

CONVERTOARE ELECTROENERGETICE MODERNE

Petru VÎRLAN, Ilie NUCĂ, Valeriu BLAJA

Universitatea Tehnică a Moldovei

Rezumat: În această lucrare s-a descris echipamentul pentru comanda unui convertor cc/cc ce 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. Se evidențiază deasemenea două strategii de comandă ale punții H: comanda PWM cu o comutație bipolară a tensiunii la ieșirea punții și comanda PWM cu o comutație unipolară a tensiunii la ieșirea punții. 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. În consecință, calitatea conversiei c.c. – c.c. va crește substanțial.

Cuvinte cheie: convertor c.c. - c.c., comanda PWM, punte H, tranzistoare bipolare (IGBT), chopper.

Convertorul c.c. – c.c. cu funcționare în 4 cadrane bidirecțional și reversibil

Structura în punte H (full bridge) a unui convertor c.c. – c.c. (fig.1.1) este formată din două brațe de punte A și B, fiecare braț fiind constituit din câte două tranzistoare bipolare cu grilă izolată (IGBT) de putere, legate în serie prevăzute cu diode de descărcare în antiparalel.

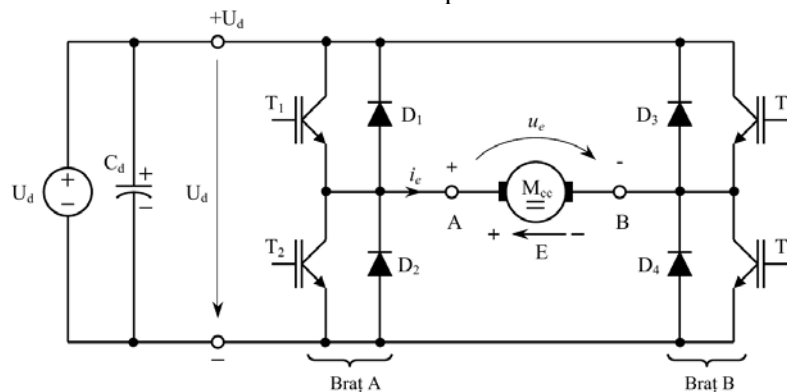


Figura 1.1. Topologia convertorului c.c – c.c. în punte H (full bridge) cu tranzistoare IGBT.

Convertorul c.c. – c.c. în punte H are posibilitatea 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.[1]

Se evidențiază deasemenea 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.

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. 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 chopper-ului 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 0 V și +U_d pentru o componentă continuă pozitivă, respectiv între 0 V 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. 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.1.2. 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:

$$u_{control(A)} = -u_{control(B)}$$

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:

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

Odată generate semnalele de comandă pentru tranzistoarele superioare din fiecare braț pot fi sintetizate imediat semnalele de comandă pentru tranzistoare inferioare din brațe pe baza criteriului complementarității enunțat mai sus. [2]

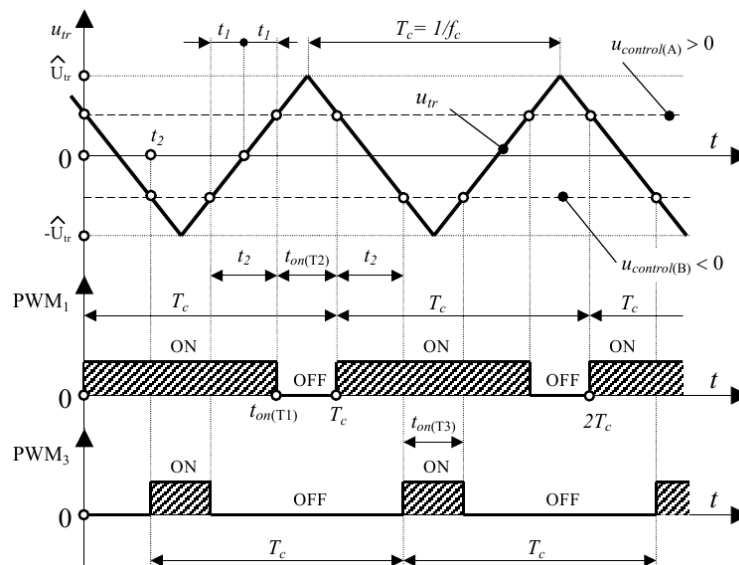


Figura 1.2 Modul de obținere al semnalelor de comandă pentru tranzistoarele superioare din brațele punții H comandată PWM cu o comutație unipolară a tensiunii.

Pentru calculul tensiunii continue de la ieșirea convertorului se poate aplica formula valorii medii pentru jumătate din perioada T_c , în felul următor:

$$U_e = \frac{1}{T_c/2} \int_0^{T_c/2} u_e(t) \cdot dt = \frac{2}{T_c} \int_0^{t_2} (+U_d) \cdot dt = U_d \cdot \frac{2 \cdot t_2}{T_c}$$

Dacă chopper-ul este inclus într-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 numerică, care generează cele patru semnale modulate în durată utilizate în comanda

PWM cu o comutație unipolară a tensiunii. Relația de legătură dintre mărimea de intrare $u_{control(A)}$ și tensiunea continuă obținută la ieșirea convertorului:

$$U_e = U_d \cdot \frac{2 \cdot t_2}{T_c} = U_d \cdot \frac{2}{T_c} \cdot \frac{u_{control(A)}}{U_{tr}} \cdot \frac{T_c}{2} = \frac{U_d}{U_{tr}} \cdot u_{control(A)} = K \cdot u_{control(A)}$$

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

Egalitatea de mai sus 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.

Valoarea medie sau componenta continuă I_e se calculează cu relația:

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

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 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 ($n - M_{cc}$). 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 ripplului 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.

Schema bloc a structurii în punte H cu tranzistoare IGBT este prezentată în Fig.1.3. [2]

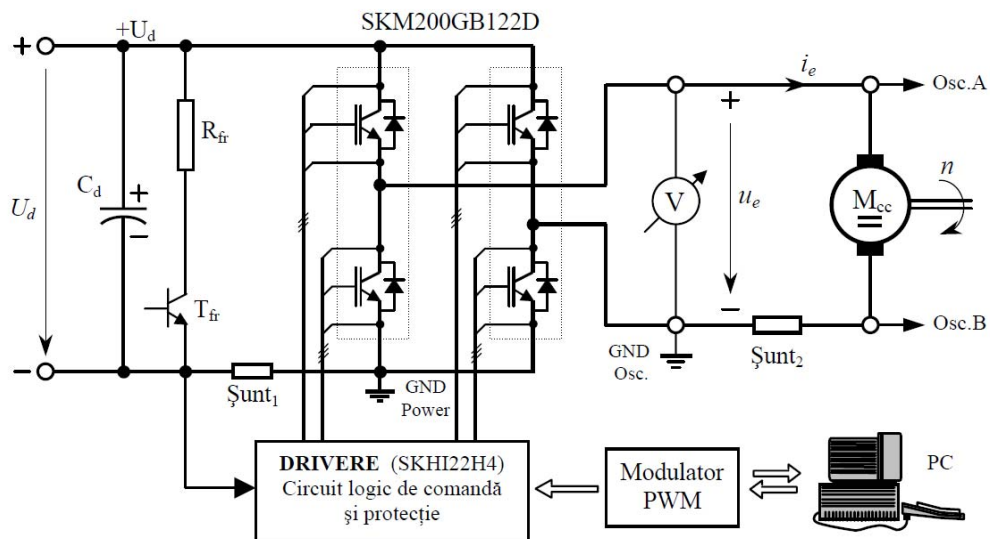


Fig. 1.3 Schema bloc a structurii în punte H cu tranzistoare IGBT.

Structura în punte H este realizată cu tranzistoare IGBT. Acestea pot fi utilizate sub forma unor module în structura braț de punte fabricate de diferite firme, care pot lucra până la curenti nominali de 400A, tensiuni de până la 1200V și frecvențe de până la 10kHz. Conform celor prezentate, modulele din categoria SKHI22xx prezintă toate calitățile specifice driver-elor inteligente moderne: transmisia cu separarea galvanică în sens direct 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 tensiune negativă, rejectarea impulsurilor scurte de comandă, funcții de protecție la curenti de scurt circuit prin tranzistoare, protecție la dispariția “timpului mort”, la scăderea tensiunii de alimentare etc.

Chopper-ul în punte H este conceput pentru a recepționa semnale de comandă PWM de la orice structură numerică: interfețe specializate, microcontrolere, DSP-uri etc. În acest sens, menționăm că cele patru semnale de comandă necesare în cazul strategiei de comandă PWM cu o comutație PWM a tensiunii sunt generate de un modulator PWM.

În Fig.1.4 este prezentată schema de forță, comanda și de monitorizare a curentului. Sunt evidențiate elementele de circuit necesare pentru conectarea celor două module

comanda SKHI22H4, la modulele de putere “brat de punte” (SKM200GB122D). Pot fi observate rezistentele de grila pentru deschiderea ($R_{G(on)}$), respectiv blocarea ($R_{G(off)}$) tranzistoarelor IGBT. De asemenea, sunt puse in evidenta legaturile dintre circuitele de comanda colectoarele tranzistoarelor prin rezistentele RC necesare pentru a implementa protectia la supracurenti de tip DESAT. Prin intermediul rezistentei R_{ce} este fixata tensiunea de referinta pentru comparatorul din modul care implementeaza protectia amintita ($U_{ref} = 5V$), iar prin capacitatea C_{ce} este fixat timpul minim dupa care actioneaza aceasta protectie ($t_{min} = 6\mu\text{sec}$). Cu ajutorul combinatiei logice aplicate celor doua intrari logice $RTD1$ și $RTD2$ se poate selecta marimea timpului mort minim necesar celor doua semnale PWM complementare aplicate intrarilor IN_1 și IN_2 . In schema cele doua intrari au fost puse prin rezistentele de $20k\Omega$ în 1L, ceea ce corespunde unui timp mort minim de $4\mu\text{sec}$.

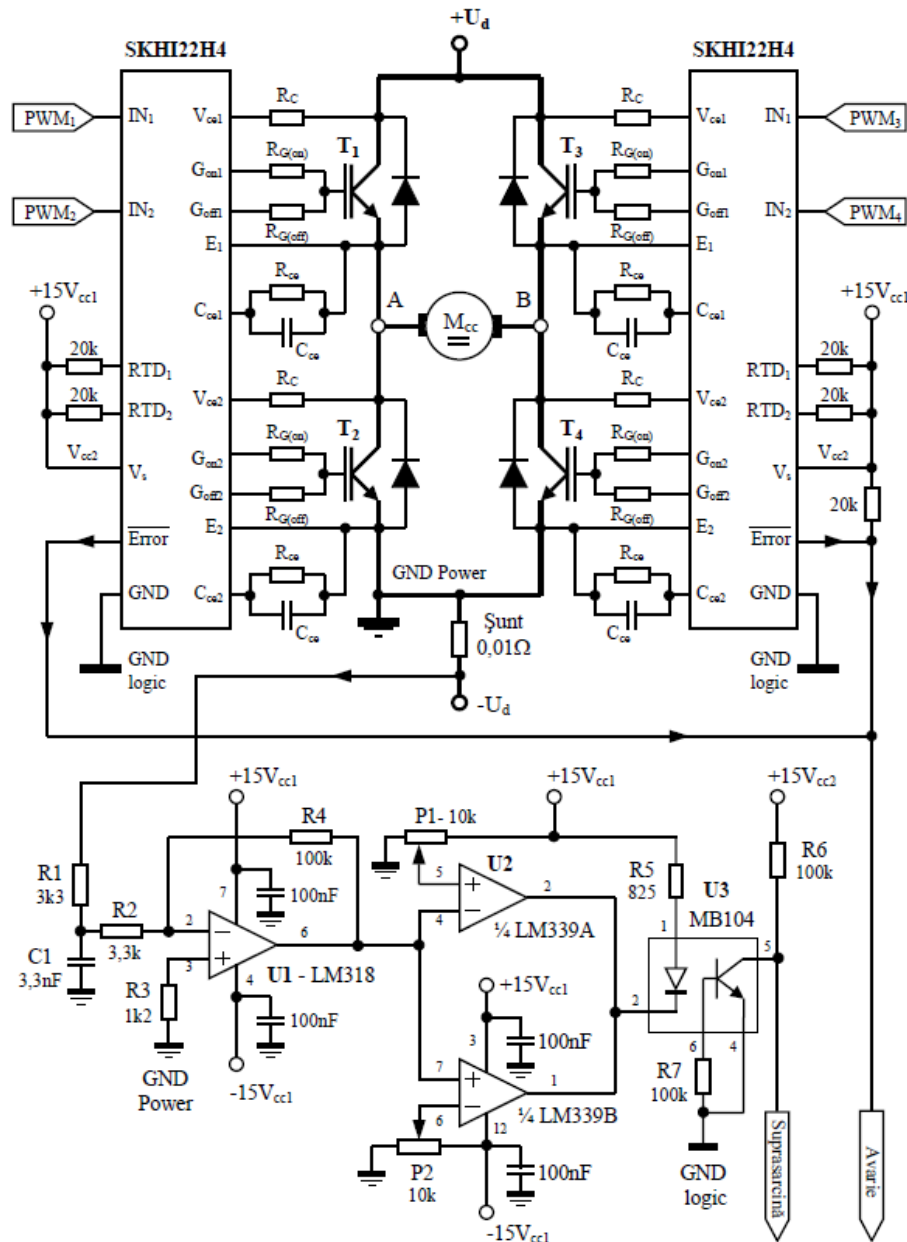


Fig. 1.4 Schema de forță, de comandă și de monitorizarea a curentului.

Bibliografie

1. V. POPESCU, „*Electronică de putere*”, Ed. de vest, Timișoara, 2005.
2. M. Albu „*Electronică de putere*”, Ed. Venus – Iași, 2007.