

Lucrarea 22

CONVERTOARE C.C. – C.C. CU FILTRE DE TENSIUNE - STRUCTURILE *BUCK* ȘI *BOOST*

1. Introducere

Sunt topologii de convertoare c.c. – c.c. realizate special pentru a genera tensiuni continue bine filtrate, cu valori stabilizate sau reglabile. Aceste convertoare utilizează filtre de tensiune care pot fi atașate la ieșire sau pot face parte integrantă din structura convertorului.

Conform clasificării generale din introducerea Referatului 18, convertoarele c.c. – c.c. cu filtre de tensiune pot fi concepute cu sau fără separare galvanică, coborâtoare (*step-down*) sau ridicătoare (*step-up*) de tensiune. Tehnica de conversie a energiei electrice se bazează pe principiul modulării în lățime a impulsului (PWM). În majoritatea cazurilor aceste convertoare sunt unidirecționale din punct de vedere al circulației energiei, deci pot funcționa doar într-un singur cadran al planului electric: tensiune de ieșire – curent de ieșire ($U_e - I_e$).

Filtrul de tensiune utilizat de aceste convertoare este, de obicei, de tip L-C. Fiind convertoare de un cadran se poate discuta și despre funcționarea lor în **regim de curent întrerupt** sau despre **conducția discontinuă (intermitentă)** prin inductanța filtrului de tensiune. În acest caz valoarea tensiunii de ieșire, la o aceeași comandă, este influențată de valoarea curentului de sarcină. În cazul convertoarelor cu separare galvanică, pentru transmiterea energiei prin bariere izolate electric se folosesc transformatoare de înaltă frecvență (clasa de *convertoare c.c. – c.c. cu circuit intermediar de curent alternativ*).

Convertoarele c.c. – c.c. cu filtre de tensiune sunt utilizate în numeroase aplicații: surse de tensiune continuă, interconectarea surselor regenerabile de energie, autovehicule electrice și hibride etc. În funcție de aplicație se utilizează anumite structuri sau tipuri de asemenea convertoare. De exemplu, variantele cu separare galvanică ce formează așa numita categorie de *surse în comutație* sunt folosite cu precădere pentru alimentarea aparaturii electronice de mică putere (de calcul, telecomunicații, măsură și control, audio-video, electro-casnice etc). În aplicații cu puteri mai ridicate sunt utilizate convertoarele c.c. – c.c. cu filtre de tensiune *fără separare galvanică*. Acestea, la rândul lor, pot fi întâlnite sub forma mai multor structuri dintre care enumerăm:

- Structura coborâtoare de tensiune de tip *buck*;
- Structura ridicătoare de tensiune de tip *boost*;
- Structura coborâtoare/ridicătoare de tensiune de tip *buck/boost*;
- Structura coborâtoare/ridicătoare de tip *Cũk*;
- Structura coborâtoare/ridicătoare de tip SEPIC (*Single-Ended Primary Inductor Converter*).

Dintre lista de mai sus doar convertoarele *buck* și *boost* sunt structuri de bază. Toate celelalte topologii utilizează principiile de funcționare ale primelor două. În consecință, se impune ca studiul convertoarelor c.c. – c.c. cu filtre de tensiune, fără separare galvanică, să înceapă cu structurile *buck* și *boost*.

2. Structura coborâtoare de tensiune de tip *buck*

Așa cum rezultă din Fig.22.1 structura coborâtoare de tip *buck* rezultă prin adăugarea la ieșirea unui *chopper* de un cadran a unui filtru de tensiune L-C. Ansamblul rezultat este privit ca un *convector static de tensiune* care permite transferul unidirecțional al puterii electrice ($P > 0$) de la o tensiunea continuă mai ridicată (U_d) la o tensiune continuă filtrată, de valoare mai mică (U_e).

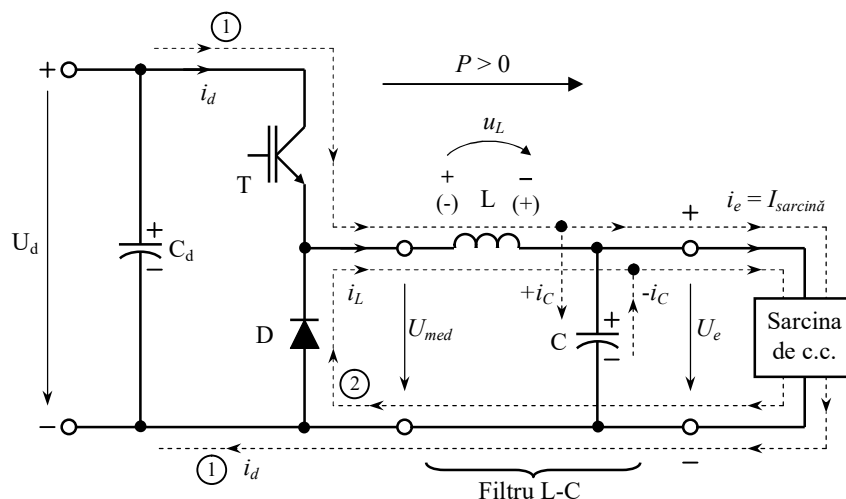


Fig. 22.1 Convertor c.c. – c.c. coborător de tensiune realizat cu structura *buck*.

Elementul activ al convertorului este semiconductorul de putere controlabil T reprezentat în figură ca un tranzistor de tip IGBT. În practică, tranzistorul trebuie să lucreze la frecvențe de comutație cât mai mari în scopul diminuării pe cât posibil a filtrului. Prin urmare, pentru convertoare c.c. – c.c. cu filtre de tensiune de puteri relativ mici (zeci W ÷ sute W) sunt preferate tranzistoare MOSFET de putere. Pentru comanda tranzistorului se vor utiliza semnale modulate în lățime PWM prin a căror factor de umplere poate fi ajustată valoarea tensiunii de ieșire, aspect ce va fi demonstrat în continuare. Dioda D este obligatorie pentru a asigura o cale de descărcare a curentului întreținut de inductanța L pe intervalul în care tranzistorul este blocat. Capacitatea C_d este necesară ca un rezervor tampon de energie la intrarea structurii în scopul asigurării imediate a curentului cerut de convertor după deschiderea tranzistorului T . Acest curent este intermitent (apare sub forma unor pulsuri) și poate deranja sursa U_d . Din acest motiv în locul capacității C_d se pot utiliza și filtre mai complexe de înaltă frecvență.

La ieșirea convertorului este conectată o sarcină de c.c. sensibilă la forma de undă a tensiunii (invertoare PWM, baterii de acumulare etc.). Sunt aplicații în care ieșirea convertorului se conectează la o micro-rețea de c.c. (*DC net*) care poate alimenta mai multe sarcini diferite și în care pot injecta energie electrică mai multe convertoare sau surse (eventual regenerabile). La rândul ei această micro-rețea poate fi izolată sau interconectată, prin intermediul altor convertoare, cu rețeaua publică de distribuție a energiei electrice.

În majoritatea tratatelor de specialitate analiza convertoarelor c.c. – c.c. cu filtre de tensiune urmărește să determine relația de legătură între factorul de umplere al semnalelor de comandă PWM și valoarea tensiunii filtrate de la ieșire. Calculul este făcut în două situații diferite de funcționare:

- în *regimul de curent neîntrerupt* (conducție continuă prin L)
- în *regimul de curent întrerupt* (conducție discontinuă prin L).

Mai departe regimul de curent întrerupt este analizat în următoarele cazuri:

- tensiunea de ieșire trebuie reglată între anumite limite în condițiile în care tensiunea de la intrare este constantă;
- tensiunea de ieșire trebuie menținută constantă în condițiile în care tensiunea de intrare prezintă variații (stabilizator de tensiune).

a) Analiza structurii *buck* în cazul conducției continue

Conducția continuă sau permanentă a curentului prin inductanța L se menține dacă valoarea curentului de sarcină nu scade sub un prag minim I^* luat în calcul atunci când s-a dimensionat filtrul

de tensiune. Acest *regim de curent neîntrerupt* este unul normal de funcționare în care, așa cum se va vedea, **valoarea tensiunii de ieșire poate fi impusă exclusiv prin durata relativă de conducție a tranzistorului T** . Pentru a evidenția această dependență se va porni de la analiza convertorului c.c. – c.c. cu funcționare într-un cadran, prezentată în Referatul 18. Dacă avem o conducție continuă a curentului prin inductanța L rezultă o conducție continuă și prin structura de un cadran ($T + D$). În aceste condiții, după această structură, tensiunea apare sub forma unui tren de pulsuri modulate în durată ale căror valoare medie este dată de relația cunoscută (vezi 18.8):

$$U_{med} = U_d \cdot \frac{t_{on(T)}}{T_c} = U_d \cdot D_{RC} \quad (22.1)$$

unde $D_{RC} = t_{on}/T_c$ este durata relativă de conducție a tranzistorului T .

Tensiunea U_{med} se aplică filtrului de tensiune L-C (vezi Fig.22.1). Deoarece pe inductanța L nu apar căderi de tensiune continue (medii), un raționament imediat sugerează că **tensiunea continuă de la ieșirea filtrului va fi egală cu tensiunea medie de la intrarea acestuia ($U_e = U_{med}$)**. În consecință, valoarea U_e poate fi reglată direct prin intermediul duratei relative de conducție a tranzistorului T (prin factorul de umplere al semnalului de comandă PWM). Altfel spus, **un filtru de tensiune L-C, considerat ideal, va atenua numai componenta alternativă a unei tensiuni pulsatorii aplicate la intrare lăsând să treacă în totalitate componenta continuă a acesteia**.

O modalitate elegantă, utilizată în majoritatea tratatelor de specialitate, pentru a demonstra matematic afirmațiile de mai sus pornește de la formele de undă ale tensiunii u_L și curentului i_L corespunzătoare inductanței L . Aceste forme de undă, sunt reprezentate în figura următoare, Fig.22.2.

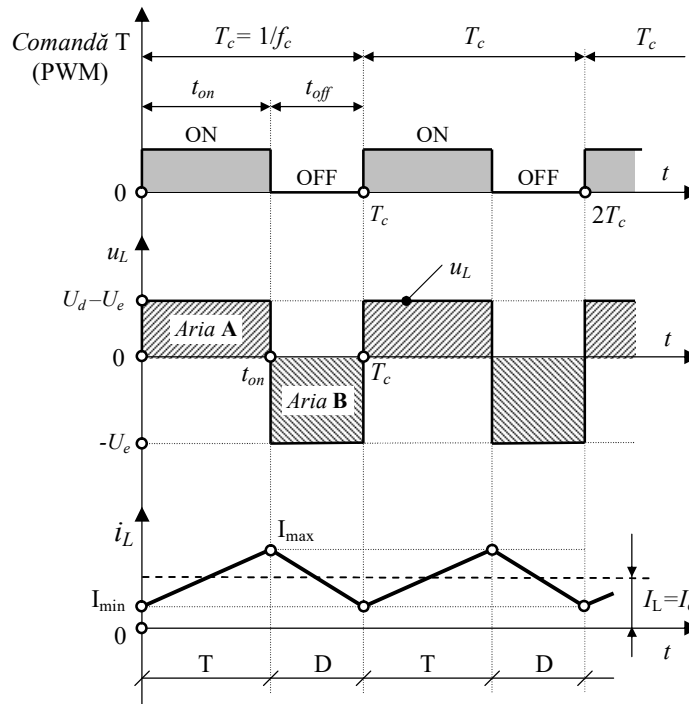


Fig.22.2 Formele de undă ale tensiunii u_L și curentului neîntrerupt i_L în timpul funcționării stabilizate a structurii *buck*.

Analiza funcționării convertorului și diagramele de mai sus sunt reprezentate în următoarelor condiții simplificatoare:

- elementele de circuit care compun structura *buck* (T, D, L, C) au fost considerate ca fiind ideale, funcționând fără pierderi;

- convertorul se află în regim stabilizat cu o anumită durată relativă de conducție a tranzistorului T și cu o sarcină constantă în timp la ieșire;
- capacitatea C este suficient de mare pentru a presupune că tensiunea de ieșire nu prezintă un riplu semnificativ în timpul funcționării:

$$u_e(t) \approx U_e = \text{const.} \quad (22.2)$$

Pe durata intervalului de timp t_{on} în care tranzistorul T conduce dioda este polarizată invers și sursa U_d întreține curentul $i_d = i_L$ pe traseul (1) transferând energie către inductanța L , condensatorul C și către sarcina legată la ieșire. Ținând cont de (22.2) rezultă valoarea tensiunii de pe inductanța L în acest interval:

$$u_L(t) = U_d - U_e = \text{const. pentru } 0 < t \leq t_{on} \quad (22.3)$$

Dacă pe o inductanță, considerată ideală, se aplică o tensiune constantă curentul va evolua liniar în timp. Astfel, în intervalul t_{on} , tensiunea constantă $U_d - U_e > 0$ va provoca o creștere liniară a curentului i_L :

$$\begin{aligned} u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} &\Rightarrow di_L = \frac{1}{L} \cdot u_L(t) \cdot dt \Rightarrow \int_0^t di_L = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(t) \cdot dt \Leftrightarrow \\ i_L(t) - i_L(0) &= \frac{1}{L} \int_0^t (U_d - U_e) \cdot dt \Rightarrow i_L(t) = \frac{U_d - U_e}{L} \cdot t + i_L(0) \end{aligned} \quad (22.4)$$

Expresia (22.4) reprezintă ecuația unei drepte cu o pantă crescătoare dată de raportul $(U_d - U_e)/L > 0$.

În intervalul t_{off} , în care tranzistorul va fi blocat, curentul i_L întreținut de inductanță va continua să circule prin dioda de descărcare, pe traseul notat cu (2). Astfel, o parte din energia inductanței va fi transferată sarcinii de c.c. De fapt, în acest interval doar inductanța L și capacitatea C asigură alimentarea sarcinii utilizând energiile acumulate în intervalul anterior.

Prin deschiderea diodei D inductanța se conectează în paralel cu capacitatea C și conform regulii de semne stabilite mai sus, tensiunea la bornele inductanței va fi:

$$u_L(t) = -U_e = \text{const. pentru } t_{on} < t \leq T_c \quad (22.3)$$

Această tensiune negativă (vezi polaritatea din paranteză din Fig.22.1) va provoca o descreștere liniară a curentului i_L după o dreaptă a cărei ecuație este:

$$i_L(t) = -\frac{U_e}{L} \cdot t + i_L(t_{on}) \quad \text{pentru } t_{on} < t \leq T_c \quad (22.4)$$

Se demonstrează că, în regim stabilizat de funcționare, după un anumit număr de perioade de comutație, valoarea curentului i_L de la începutul perioadelor de comutație T_c va fi egală cu valoarea de la sfârșitul acestor perioade (vezi Fig.22.2):

$$i_L(t)|_{t=0} = i_L(t)|_{t=T_c} = I_{\min} \quad (22.5)$$

Dacă în relațiile (22.4) se integrează între 0 și T_c se obține:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_c} di_L &= \frac{1}{L} \int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt \Leftrightarrow i_L(T_c) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt \Leftrightarrow \\ I_{\min} - I_{\min} &= \frac{1}{L} \int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt \Rightarrow \int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt = 0 \end{aligned} \quad (22.6)$$

Se poate afirma că **în regim stabilizat integrala tensiunii inductanței pe o perioadă de comutație a tranzistorului este zero**. Astfel:

$$\int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt = \int_0^{t_{on}} u_L(t) \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_c} u_L(t) \cdot dt = 0 \quad (22.7)$$

ceea ce semnifică egalitatea modulelor celor două arii: $Aria A = |Aria B|$.

Dezvoltând mai departe egalitatea (22.7), rezultă:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_{on}} (U_d - U_e) \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_c} (-U_e) \cdot dt &= 0 \Leftrightarrow (U_d - U_e) \cdot t_{on} - U_e \cdot (T_c - t_{on}) = 0 \\ \Leftrightarrow U_d \cdot t_{on} &= U_e \cdot T_c \Rightarrow U_e = \frac{t_{on}}{T_c} \cdot U_d = D_{RC} \cdot U_d \end{aligned} \quad (22.8)$$

Expresia obținută demonstrează ceea ce s-a precizat anterior și anume faptul că filtrul *L-C* nu oprește componenta medie (continuă) a unei tensiuni periodice pulsatorii. Astfel, conform (22.8), tensiunea filtrată U_e de la ieșirea structurii *buck* poate fi modificată liniar prin intermediul *duratei relative de conducție* D_{RC} a tranzistorului T , la fel ca în cazul convertorului c.c. – c.c. de un cadran fără filtru de tensiune.

Dacă se vor neglija pierderile pe elementele de circuit ale convertorului (T, D, L, C) se poate aproxima că puterea electrică P_d absorbită de la sursa U_d se regăsește la ieșirea convertorului:

$$P_d = P_e \Leftrightarrow U_d \cdot I_d = U_e \cdot I_e \Rightarrow \frac{U_e}{U_d} = \frac{I_d}{I_e} = D_{RC} \quad (22.9)$$

Rezultă că în regimul de curent neîntrerupt structura *buck* poate fi echivalată cu un „transformator de c.c.” al cărui raport de transformare D_{RC} poate fi modificat între 0 și 1 prin intermediul semnalului de comandă PWM.

Valoarea și forma de undă a curentului i_e de la ieșirea structurii *buck* este în funcție de valoarea tensiunii de ieșire U_e și de tipul sarcinii de c.c. Dacă sarcina este pasivă aceasta poate fi echivalată printr-o simplă rezistență $R_{sarcina}$. În acest caz curentul apare ca un curent continuu neted (fără pulsații) dat de relația:

$$i_e(t) = I_e = I_{sarcina} = \frac{U_e}{R_{sarcina}} \quad (22.10)$$

Valoarea curentului de sarcină impune valoarea medie a curentului I_d absorbit de la sursa U_d așa cum rezultă din relația (22.9). Conform celor precizate anterior, curentul i_d este intermitent, există doar pe intervalul în care conduce tranzistorul T . În consecință, apare sub forma unor pulsuri trapezoidale prezentând următoarele salturi:

- la deschiderea tranzistorului T : $0 \rightarrow I_{min}$
- la blocarea tranzistorului T : $I_{max} \rightarrow 0$

Din acest motiv, pentru a elimina efectele neplăcute ale armonicilor de curent asupra sursei U_d , este indicat a se utiliza și la intrarea structurii *buck* a unui filtru trece-jos $L_d - C_d$ calculat astfel încât frecvența lui de tăiere să fie mult sub frecvența de lucru a convertorului.

Din Fig.22.2 se observă că forma de undă a curentului i_L prezintă un riplu cu variații liniare așa cum s-a stabilit anterior. Este un curent care include o componentă continuă notată cu I_L peste care se suprapune o componentă alternativă i_{riplu} :

$$i_L(t) = I_L + i_{riplu}(t) \quad (22.11)$$

Pe de altă parte, scriind Kirchhoff în nodul unde se conectează inductanța, sarcina și capacitatea rezultă:

$$i_L(t) = I_{sarcina} + i_C(t) \quad (22.12)$$

Cu toate că s-a presupus o tensiune fără pulsații la ieșirea convertorului, totuși, oricât de mare ar fi capacitatea C , avem un riplu al cărui mărime este în funcție de parametrii filtrului L-C, de frecvența de comutație și de D_{RC} . Se demonstrează că, pentru o conducție continuă prin inductanța L , mărimea riplului tensiunii de ieșire nu depinde de mărimea sarcinii. De asemenea, se demonstrează că, în regim stabilizat de funcționare, valoarea tensiunii instantanee de pe capacitatea C de la începutul perioadei de comutație T_c este aceeași cu valoarea de la sfârșitul perioadei:

$$u_C(t)|_{t=0} = u_C(t)|_{t=T_c} \quad (22.13)$$

Pe baza unui raționament prezentat anterior (vezi relațiile 22.6), egalitatea (22.13) sugerează că valoarea medie a curentului prin capacitatea C este zero:

$$\begin{aligned} i_C(t) = C \frac{du_C}{dt} &\Rightarrow du_C = \frac{1}{C} \cdot i_C(t) \cdot dt \Rightarrow \int_0^{T_c} du_C = \frac{1}{C} \int_0^{T_c} i_C(t) \cdot dt \Leftrightarrow \\ u_C(T_c) - u_C(0) &= \frac{1}{C} \int_0^{T_c} i_C(t) \cdot dt \Leftrightarrow 0 = \int_0^{T_c} i_C(t) \cdot dt \end{aligned} \quad (22.14)$$

Aplicând formula valorii medii egalității (22.12) se obține:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} i_L(t) \cdot dt &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} I_{sarcina} \cdot dt + \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} i_C(t) \cdot dt \Leftrightarrow \\ I_L &= I_{sarcina} + 0 \Rightarrow I_L = I_{sarcina} \end{aligned} \quad (22.15)$$

Relația (22.15) demonstrează că valoarea medie sau **componenta continuă a curentului i_L se încheie prin sarcina de c.c., iar componenta alternativă (i_{riplu}) se încheie prin capacitatea C** . Rezultă că i_C este un curent alternativ. Este pozitiv atunci când C este încărcată de la sursa U_d în intervalul t_{on} și negativ atunci când C susține împreună cu L curentul de sarcină pe intervalul t_{off} (vezi Fig.22.1).

Dacă sarcina este un motor de c.c. curentul de ieșire apare tot neted, dar valoarea va fi impusă exclusiv de încărcarea mecanică cerută la arborele mașinii electrice. Forma de undă a curentului i_e poate deveni pulsatorie dacă la ieșirea structurii *buck* se conectează un alt convertor electronic de putere care funcționează în comutație (ex. *chopper*, inverter PWM).

b) Analiza structurii *buck* în cazul conducției discontinue

În condițiile păstrării unei comenzi constante ($D_{RC} = \text{const.}$), dacă sarcina se modifică permanent în sensul scăderii $I_{sarcina}$, la un moment dat structura *buck* va trece în *regimul de curent întrerupt* (conducție discontinuă prin L). Modul cum apare acest regim reiese foarte bine din Fig.22.3 unde s-a prezentat forma de undă a curentului i_L la granița (limita) dintre conducția continuă și conducția discontinuă.

Se observă că, pe măsură ce valoarea medie a curentului din inductanță scade, la un moment dat când $I_L = I_{sarcina} = I^*$ punctele de minim I_{min} ating valoarea zero. Dacă $I_{sarcina}$ va scădea în continuare curentul din inductanță se va anula înainte de redeschiderea tranzistorului T și conducția prin L se va întrerupe.

În practică nu este dorită funcționarea convertorului în regim de curent întrerupt motiv pentru care este foarte importantă cunoașterea valorii de prag I^* . Relația de calcul a I^* se poate determina observând că valoarea medie de graniță a i_L este egală cu aria triunghiului ABC din Fig.22.3 împărțită la perioada de comutație T_c . Pe de altă parte aria $Aria_{\Delta ABC}$ este egală cu baza (T_c) înmulțită cu înălțimea (I_{max}) împărțită la 2. Valoarea I_{max} poate fi calculată înlocuind în ecuația dreptei (22.4) $t = t_{on}$ și $i_L(0) = I_{min} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} I^* &= \frac{1}{T_c} \cdot \text{Aria } \Delta_{ABC} = \frac{1}{2} \cdot I_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_d - U_e}{L} \cdot t_{on} \\ t_{on} &= T_c \cdot D_{RC} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \\
 \Rightarrow I^* &= \frac{U_d - U_e}{2L} \cdot T_c \cdot D_{RC} \quad (22.16)$$

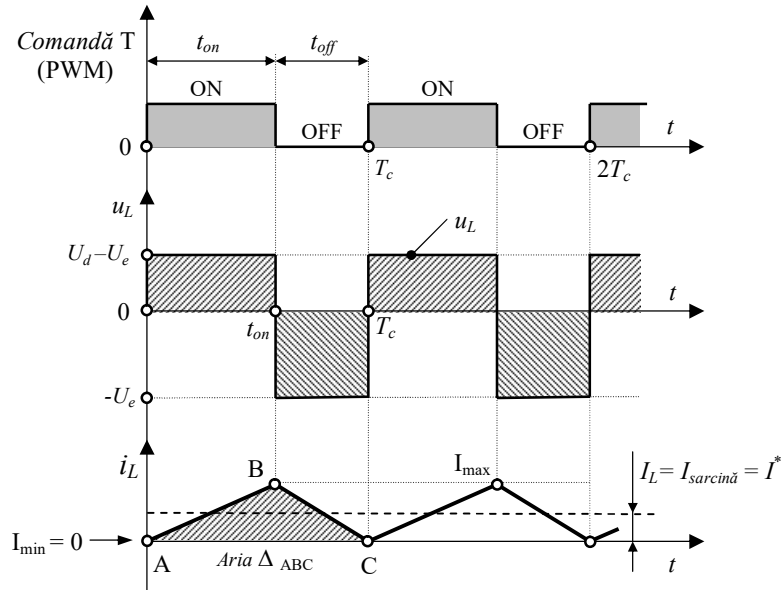


Fig.22.3 Unda curentului i_L la granița dintre conducția continuă și conducția discontinuă prin inductanța L .

b₁) Cazul U_d constantă și U_e reglabilă

Dacă tensiunea continuă de alimentare este presupusă a fi constantă și se lucrează cu structura de tip *buck* într-o aplicație în care tensiunea de ieșire trebuie să fie reglabilă expresia curentului de graniță devine:

$$\left. \begin{aligned} I^* &= \frac{U_d - U_e}{2L} \cdot T_c \cdot D_{RC} \\ U_e &= U_d \cdot D_{RC} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I^* = \frac{U_d \cdot T_c}{2L} \cdot (1 - D_{RC}) \cdot D_{RC} \quad (22.17)$$

Relația (22.17) evidențiază faptul că pragul minim al curentului de sarcină sub care se instalează conducția discontinuă se modifică odată cu durata relativă de conducție a tranzistorului T . Așa cum reiese din Fig.22.4 graficul funcției $I^* = f(D_{RC})$ este un semicerc dacă D_{RC} variază între 0 și 1. Valoarea comenzii pentru care graficul atinge punctul de maxim se poate calcula derivând (22.17) și egalând cu zero:

$$\frac{dI^*}{dD_{RC}} = 0 \Leftrightarrow 1 - 2D_{RC} = 0 \Rightarrow D_{RC} = \frac{1}{2} \quad (22.18)$$

Introducând valoarea obținută a D_{RC} în (22.18) se obține maximul curentului de graniță:

$$I_{\max}^* = \frac{U_d \cdot T_c}{8L} \quad (22.19)$$

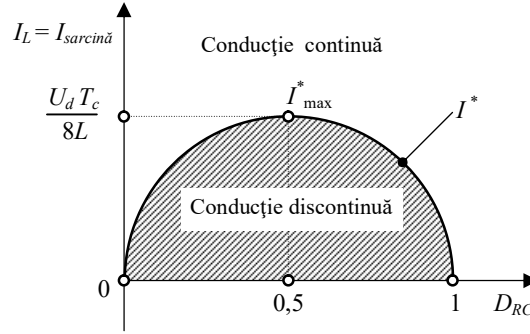


Fig.22.4 Graficul curentului de sarcină dintre conducția continuă și discontinuă în funcție de D_{RC} la structura buck.

Graficul din Fig.22.4 sugerează că riplul cel mai mare al curentului i_L apare pentru o comandă a tranzistorului de putere cu $D_{RC} = 0,5$. Altfel spus, atunci când tensiunea de ieșire este $U_e = 0,5U_d$ avem pragul cel mai ridicat $I_{\max}^*$ sub care nu are voie să scadă curentul de sarcină în scopul menținerii conducției continue. După cum se observă acest prag depinde de valoarea tensiunii de alimentare U_d , de perioada (frecvența) de comutație și de valoarea inductanței L . În practică se dorește ca valoarea $I_{\max}^*$ să fie cât mai redusă pentru a permite curentului $I_{sarcină}$ să scadă cât mai mult. Aceasta înseamnă că trebuie crescută pe cât posibil frecvența de lucru a convertorului și/sau valoarea inductanței filtrului.

Dacă sarcina de la ieșirea structurii buck poate fi echivalată cu o rezistență, ținând cont de relațiile (22.10) și (22.17), se obține următoarea condiție pentru o menține conducția continuă prin inductanța L :

$$I_{sarcina} = \frac{U_e}{R_{sarcina}} = \frac{U_d \cdot D_{RC}}{R_{sarcina}} \geq I^* = \frac{U_d \cdot T_c}{2L} \cdot (1 - D_{RC}) \cdot D_{RC} \Rightarrow$$

$$R_{sarcina} \leq \frac{2L \cdot f_c}{1 - D_{RC}} \quad (\text{pentru conducția continuă}) \quad (22.20)$$

La o anumită valoare a D_{RC} convertorul trece în **regimul de curent întrerupt** dacă valoarea curentului de sarcină scade sub valoarea de prag I^* (rezistența de sarcină nu respectă condiția 22.20). Formele de undă corespunzătoare acestui regim nedorit sunt prezentate în Fig.22.5. Se observă anularea curentului i_L în intervalul de timp notat cu t_2 . Evident și tensiunea u_L este zero în acest interval.

Deoarece la începutul și sfârșitul perioadei de comutație valoarea curentului i_L este aceeași, respectiv valoarea zero, rezultă că integrala tensiunii inductanței pe durata T_c se anulează. Astfel, dacă se dezvoltă ecuația (22.6) pentru conducția discontinuă se obține:

$$\int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt = 0 \Leftrightarrow \int_0^{t_{on}} u_L(t) \cdot dt + \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_1} u_L(t) \cdot dt = 0 \Rightarrow \text{Aria A} = |\text{Aria B}| \quad (22.21)$$

Egalitatea modulelor celor două arii A și B din Fig.22.5, luate comparativ cu aceleași arii din Fig.22.2, sugerează că în regimul de curent întrerupt noua valoare a tensiunii de ieșire, notată cu U_e' , crește pe măsură ce valoarea curentului de sarcină scade, chiar dacă se păstrează comanda constantă. Privind pulsul negativ al tensiunii u_L se constată creșterea progresivă a amplitudinii lui negative ($-U_e'$) dacă lățimea acestuia se micșorează.

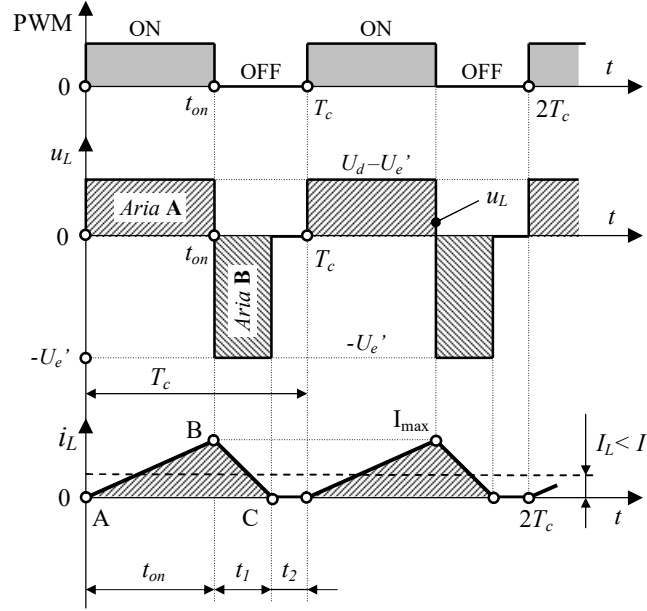


Fig.22.5 Formele de undă ale tensiunii u_L și curentului i_L în regimul de curent întrerupt al structurii *buck*.

Creșterea necontrolată a tensiunii de ieșire în regimul de curent întrerupt este demonstrată și matematic în literatura de specialitate (ex. *Power Electronics*, N. Mohan, ș.a) mergând mai departe cu calculele în ecuația (22.7):

$$\int_0^{t_{on}} (U_d - U_e') \cdot dt + \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_1} (-U_e') \cdot dt = 0 \Leftrightarrow (U_d - U_e') \cdot t_{on} - U_e' \cdot t_1 = 0$$

$$\Leftrightarrow U_d \cdot t_{on} = U_e' \cdot (t_{on} + t_1) \Rightarrow U_e' = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_1} \cdot U_d \quad (22.22)$$

Dacă în (22.22) se ia:

$$t_{on} = D_{RC} \cdot T_c \rightarrow D_{RC} < 1$$

$$t_1 = \Delta_1 \cdot T_c \rightarrow \Delta_1 < 1 \quad (22.23)$$

rezultă:

$$U_e' = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_1} \cdot U_d = \frac{D_{RC}}{D_{RC} + \Delta_1} \cdot U_d \quad (22.24)$$

deoarece:

$$D_{RC} + \Delta_1 < 1 \Rightarrow U_e' > U_e = D_{RC} \cdot U_d$$

Pentru a obține expresia tensiunii de ieșire în funcție variabila aleatorie care este curentul de sarcină trebuie calculat Δ_1 în funcție de $I_{sarcină}$. În acest scop se va determina *valoarea medie* a curentului i_L pe baza graficului din Fig.22.5:

$$\left. \begin{aligned} I_L = I_{sarcina} &= \frac{1}{T_c} \cdot \text{Aria } \Delta_{ABC} = \frac{1}{T_c} \cdot \frac{(t_{on} + t_1) \cdot I_{max}}{2} \\ t_{on} &= T_c \cdot D_{RC}, \quad t_1 = \Delta_1 \cdot T_c, \quad I_{max} = \frac{U_e'}{L} \cdot t_1 \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_L = I_{sarcina} = \frac{U_e' T_c}{2L} \cdot (D_{RC} + \Delta_1) \cdot \Delta_1 \quad (22.25)$$

Din (22.24) rezultă că: $D_{RC} + \Delta_1 = D_{RC} \cdot U_d / U_e'$. Înlocuind în (22.25) se obține:

$$I_{sarcina} = \frac{U_d T_c}{2L} \cdot D_{RC} \cdot \Delta_1 = 4I_{max}^* \cdot D_{RC} \cdot \Delta_1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \Delta_1 = \frac{I_{sarcina}}{4I_{max}^* \cdot D_{RC}} \quad (22.26)$$

Dacă se introduce expresia (22.26) în (22.24) rezultă *relația după care variază tensiunea de ieșire în funcție de curentul de sarcină în cazul conducției discontinue*:

$$U_e' = \frac{D_{RC}}{D_{RC} + \frac{I_{sarcina}}{4I_{max}^* \cdot D_{RC}}} \cdot U_d \Rightarrow \frac{U_e'}{U_d} = \frac{D_{RC}^2}{D_{RC}^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_{sarcina}}{I_{max}^*} \right)} \quad (22.27)$$

În (22.27) dacă valoarea curentului de sarcină tinde spre zero, tensiunea de ieșire tinde spre valoarea tensiunii de alimentare: $I_{sarcina} \rightarrow 0 \Rightarrow U_e' \rightarrow U_d$. Acest fapt reiese și din Fig.22.6 unde

sunt prezentate caracteristicile de sarcină în mărimi raportate: $\frac{U_e}{U_d} = f\left(\frac{I_{sarcina}}{I_{max}^*}\right)$ pentru diferite valori ale D_{RC} .

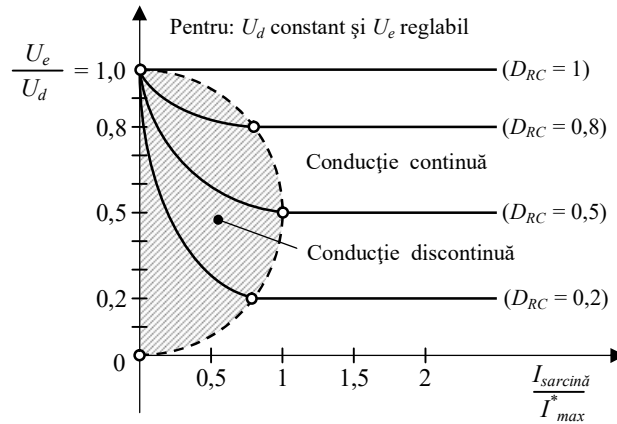


Fig.22.6 - Evoluția tensiunii la ieșirea structurii *buck* în cazul conducției discontinue în funcție de curentul de sarcină pentru diferite valori ale D_{RC} .

Rezultă din Fig.22.6 că, indiferent de valoarea comenzii (D_{RC}), dacă lipsește sarcina de la ieșirea convertorului c.c. – c.c. de tip *buck*, tensiunea de ieșire este egală tot timpul cu tensiunea de la intrarea convertorului, aspect evident ce poate fi dedus și din analiza schemei din Fig.22.1. Astfel, pentru a obține un efect de reglare a tensiunii continue și filtrate de ieșire, convertorul nu trebuie să funcționeze în gol. De recomandat ca sarcina să fie suficient de mare pentru a obține un reglaj liniar prin factorul de umplere al semnalului de comandă PWM, fără ca valoarea tensiunii de ieșire să depindă de sarcină.

b₂) Cazul U_d variabilă și U_e constantă

În acest caz structura *buck* este utilizată ca un stabilizator de tensiune în condițiile în care tensiunea la intrare prezintă variații, dar nu sub valoarea dorită a tensiunii de ieșire. Astfel, se poate obține o sursă de tensiune continuă fără separare galvanică utilizată și la puteri mari pentru alimentarea altor convertoare statice sau pentru transferul energiei într-o rețea de c.c.

Dacă funcționarea convertorului se păstrează în cadrul conducerii continue structura de control a convertorului va ajusta comanda tranzistorului T în urma variației tensiunii de la intrare U_d conform relației:

$$D_{RC} = \frac{U_e}{U_d}, \text{ unde } U_e = \text{const.} \quad (22.28)$$

Problema controlului stabilizatorului se complică dacă structura *buck* lucrează în regim de curent întrerupt deoarece sunt *două variabile aleatoare care influențează valoarea tensiunii de ieșire: tensiunea de intrare și curentul de sarcină*. Rezultă în acest fel, o familie de curbe pentru reglaj. Fiecare curbă poate fi trasată pentru o anumită valoare a U_d calculând valorile necesare ale D_{RC} la diferiți curenți de sarcină în scopul stabilizării tensiunii la ieșire.

Problema implementării controlului unui asemenea stabilizator în regim de curent întrerupt este mai dificilă și necesită o abordare sistemică. În primul rând, interesează valoarea curentului de graniță sub care poate să apară conducția discontinuă în condițiile variațiilor tensiunii U_d . Pentru acest caz se poate calcula noua expresie a curentului I^* dacă în (22.16) se va lua $U_d = U_e/D_{RC}$:

$$I^* = \frac{U_d - U_e}{2L} \cdot T_c \cdot D_{RC} = \frac{U_e \cdot T_c}{2L} (1 - D_{RC}) \quad (22.29)$$

Pe baza expresiei (22.29) rezultă că limita dintre conducția continuă și conducția discontinuă la stabilizatorul *buck* este o dreaptă. Cea mai mare valoare pentru curentul de graniță se obține atunci când:

$$D_{RC} = 0 \Rightarrow I_{\max}^* = \frac{U_e \cdot T_c}{2L} \quad (22.30)$$

$I_{\max}^*$ este o valoare teoretică deoarece durata relativă de conducție va tinde spre zero doar dacă tensiunea de intrare crește foarte mult (tinde spre infinit) ceea ce în practică nu este posibil. Pe măsură ce tensiunea de intrare scade se reduce în mod corespunzător și pragul I^* . La limită, atunci când:

$$U_d \rightarrow U_e \Rightarrow D_{RC} \rightarrow 1 \text{ și } I^* \rightarrow 0 \quad (22.31)$$

Se poate calcula relația de calcul a D_{RC} ținând cont de relațiile (22.24) și (22.25) valabile în regimul de curent întrerupt oricare ar fi strategia de control a convertorului. Astfel din (22.25) rezultă:

$$I_{sarcina} = \frac{U_d T_c}{2L} \cdot D_{RC} \cdot \Delta_1 \Rightarrow \Delta_1 = \frac{2L}{U_d T_c} \cdot \frac{I_{sarcina}}{D_{RC}} \quad (22.32)$$

Introducând expresia lui Δ_1 în (22.24) se obține:

$$\begin{aligned} U_e(D_{RC} + \Delta_1) &= D_{RC} \cdot U_d \Leftrightarrow U_e \left(D_{RC} + \frac{2L}{U_d T_c} \cdot \frac{I_{sarcina}}{D_{RC}} \right) = D_{RC} \cdot U_d \\ \Leftrightarrow D_{RC}^2 (U_e - U_d) &= - \frac{U_e}{U_d} \frac{2L}{T_c} \cdot I_{sarcina} \end{aligned} \quad (22.33)$$

Ținând cont de (22.30) ecuația (22.33) devine:

$$\begin{aligned} D_{RC}^2 \cdot U_d \left(1 - \frac{U_e}{U_d} \right) &= \frac{U_e}{U_d} \cdot U_e \frac{I_{sarcina}}{I_{\max}^*} \Leftrightarrow D_{RC}^2 \left(1 - \frac{U_e}{U_d} \right) = \left(\frac{U_e}{U_d} \right)^2 \cdot \frac{I_{sarcina}}{I_{\max}^*} \Rightarrow \\ \Rightarrow D_{RC} &= \frac{U_e}{U_d} \sqrt{\frac{I_{sarcina}/I_{\max}^*}{1 - \frac{U_e}{U_d}}} \leftarrow (U_e = \text{constant}) \end{aligned} \quad (22.34)$$

Expresia (22.34) evidențiază dependența D_{RC} pentru stabilizarea tensiunii de ieșire în regim de curent întrerupt, atât de tensiunea de intrare, cât și de valoarea curentului de sarcină.

3. Structura ridicătoare de tensiune de tip *boost*

Structura *boost* este una dintre cele mai utilizate în electronica de putere. Aceasta a fost imaginată ca o soluție tehnică pentru a obține convertoare c.c. – c.c. ridicătoare de tensiune fără separare galvanică (fără transformator ridicător). În prezent însă, principiul ei de funcționare este utilizat pe scară largă și pentru **modelarea activă a formei de undă a curenților** absorbiți de la diferite surse sau a curenților existenți într-o rețea de distribuție a energiei electrice. Astfel, unele din cele mai întâlnite echipamente moderne care includ circuite de tip *boost* sunt redresoarele active cu absorbție de curenți sinusoidali, respectiv filtrele active de putere.

Așa cum rezultă din Fig.22.6 structura *boost* formează un *convertor static de tensiune* care permite transferul unidirecțional al puterii electrice ($P > 0$) de la o tensiune continuă coborâtă (U_d) la o tensiune continuă filtrată mai mare (U_e). Pentru aceasta folosește aceleași componente ca și structura *buck*, dar altfel conectate.

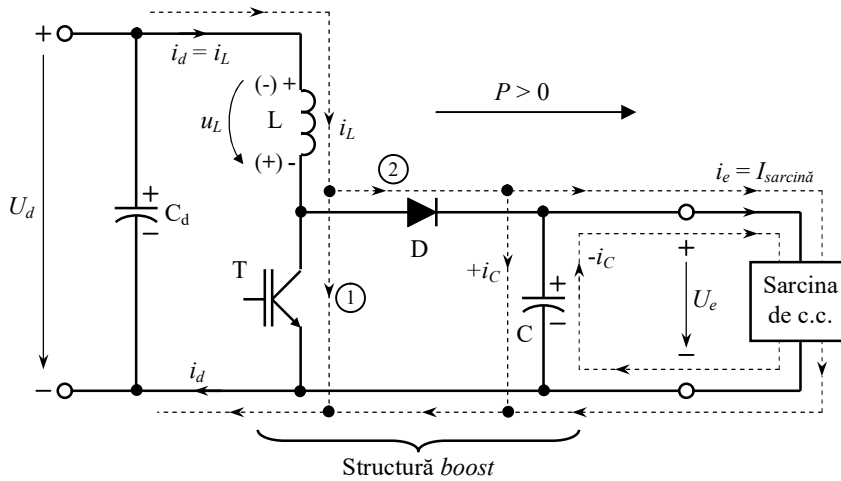


Fig. 22.7 Convertor c.c. – c.c. ridicător de tensiune realizat cu structura *boost*.

Se observă că elementele filtrului L - C fac parte integrală din topologia convertorului stând la baza principiului de funcționare al acestuia. Astfel, inductanța L este utilizată ca un „vehicul” cu ajutorul căruia este transferată energia electrică din partea cu tensiune joasă în partea cu tensiune înaltă. Se utilizează posibilitatea inductanței de a genera instantaneu tensiuni autoinduse care pot acoperi diferența de potențial dintre cele două părți în scopul amorsării unui curent între ele. De asemenea, inductanța are și rol de filtrare a curentului absorbit de la sursa U_d . În acest scop, trebuie să fie bine dimensionată pentru a evita funcționarea convertorului în regim de curent întrerupt (conducție discontinuă prin L), chiar și la un curent de sarcină mic. Capacitatea C este utilizată ca un rezervor de energie pentru nivelarea tensiunii U_e .

Elementul de comutație T trebuie să fie rapid și se alege, de obicei, din categoria tranzistoarelor de tip MOSFET sau IGBT. Acesta va fi comandat ciclic cu un semnal modulat în lățime PWM al cărui factor de umplere va fi ajustat în funcție de valoarea dorită a tensiunii de ieșire. Într-o perioadă de comutație T_c tranzistorul va conduce un interval t_{on} și va fi blocat un interval t_{off} astfel încât: $T_c = t_{on} + t_{off}$. Frecvența de comutație $f_c = 1/T_c$ poate fi de ordinul (kHz ÷ sute kHz), în funcție de tipul tranzistorului. Capacitatea C_d este necesară ca rezervor tampon de energie la intrarea structurii în scopul susținerii curentului cerut de convertor. Cu toate că, în cazul conducției continue prin L , curentul i_d este permanent (spre deosebire de structura *buck*), se impune în anumite situații nivelarea cu grijă a curentului absorbit de la sursa U_d . În acest scop se poate utiliza, pe lângă capacitatea C_d și a unei inductanțe rezultând un filtru de ordinul II (L - C) la intrarea structurii *boost*.

a) Analiza structurii *boost* în cazul conducerii continue

Ca și în cazul structurii *buck*, analiza structurii de tip *boost* în regim de curent neîntrerupt (conducție continuă sau permanentă prin inductanța L) se va face considerând elementele de circuit T, D, L, C ideale. De asemenea, se presupune un regim stabilizat de funcționare ($D_{RC} = \text{const.}$) și o capacitate de filtrare suficient de mare încât putem scrie: $u_e(t) \approx U_e = \text{const.}$ Interesează dacă tensiunea de ieșire este mai mare decât tensiunea de intrare, între ce limite poate fi reglată și care sunt aspectele specifice de funcționare ale convertorului.

Pentru a determina expresia tensiunii de ieșire în funcție de factorul de umplere al semnalului de comandă PWM se va porni, conform celor menționate anterior, de la diagramele tensiunii u_L și curentului i_L prezentate în Fig.22.8.

În intervalul t_{on} , în care tranzistorul T conduce, inductanța L este conectată direct la bornele sursei U_d . Dioda D este polarizată invers de către tensiunea de ieșire și sursa U_d transferă energie numai inductanței L deoarece curentul $i_d = i_L$ circulă pe traseul notat cu (1) în Fig.22.7. În acest interval sarcina de c.c. este deconectată de la sursă și este alimentată doar de capacitatea C ($i_C < 0$) utilizând energia acumulată în perioada anterioară. Dacă se neglijează căderea de tensiune de pe tranzistor pe inductanță regăsim toată tensiunea de alimentare:

$$u_L(t) = U_d \text{ pentru } 0 < t \leq t_{on} \quad (22.35)$$

O tensiune constantă și pozitivă la bornele inductanței L va provoca o creștere a curentului $i_L(t)$ după o dreaptă (vezi Fig.22.8) a cărei ecuație este:

$$i_L(t) = i_d(t) = \frac{U_d}{L} \cdot t + I_{\min} \text{ pentru } 0 < t \leq t_{on} \quad (22.36)$$

Această operație de conectare directă a inductanței L la o tensiune continuă sau pulsatorie, prin care este forțat curentul să crească rapid, stă la baza tehnicii de modelare activă a formei curentului utilizată la redresoarele și filtrele active.

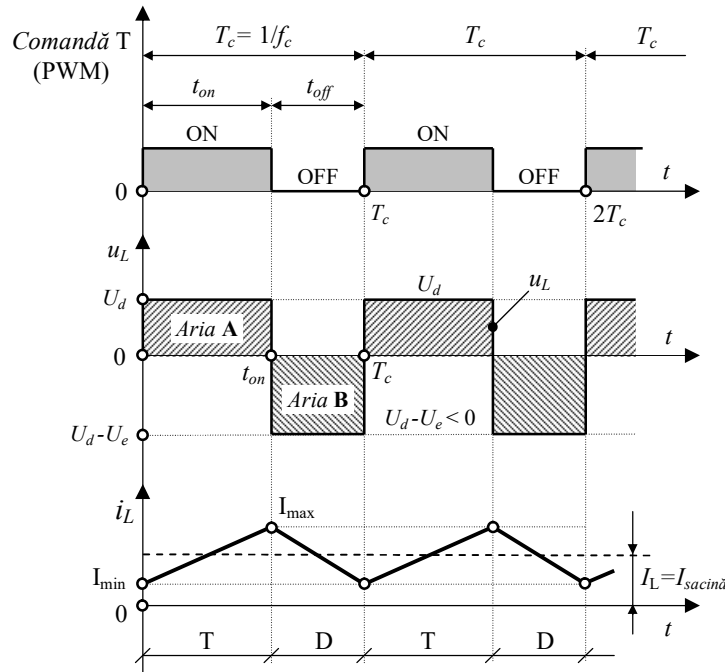


Fig.22.8 Formele de undă ale tensiunii u_L și curentului neîntrerupt i_L în timpul funcționării stabilizate a structurii *boost*.

În intervalul t_{off} , pe durata căruia tranzistorul T este blocat, energia acumulată în câmpul electromagnetic al inductanței L va determina apariția unei tensiuni autoinduse $u_L < 0$ (polaritatea din paranteze în Fig.22.7) care sumată cu tensiunea U_d va polariza direct dioda $D \rightarrow (U_d + u_L > U_e)$. Aceasta se va deschide, iar curentul întreținut de inductanță și sursă va continua să circule pe traseul (2) din Fig.22.7, determinând un transfer de energie către sarcina de c.c. și către capacitatea C ($i_C > 0$). Dacă se neglijează căderea de tensiune pe dioda D tensiunea la bornele inductanței pe intervalul t_{off} va fi:

$$u_L(t) = U_d - U_e < 0 \quad \text{pentru } t_{on} < t \leq T_c \quad (22.37)$$

Această tensiune negativă ($U_e > U_d \Rightarrow u_L = U_d - U_e < 0$) va provoca o descreștere liniară a curentului i_L :

$$i_L(t) = -\frac{U_e - U_d}{L} \cdot t + I_{\max} = I_{sarcina} + i_C \quad \text{pentru } t_{on} < t \leq T_c \quad (22.38)$$

Așa cum reiese din figură, în regim stabilizat ($D_{RC} = \text{const.}$), valoarea curentului i_L de la începutul perioadei T_c este egală cu valoarea de la sfârșitul perioadei și conform (22.6) rezultă:

$$i_L(t)|_{t=0} = i_L(t)|_{t=T_c} = I_{\min} \Rightarrow \int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt = 0 \quad (22.39)$$

Anularea integralei tensiunii inductanței pe o perioadă de comutație a convertorului conduce în primul rând la egalitatea modulelor celor două arii, A și B:

$$\int_0^{T_c} u_L(t) \cdot dt = 0 \Leftrightarrow \int_0^{t_{on}} u_L(t) \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_c} u_L(t) \cdot dt = 0 \Rightarrow \text{Aria A} = |\text{Aria B}| \quad (22.40)$$

În al doilea rând, dezvoltând mai departe egalitatea (22.39), obținem relația de calcul a tensiunii de ieșire:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_{on}} U_d \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_c} (U_d - U_e) \cdot dt &= 0 \Leftrightarrow U_d \cdot t_{on} + (U_d - U_e) \cdot (T_c - t_{on}) = 0 \\ \Leftrightarrow U_d \cdot T_c &= U_e \cdot (T_c - t_{on}) \Rightarrow \\ \Rightarrow U_e &= U_d \cdot \frac{T_c}{T_c - t_{on}} = U_d \cdot \frac{1}{1 - t_{on}/T_c} = U_d \cdot \frac{1}{1 - D_{RC}} \end{aligned} \quad (22.41)$$

În condițiile în care durata relativă de conducție poate fi modificată în gama:

$$0 < D_{RC} < 1 \Rightarrow \frac{1}{1 - D_{RC}} > 1 \Rightarrow U_e > U_d \quad (22.42)$$

Inegalitatea (22.42) certifică faptul că structura de tip *boost* este una ridicătoare de tensiune. Totodată, relația (22.41) sugerează că, în regim de curent neîntrerupt (conducție continuă prin L), tensiunea la ieșire este fixată exclusiv prin intermediul variabilei de comandă D_{RC} . Pentru a ilustra grafic dependența $U_e = f(D_{RC})$ se consideră următoarele valori pentru durata relativă de conducție:

$$\begin{aligned} D_{RC} = 0 &\Rightarrow U_e = U_d \\ D_{RC} = 0.5 &\Rightarrow U_e = 2U_d \\ D_{RC} \rightarrow 1 &\Rightarrow U_e \rightarrow \infty \end{aligned}$$

pe baza cărora se poate trasa aproximativ caracteristica de reglaj ideală din Fig.22.9. Se observă că, pe măsură ce factorul de umplere al semnalului de comandă PWM tinde spre valoarea 1 ($D_{RC} \rightarrow 1$), teoretic tensiunea de ieșire crește foarte mult punând în pericol condensatorul de filtrare, tranzistorul T , circuitul de sarcină etc. Din acest motiv trebuie avut grijă ca în anumite aplicații schema de comandă să includă o limitare a factorului de umplere la o valoare $D_{RC(\max)}$, corelată cu tensiunea maximă $U_{e(\max)}$ pentru care a fost proiectat convertorul.

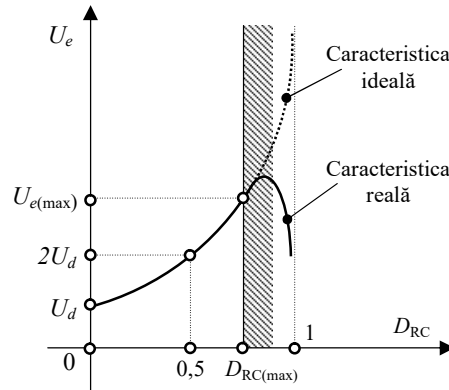


Fig. 22.9 Caracteristica de reglaj $U_e = f(D_{RC})$ pentru structura de tip *boost*.

Pe de altă parte, datorită pierderilor care au loc în elementele de circuit caracteristica reală de reglaj se abate de la caracteristica ideală, așa cum se prezintă în Fig.22.9. Rezultă ca **structura boost nu poate ridica oricât de mult tensiunea la ieșire**. Dacă se insistă cu mărirea factorului de umplere, după o anumită valoare tensiunea de ieșire nu mai crește, ci din contră începe să scadă. Nu este recomandată funcționarea structurii *boost* după această limită deoarece pierderile cresc foarte mult și inductanța se poate satura punând în pericol convertorul. La limită, atunci când $D_{RC} \rightarrow 1$, tensiunea U_e tinde în realitate spre zero deoarece inductanța nu mai dispune de timpul necesar să transfere energie spre ieșire și energia acumulată este transformată în căldură, în special datorită pierderilor Joule. Este indicat un raport maxim între tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare : $(U_e/U_d)_{\max} = 2 \div 3$.

Un alt aspect care reglementează funcționarea structurii *boost* se referă la evitarea situației în care ar funcționa în gol deoarece tensiunea de ieșire va crește progresiv de la o perioadă de comutație la alta până când se străpunge cel mai vulnerabil element de circuit. În consecință, schema de comandă și control a convertorului trebuie să blocheze funcționarea structurii într-o asemenea situație.

Dacă se vor neglija pierderile la nivelul convertorului se poate aproxima că puterea electrică P_d absorbită de la sursa U_d se regăsește la ieșirea convertorului:

$$P_d = P_e \Leftrightarrow U_d \cdot I_d = U_e \cdot I_{sarcina} \Rightarrow \frac{U_e}{U_d} = \frac{I_d}{I_{sarcina}} = \frac{1}{1 - D_{RC}} \quad (22.43)$$

Rezultă că, în cazul conducerii continue, structura *boost* poate fi echivalată cu un „transformator de c.c.” ridicător de tensiune al cărui raport de transformare, mai mare decât 1, poate fi modificat prin intermediul semnalului de comandă PWM.

b) Analiza structurii *boost* în cazul conducerii discontinue

Și structura *boost* poate să basculeze în regimul de curent întrerupt cu toate consecințele cunoscute dacă sarcina scade sub un prag asociat unei anumite valori a D_{RC} . Spre deosebire, însă, de structura coborâtoare de tip *buck* unde curentul mediu prin inductanța L este același cu $I_{sarcina}$ (curentul de ieșire) la structura ridicătoare curentul prin inductanța L este același cu cel absorbit de la sursa U_d (curentul de intrare). Din Fig.22.10 poate fi calculată valoarea medie a curentului prin inductanța L la granița (limita) dintre conducția continuă și conducția discontinuă ($I_L^* = I_d^*$) pentru structura de tip *boost*.

Valoarea medie I_L^* se poate calcula la fel ca în (22.16):

$$\left. \begin{aligned} I_L^* &= \frac{1}{T_c} \cdot \text{Aria } \Delta_{ABC} = \frac{1}{2} \cdot I_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_d}{L} \cdot t_{on} \\ t_{on} &= T_c \cdot D_{RC} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_L^* = \frac{T_c U_d}{2L} \cdot D_{RC} \quad (22.44)$$

În majoritatea aplicațiilor structura de tip *boost* este utilizată ca un stabilizator de tensiune ($U_e = \text{constant}$). Deoarece tensiunea de la intrarea structurii U_d este considerată variabilă, în (22.44) va fi înlocuită cu expresia rezultată din (22.43) :

$$\left. \begin{aligned} I_L^* &= \frac{T_c U_d}{2L} \cdot D_{RC} \\ U_d &= U_e (1 - D_{RC}) \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_L^* = \frac{T_c U_e}{2L} \cdot D_{RC} (1 - D_{RC}) = I_d^* \quad (22.45)$$

Ținând cont de (22.43) și (22.45) rezultă valoarea de graniță a curentului de sarcină I^* ca fiind:

$$I^* = I_d^* (1 - D_{RC}) = \frac{T_c U_e}{2L} \cdot D_{RC} (1 - D_{RC})^2 \quad (22.46)$$

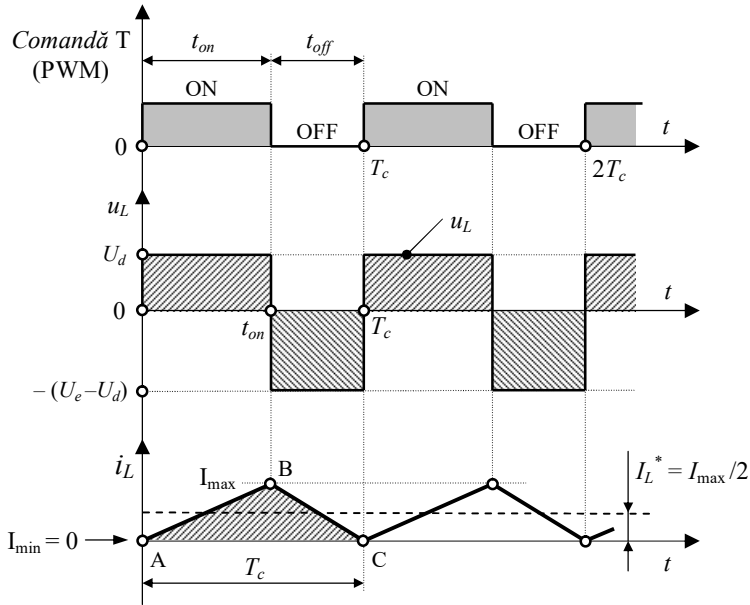


Fig.22.10 Unda curentului i_L la granița dintre conducția continuă și conducția discontinuă prin inductanța L a structurii *boost*.

Dacă se consideră T_c , U_e și L valori fixate în relația (22.46) rezultă valoarea de graniță a curentului de sarcină în funcție de D_{RC} . Maximul acestui curent se poate calcula derivând (22.46) și egalând cu zero:

$$\frac{dI^*}{dD_{RC}} = 0 \Leftrightarrow (1 - D_{RC})^2 - 2D_{RC}(1 - D_{RC}) = 0 \Rightarrow D_{RC} = \frac{1}{3} \quad (22.47)$$

Introducând valoarea obținută a D_{RC} în (22.46) se obține maximul curentului de graniță:

$$I_{\max}^* = \frac{2U_e T_c}{27L} = 0,074 \cdot \frac{U_e T_c}{L} \quad (22.48)$$

Din relația (22.46) se observă că pentru $D_{RC} = 0$ și $D_{RC} = 1 \Rightarrow I^* = 0$. Înlocuind și alte valori ale D_{RC} în (22.46) se poate trasa graficul $I^* = f(D_{RC})$ prezentat în Fig.22.11.

Dacă la un anumit factor de umplere al semnalului de comandă PWM curentul de sarcină scade sub valoarea de graniță corespunzătoare ($I_{\text{sarcină}} < I^*$) structura *boost* va bascula în regimul de curent întrerupt situație în care tensiunea de ieșire va crește peste valoarea dată de relația (22.41). Creșterea va fi cu atât mai mare cu cât curentul de sarcină va scădea în continuare. În consecință, pentru a se îndeplini obiectivul de stabilizator al structurii (a menține tensiunea de ieșire constantă)

chiar dacă tensiunea de intrare nu variază se impune scăderea duratei relative de conducție a tranzistorului T . La limită atunci când $I_{sarcină} \rightarrow 0 \Rightarrow D_{RC} \rightarrow 0$.

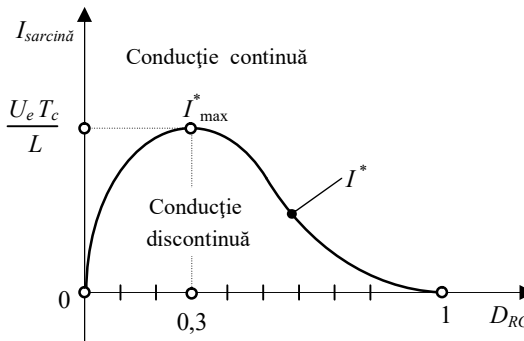


Fig.22.11 Granița dintre conducția continuă și discontinuă a curentului de sarcină în funcție de D_{RC} la structura de tip *boost*.

4. Montaje de laborator

Montajele pentru cele mai cunoscute convertoare c.c. – c.c. cu filtre de tensiune fără separare galvanică, respectiv structurile *buck*, *boost* și *buck-boost* pot fi implementate în laborator cu ajutorul unei structuri flexibile care include: un braț de punte realizat cu două tranzistoare MOSFET de putere împreună cu circuitele logice de comandă și protecție, o inductanță L și o capacitate C , borne de acces la terminalele elementelor de circuit din partea de forță, cordoane de legătură prevăzute cu banane la capete, o rezistență variabilă (reostat) de sarcină, aparate de măsură, osciloscops cu 2 canale etc.

4.1. Structură braț de punte cu tranzistoare MOSFET de putere

Topologia braț de punte (*half-bridge*) este realizată cu tranzistoare MOSFET de tensiune mică ($U_{DS} = 100V$) și curenți mari ($I_D = 130A$) integrate în module de putere *single-switch* (cu un singur tranzistor) tip SKM111C fabricate de firma *Semikron* – vezi Fig.22.12. Prin urmare, trebuie lucrat cu tensiuni maxime continue de $60V_{cc}$ pentru a nu pune în pericol străpungerea tranzistoarelor datorită unor tensiuni de comutație.

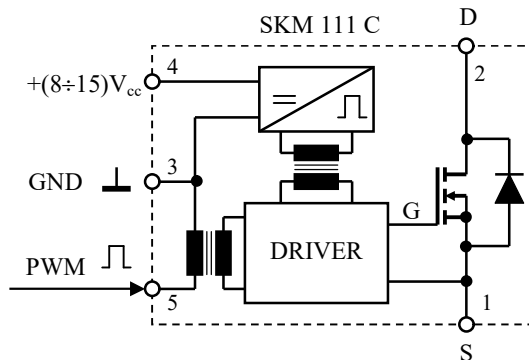


Fig. 22.12 - Schema internă a modulului SKM 111 (*Semikron*).

Așa cum se prezintă în Fig.22.12, pe lângă tranzistorul MOSFET de putere prevăzut cu diodă de roată liberă în antiparalel (rezultă implicit din structura semiconductoare la fabricație), modulul mai are integrat un *driver* (circuit de comandă pentru grila MOS a tranzistorului de putere) și o sursă în

comutație care alimentează *driver*-ul cu tensiunile necesare. O caracteristică importantă a circuitului de comandă este funcția de separare galvanică între partea de forță și intrarea de comandă PWM (pin 5). Sursa în comutație asigură, la rândul ei, separarea galvanică. Intrarea de comandă PWM a modului este compatibilă CMOS. Frecvența maximă a semnalului PWM și implicit a frecvenței maxime de comutație a tranzistorului, pe care o indică producătorul, este de 50kHz. Modulul folosit nu egalează performanțele modulelor inteligente deoarece *driver*-ul încorporat nu include și funcții de protecție.

a) Schema bloc a structurii braț de punte

Schema bloc a structurii braț de punte este prezentată în Fig.22.13, iar imaginea întregului ansamblu al structurii flexibile este prezentată în Fig.22.14. Se observă posibilitatea de acces, prin intermediul unor borne ușor de utilizat, la toate terminalele tranzistoarelor de putere. Legăturile care structurează brațul punte sunt realizate prin intermediul unor bare ușor de montat sau demontat. Utilizarea bornelor ($\pm U_d$) și a bornei de ieșire a brațului (Out) este în funcție de topologia pe care se urmărește a fi realizată în laborator. Între bornele de alimentare s-au prevăzut capacități de filtrare polarizate și nepolarizate, iar în paralel cu fiecare tranzistor sau prevăzut circuite de protecție *du/dt* (*snnuber*) de tip *R-C* care nu au fost figurate în schema.

Pe lângă structura de forță schema bloc mai cuprinde și o schemă de protecție la supracurenți realizată în jurul unui șunt ($0,01\Omega$) inseriat cu tranzistoarele MOSFET de putere. Blocul de protecție are și facilități de adaptare a semnalului de comandă provenit de la structuri numerice dedicate (nivel TTL) la nivelul de 15V cerut de modulul SKM111C.

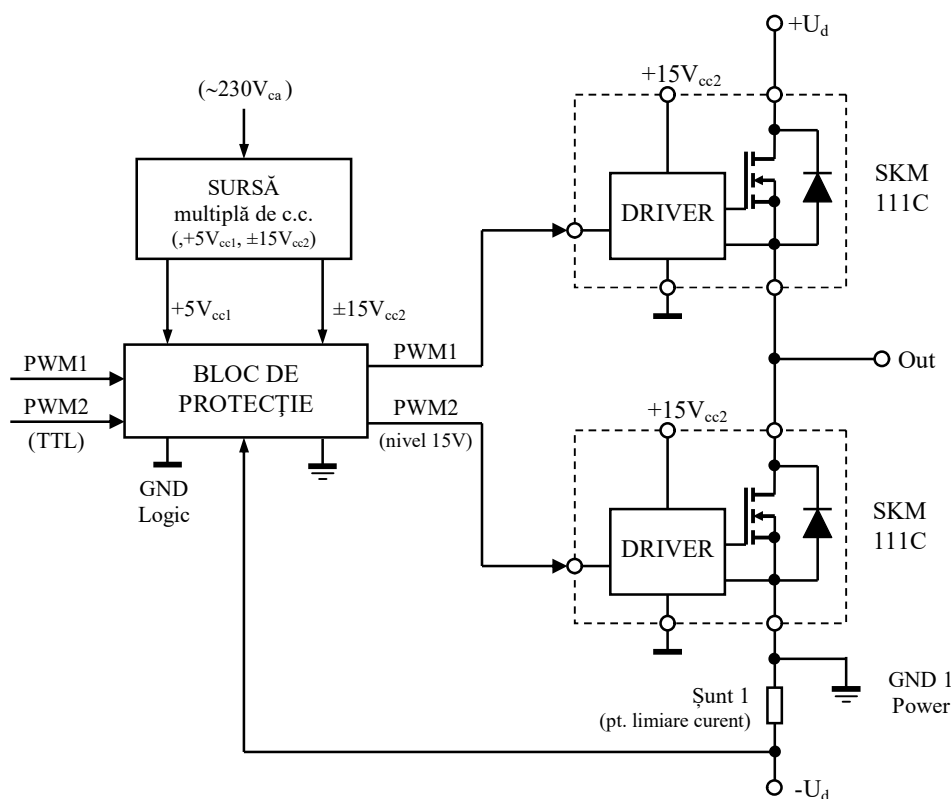


Fig. 22.13 Schema bloc a structurii braț de punte cu tranzistoare MOSFET.

Schema bloc din Fig.22.13 mai cuprinde o sursă multiplă de c.c. care furnizează la ieșire tensiuni stabilizate de $+5V_{cc}$ și $\pm 15V_{cc}$ necesare schemei de protecție și driver-ele modulelor de putere. La rândul ei, sursa cuprinde un transformator de rețea cu două secundare (sec1 - $2 \times 15V_{ca}$; sec.2 -

7,5V_{ca}) două punți redresoare monolitice (MIC-RB208), condensatoare electrolitice pentru filtrarea tensiunii redresate și 3 stabilizatoare în 3 puncte (LM7815, LM7915, LM7805).

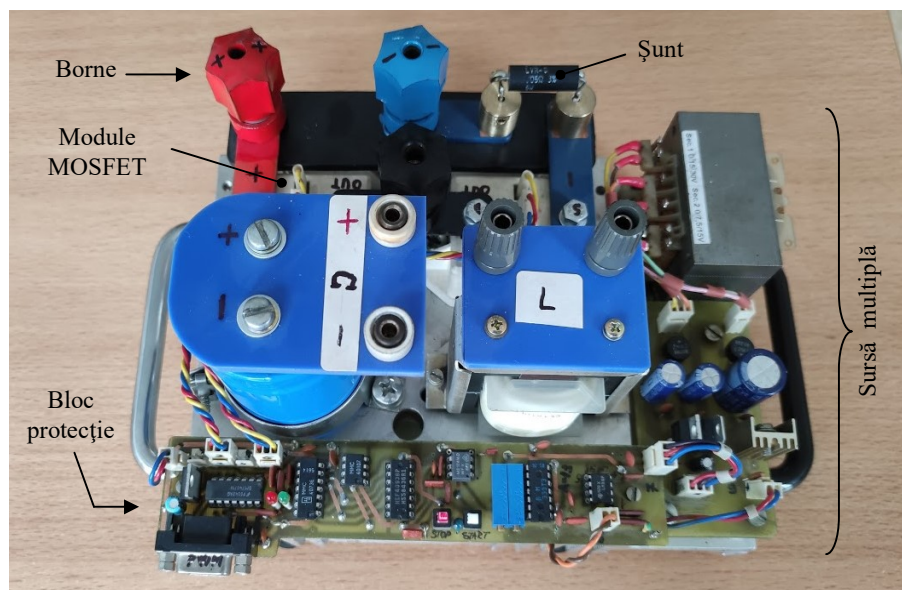


Fig. 22.14 Imaginea structurii flexibile cu tranzistoare MOSFET

b) Circuitul de protecție la supracurenți

Circuitul de protecție cuprinde o schemă analogică pentru partea de detectare și supraveghere a curentului (Fig.22.15) și o schemă de prelucrare logică a semnalelor (Fig.22.16) care permite blocarea funcționării convertorului în cazul apariției unui supracurent sau în cazul blocării voite din exterior.

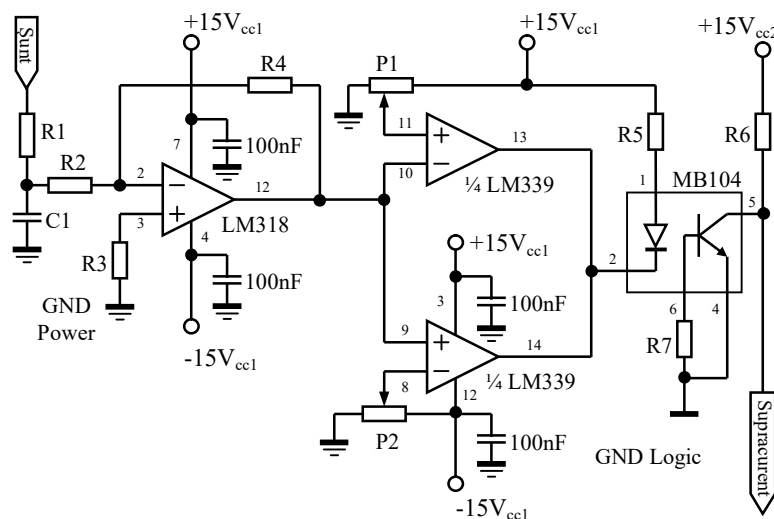


Fig. 22.15 Schema de prelucrare și monitorizare a semnalului de curent.

Schema de prelucrare și monitorizare a semnalului de curent preia căderea de tensiune de pe șunt (proporțională cu valoarea curentului) prin intermediul filtrului R_1 - C_1 - R_2 , pe care îl amplifică cu ajutorul unui amplificator operațional (LM318) după care este aplicat pe intrările a două comparatoare (LM339). Pe celelalte intrări ale comparatoarelor, prin intermediul unor semireglabile, sunt fixate

potențiale de referință corespunzătoare pragurilor maxime ale curentului pozitiv, respectiv negativ, pe care le suportă tranzistoarele MOSFET de putere fără a se distruge termic. Această schemă este conectată galvanic la parte de forță (*GND Power*) și din acest motiv semnalul de la ieșirea comparatoarelor, care pune în evidență apariția unui supracurent, este transmis la schema logică prin intermediul unui optocuplor (MB104).

Semnalul logic de supracurent furnizat prin intermediul optocuplorului MB104, precum și semnalele de comandă PWM, sunt prelucrate logic de schema din Fig.22.16. Elementele principale ale schemei sunt cele două porți logice 4093 de tip NAND (U3) conectate într-o structură de tip bistabil. În cazul apariției unui curent de suprasarcină sau de scurt circuit, semnalul logic de supracurent trece în 0L (zero logic) și basculează bistabilul din 0L în 1L. Bistabilul memorează starea și blochează semnalele de comandă PWM către tranzistoare.

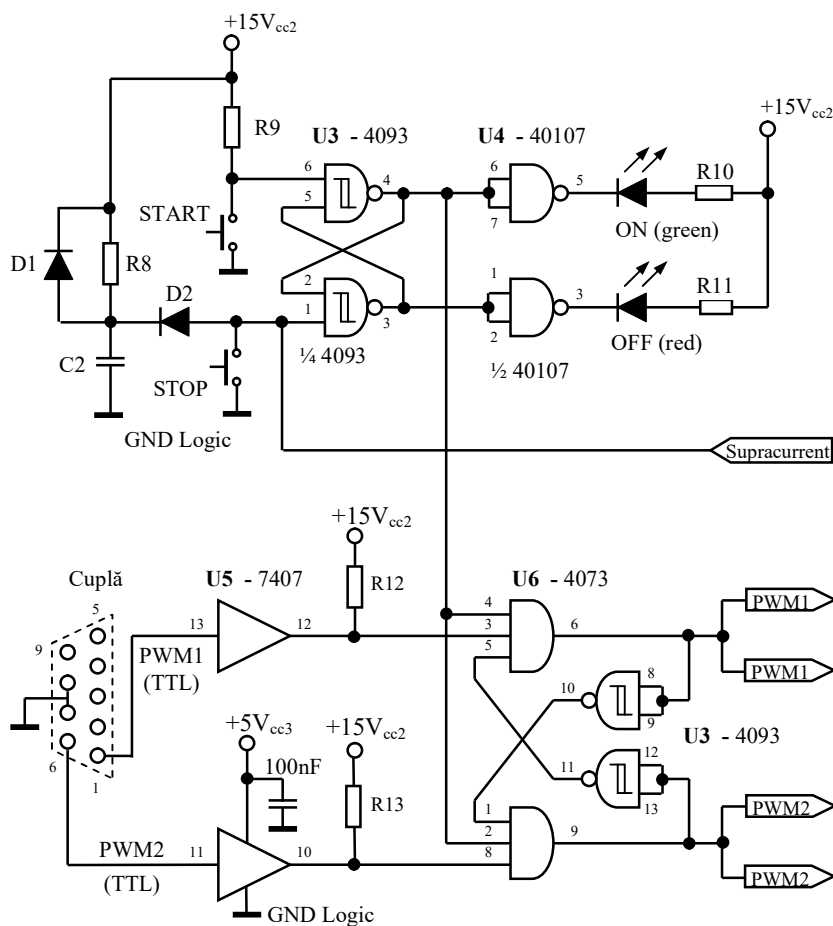


Fig. 22.16 Schema logică a structurii flexibile.

Există și posibilitatea blocării intenționate, din exterior, a tranzistoarelor de putere dacă se apasă pe butonul de STOP al schemei logice. De asemenea, starea de blocare mai este indusă și la punerea sub tensiune, cu ajutorul circuitului R_8 - C_2 - D_1 (condensatorul C_2 este descărcat la punerea sub tensiune ceea ce este echivalent cu 0L la intrarea la pinul 1 al circuitului U3) pentru a evita comenzi false până când tensiunile continue și stabilizate de alimentare se stabilesc la valorile de regim.

Blocarea poate fi anulată, dacă totul este în ordine, prin apăsarea butonului de START. Cele două stări, de funcționare și de blocare, sunt semnalizate luminos cu ajutorul unor leduri de culoare verde, respectiv roșie.

Circuitul de tip *buffer* 7407 (U5) având ieșirea de tip tranzistor cu colector în gol are rolul de adaptare a nivelului semnalelor logice de comandă PWM (nivel TTL) la cerințele modului SKM111C (nivel 15V). Porțile 4073 (U6) și 4093 (U3) formează un circuit de interblocare pentru a evita o comandă simultană de deschidere a tranzistorului superior împreună cu tranzistorul inferior din bratul de punții.

5.2. Montajele de laborator realizate cu ajutorul structurii flexibile

Instalația de laborator descrisă mai sus permite realizarea convertoarelor *buck*, *boost*, dar și *buck-boost* utilizând brațul de punte și elementele de circuit L și C . De asemenea, așa cum se prezintă în Fig.22.17, Fig.22.18 și Fig.3.19, montajele mai includ o sursă de tensiune continuă U_d , un modulator PWM realizat cu ajutorul unui microcontroler, o rezistență de sarcină pentru încărcarea la ieșire a convertoarelor etc. Modulatorul PWM va genera cele două semnale logice de comandă ale tranzistoarelor, complementare cu timp mort și cu durate relative de conducție reglabile prin intermediul potențiometrului P .

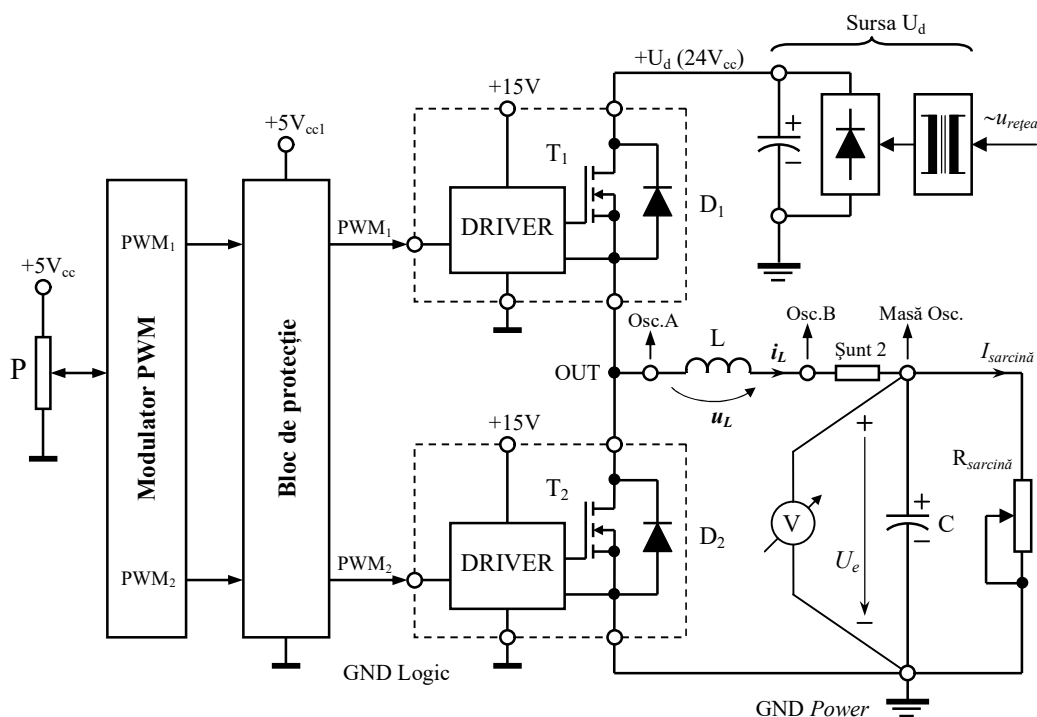


Fig. 22.17 Montajul de laborator al structurii coborâtoare de tip *buck*.

Componentele filtrului L-C au fost realizate individual în scopul de a putea fi utilizate separat în diferite poziții ale schemei, în funcție de tipul convertorului testat. Inductanța L este obținută cu ajutorul unei bobine din conductor multifilar cu fire izolate între ele, plasată pe un miez magnetic feritic, pentru a putea lucra la frecvențe ridicate. Capacitatea C are următoarele caracteristici: 1100μF, 400V, *Low ESR*. Sursa de alimentare U_d include un transformator monofazat de rețea, un redresor și un filtru capacitiv. Pentru montajul de laborator se mai folosesc un reostat în poziția rezistenței de sarcină ($R_{sarc.}$), un șunt pentru a oscilografia forma de undă a curentului i_L , un osciloscop cu două spoturi (*Osc.A,B*) și un voltmetru.

Montajul de laborator pentru structura de tip *buck* cu schema din Fig.22.17 utilizează elementele menționate mai sus așa cum se prezintă în Fig.22.1. După cum se observă, din structura brațului de punte sunt folosite doar tranzistorul de putere T_1 și dioda D_2 .

Pentru a realiza structura de tip *buck-boost* elementele de circuit sunt conectate între ele așa cum se prezintă în Fig.22.19. Din structura braț de punte a modului IGBT sunt folosite în acest caz tranzistorul de putere T_1 și dioda D_2 .

Imaginea montajului de laborator este prezentată în Fig. 22.20. Osciloscopul afișează formele de undă ale tensiunii u_L și curentului i_L , așa cum sunt prezentate în Fig.22.21 pentru două durate relative de conducție diferite ale tranzistorului T_1 .

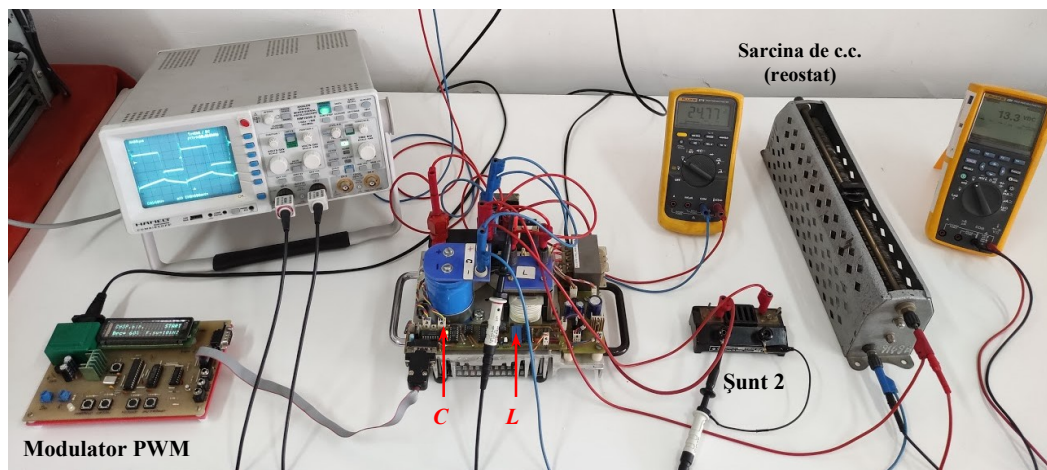


Fig. 22.20 Imaginea montajului de laborator.

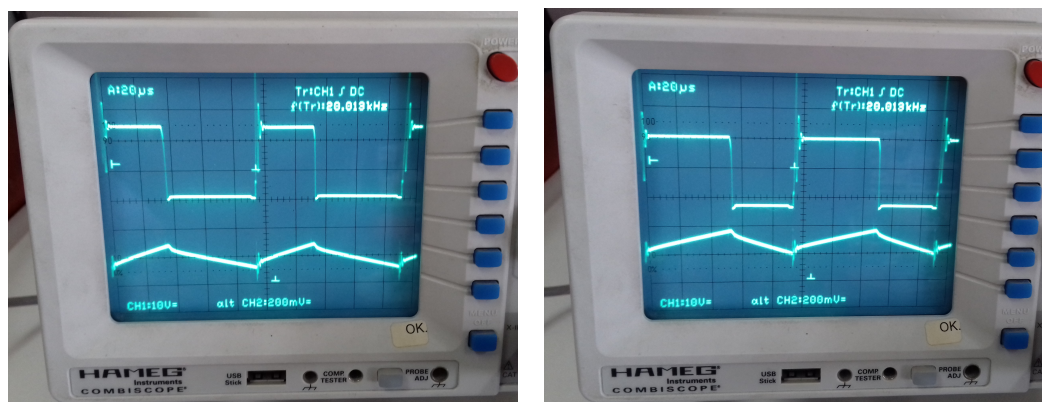


Fig. 22.21 Formele de undă ale tensiunii u_L și curentului i_L pentru două durate relative de conducție diferite ale tranzistorului T_1 în cazul structurii *buck*.

5. Modul de lucru

1. Se vor studia aspectele teoretice de funcționare ale structurilor *buck* și *boost*, atât în regim de curent neîntrerupt (conducție continuă sau permanentă prin L), cât și în regim de curent întrerupt (conducție discontinuă sau intermitentă prin L) din prima parte a acestui referat;
2. Se va realiza montajul experimental corespunzător structurii *buck* așa cum se prezintă în Fig.22.17;
3. Se vor vizualiza cu ajutorul osciloscopului formele de undă u_L și i_L care vor trebui să rezulte identice cu undele reprezentate în Fig.22.2 dacă avem conducție continuă prin inductanța L ;
4. Se vor executa variații ale duratei relative de conducție a tranzistorului T_1 (a factorului de umplere corespunzător semnalului PWM₁) și se va observa:

- variația tensiunii filtrate U_e măsurată cu ajutorul voltmetrului (se vor lua date în cazul conducției continue și se va confirma valabilitatea relației 22.8);
 - modificările parametrilor undelor u_L și i_L (lățime pulsuri, amplitudini);
5. Pentru un anumit factor de umplere al semnalului de comandă PWM₁ se va crește rezistența reostatului de sarcină până la limita conducției discontinue apreciată pe baza formei de undă a curentului i_L din Fig.12.3.
 6. Crescând și mai mult rezistența de sarcină se va induce regimul de curent întrerupt și se vor observa formele de undă corespunzătoare așa cum sunt prezentate în Fig.12.5, respectiv creșterea tensiunii de ieșire odată cu accentuarea acestui regim (dependența U_e de valoarea $I_{sarcină}$);
 7. La limită atunci când rezistența de sarcină este deconectată ($I_{sarcină} = 0$) se va observa că tensiunea de ieșire $U_e = U_d$;
 8. În cazul conducției continue se va observa că riplul cel mai mare al curentului i_L apare pentru o comandă a tranzistorului de putere cu $D_{RC} = 0,5$;
 9. Păstrând factorul de umplere al semnalului PWM constant și crescând frecvența de comutație a convertorului din modulatorul PWM se observă o reducerea corespunzătoare a riplului curentului i_L ;
 10. Se va oscilografia riplul tensiunii U_e în cazul conducției continue și se observa că acesta nu depinde de sarcină ci de factorul de umplere al semnalului de comandă PWM. De asemenea, ca și în cazul curentului i_L se va observa că acest riplu scade odată cu creșterea frecvenței de comutație (de lucru) a convertorului;
 11. Se va realiza montajul experimental corespunzător structurii *boost* așa cum se prezintă în Fig.22.18 verificând cu atenție prezența rezistenței de sarcină la ieșirea convertorului;
 12. Vor fi vizualizate cu ajutorul osciloscopului undele u_L și i_L care vor trebui să rezulte asemănătoare cu cele prezentate în Fig.22.8 dacă avem conducție continuă prin inductanța L ;
 13. Se vor executa variații ale duratei relative de conducție a tranzistorului T_2 (Atenție !!: la punerea în funcțiune factorul de umplere al semnalului PWM₂ trebuie să pornească de la un minim, dar nu zero, cerință impusă de funcționarea modului SKM 111C) și se va observa:
 - variația tensiunii U_e mai mare decât tensiunea de intrare U_d (se va confirma valabilitatea relației 22.43);
 - modificările parametrilor undelor u_L și i_L (lățime pulsuri, amplitudini);
 - se va observa că tensiunea de ieșire nu poate fi crescută oricât de mult deoarece odată cu depășirea unui prag de către factorul de umplere a PWM₂ cresc foarte mult pierderile în convertor, inductanța are tendințe de a intra în saturație (apar zgomote) etc.
 14. Mai departe experimentele dedicate regimului de curent întrerupt și riplului curentului i_L , respectiv tensiunii U_e , se vor desfășura ca în cazul structurii *buck*;
 15. Se va realiza montajul experimental corespunzător structurii *buck-boost* așa cum se prezintă în Fig.22.19 ținând cont de faptul că este o structură care inversează polaritatea tensiunii la ieșire față masa de putere (*GND Power*) și bornele polarizate ale condensatorului C vor conectate invers în comparație cu structurile anterioare;
 16. Se vor executa variații ale duratei relative de conducție a tranzistorului T_1 (a factorului de umplere corespunzător semnalului PWM₁ va porni de la un minim fără a fi zero) și se va observa:
 - o tensiune $U_e < U_d$ pentru $D_{RC(T1)} < 0,5$ și o tensiune $U_e > U_d$ pentru $D_{RC(T1)} > 0,5$ (convertor coborâtor/ridicător de tensiune);
 - ca și în cazul structurii *boost* se va observa că tensiunea de ieșire nu poate fi crescută oricât de mult.