;
 3. Se vor vizualiza cu ajutorul primului osciloscop formele de undă ale celor două perechi de semnale PWM complementare utilizate la comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii – pentru relevanță se vor oscilografia PWM₁ împreună cu PWM₃, respectiv PWM₂ împreună cu PWM₄;
 4. Se va alimenta schema de forță și 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 care, în funcție de valorile factorului de umplere, vor trebui să rezulte asemănătoare cu undele prezentate în Fig.21.3, respectiv Fig.21.6;
 5. Se va remarca frecvența dublă a pulsurilor de tensiune, respectiv de curent, față de frecvența semnalelor de comandă PWM;
 6. Se vor observa variațiile unipolare ale tensiunii u_e la ieșirea *chopper*-ului în punte H → pulsuri pozitive modulate în durată dacă factorul de umplere al semnalului de comandă PWM₁ este peste 50%, respectiv pulsuri negative modulate în durată dacă factorul de umplere al semnalului de comandă PWM₁ este sub 50% - vezi Fig.21.16 (date experimentale);
 7. Se vor executa modificări lente ale duratelor relative de conducție pentru cele patru 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 al celor patru semnale de comandă PWM;
 - schimbarea polarității tensiunii continue U_e dacă duratele relative de conducție sunt modificate în jurul valorii de 0.5;
 8. 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 duratele relative de conducție ale tranzistoarelor sunt îndepărtate brusc față de valoarea 0.5;
 - scăderea valorii medii a curentului și inversarea sensului acestuia (regimurilor tranzitorii de frânare) atunci când duratele relative de conducție ale tranzistoarelor sunt apropiate brusc de valoarea 0.5;
 9. 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.
 10. Se vor examina formele de undă ale curentului și se vor compara cu formele de undă teoretice din Fig.21.3, respectiv Fig.21.6. Se va nota riplul maxim al curentului i_e pentru un factor de umplere de 75% - 25% al semnalelor PWM;
-

11. Se va frâna motorul în timpul rotirii introducând în circuit rezistența R_{fr2} 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;
12. Pentru o aceeași frecvență de comutație se va schimba poziția celor două jumper-e J_1, J_2 prezentate în schema din Fig.21.13. Astfel, *chopper*-ul va fi comandat PWM cu o comutație bipolară a tensiunii. Se va compara variațiile curentului i_e obținute pentru acest tip de comandă cu variațiile notate mai sus având grijă ca factorul de umplere al semnalelor logice PWM să fie 50% - vezi Fig.21.15 (date experimentale);

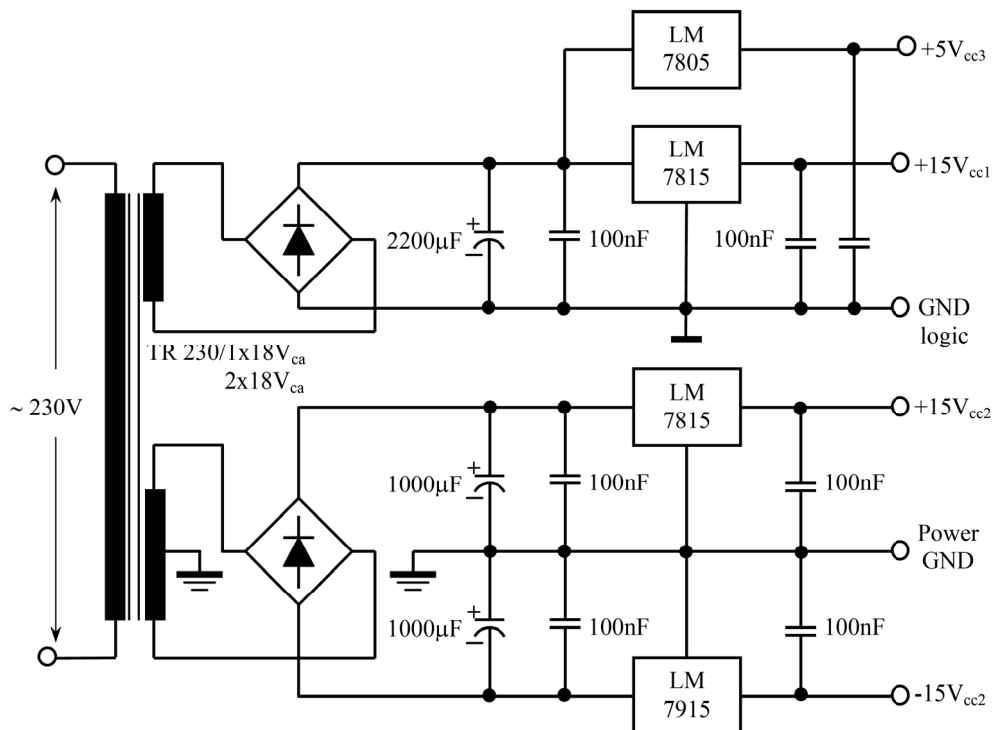


Fig. 21.14 Schema sursei multiple stabilizate pentru alimentarea circuitului de comandă și protecție a convertorului în punte H.

5. Date experimentale

Fig.21.15 prezintă comparativ două imagini ale ecranelor osciloscopului Osc.2 cu formele de undă u_e și i_e pentru cazul (a) în care puntea H este comandată PWM cu o comutație bipolară a tensiunii de ieșire, respectiv pentru cazul (b) în care același convertor este comandat PWM cu o comutație unipolară a tensiunii. Frecvența semnalelor de comandă PWM este aceeași în ambele cazuri (5kHz). Cu adevărat, se

observă în Fig.21.15(b), că pulsurile dreptunghiulare modulate în lățime ale tensiunii u_e au **variații unipolare** și **frecvență dublă** față de pulsurile bipolare din Fig.21.15(a). Foarte important, se constată o scădere consistentă a riplului curentului prin motor dacă se folosește tehnica de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii. Conform celor demonstrate în literatura de specialitate **riplul curentului scade de 4 ori**, ceea ce se confirmă experimental. Figura prezintă variantele cu un factor de umplere de 50% **ale pulsurilor de tensiune**, atunci când riplul curentului pentru fiecare tehnică de comandă PWM este maxim, aspect demonstrat, de asemenea, în literatura tehnică.

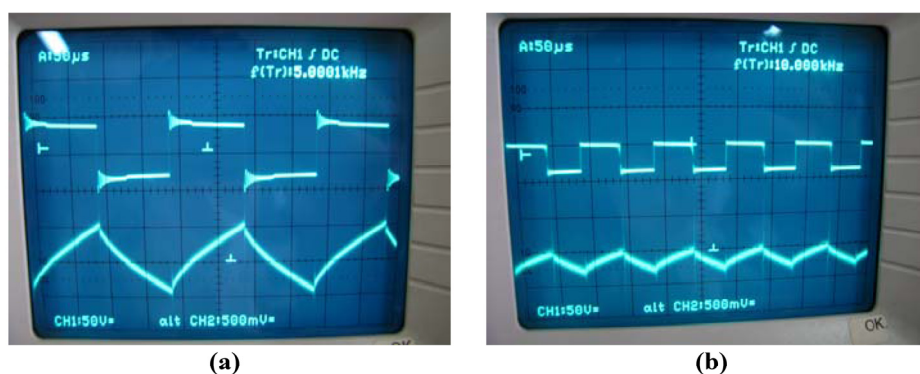


Fig. 21.15 Formele de undă pentru tensiunea u_e și curentul i_e de la ieșirea punții H comandată: (a) PWM cu o comutație **bipolară** a tensiunii; (b) PWM cu o comutație **unipolară** a tensiunii.

În Fig.21.16 sunt prezentate formele de undă la ieșirea punții H comandate PWM cu o comutație unipolară a tensiunii de ieșire atunci când media acesteia este în jurul valorii dc 0V.

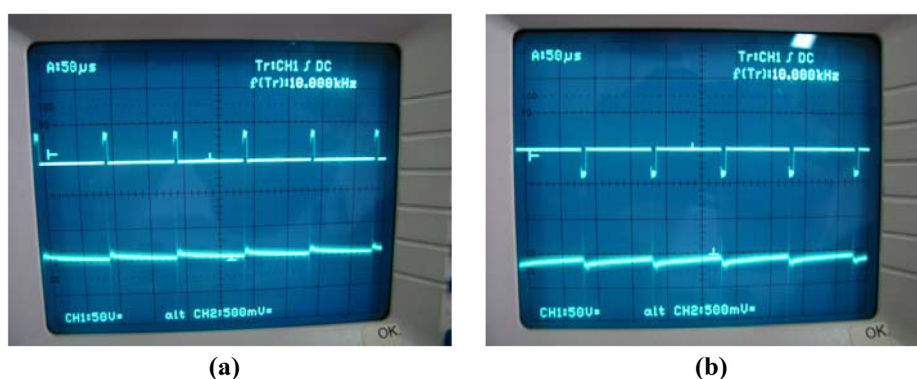


Fig. 21.16 Tehnica de comandă PWM cu o comutație **unipolară** a tensiunii u_e :
 (a) Tensiune medie pozitivă - pulsuri pozitive cu variații între 0 și $+U_d$;
 (b) Tensiune medie negativă - pulsuri negative cu variații între 0 și $-U_d$;

Se observă în Fig.21.16 că pentru o tensiune medie pozitivă ($U_e > 0$) se obțin numai pulsuri pozitive cu variații unipolare între 0 și $+U_d$, iar pentru o tensiune medie negativă ($U_e < 0$) se obțin numai pulsuri negative cu variații unipolare între 0 și $-U_d$. În plus, făcând comparație cu figura anterioară 21.15(b) se remarcă o scădere a riplului curentului în cadrul aceleiași tehnicii de comandă PWM cu o comutație unipolară a tensiunii pe măsură ce modificăm comanda sau mai exact, pe măsură ce ne îndepărtăm cu valoarea factorului de umplere ale semnalelor PWM de 75%, respectiv 25%. Cu aceste valori pentru duratele relative de conducție ale tranzistoarelor de putere se obțin la ieșirea punții H pulsuri de tensiune pozitive sau negative având factorul de umplere egal cu 50%. Conform celor precizate mai sus, se demonstrează matematic că în aceste puncte se obțin maxime ale riplului curentului de ieșire.

Pentru cazul tehnicii de comandă PWM cu o comutație **bipolară** a tensiunii factorul de umplere de 50% pentru pulsurile tensiunii u_e corespunde și cu factorul de umplere de 50% pentru semnalele de comandă PWM. În Fig.21.17 sunt prezentate oscilogramele care pun în evidență variația riplului curentului prin mașina de c.c. în funcție de durata relativă de conducție a tranzistoarelor, respectiv a factorului de umplere al semnalelor de comandă PWM pentru această tehnică. Astfel, se observă că riplul cel mai mare se obține pentru un factor de umplere 50%. Pe măsură ce factorul de umplere se îndepărtează de această valoare în sens descrescător (spre 0%) sau în sens crescător (spre 100%) riplul curentului începe să scadă din ce în ce mai mult.

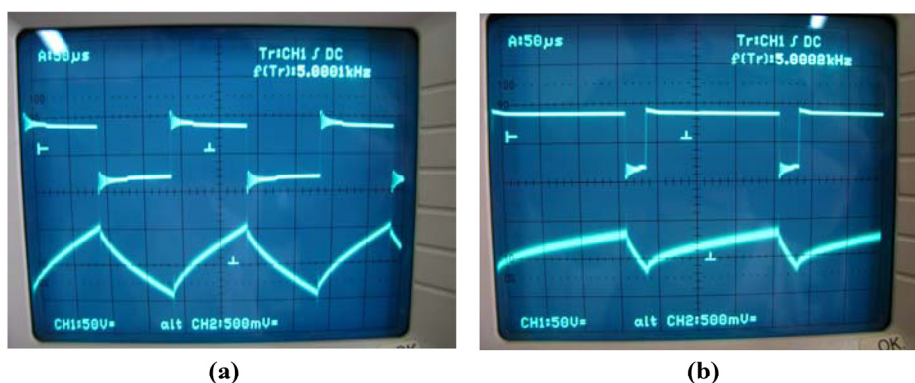


Fig. 21.17 Variația riplului curentului la ieșirea punții H comandată PWM cu o comutație **bipolară** a tensiunii în funcție de factorul de umplere al semnalelor de comandă:
(a) factor de umplere 50%; (b) factor de umplere 75%;