

Capitolul 3

CONVERTOARE DE CURENT CONTINUU FĂRĂ SEPARARE GALVANICĂ

3.1. Generalități

Convertoarele de curent continuu (c.c), care asigură conversia c.c.→ c.c. au atât la intrare, cât și la ieșire tensiuni și curenți continui, de valori diferite. În multe aplicații, tensiunea (sau tensiunile de ieșire) trebuie să poată fi menținută(e) constantă(e) și reglabilă(e) în anumite limite. Îmbunătățirea performanțelor convertoarelor de c.c. urmărește două obiective:

- creșterea randamentului de conversie;
- reducerea dimensiunilor de gabarit.

Pentru îndeplinirea primului obiectiv, aceste convertoare au fost concepute să lucreze în comutație. Realizarea lor implică deci utilizarea unui comutator ca un component de bază, care trebuie să se apropie cât mai mult posibil de un comutator ideal (cădere nulă de tensiune în conducție, curent nul la blocare, timpi nuli de comutație). Pe de altă parte, necesitatea obținerii la ieșire a unei tensiuni continue impune utilizarea unor componente de stocare a energiei, cu pierderi cât mai mici (condensatoare și inductoare), care au rolul de a netezi pulsațiile inerente datorate modului de lucru în comutație. Întrucât aceste componente de stocare reale sunt însoțite totuși de pierderi, numărul lor trebuie să fie minim posibil.

Pentru realizarea celui de al doilea obiectiv, trebuie reduse dimensiunile dispozitivelor electronice de putere, care au rol de comutator, precum și dimensiunile componentelor cu rol de stocare. Tehnologiile actuale au permis realizarea unor dispozitive cu raportul gabarit / putere controlată foarte redus și cu posibilitatea funcționării la frecvențe foarte mari. Utilizarea unor frecvențe de lucru ridicate permite micșorarea substanțială a dimensiunilor

componentelor de stocare. Totuși, creșterea frecvențelor de lucru conduce la creșterea pierderilor în comutație și, pentru micșorarea lor, s-a recurs la utilizarea așa-numitei „comutații soft”, care se face, fie la curent zero, fie la tensiune zero. Comutatoarele se realizează cu tranzistoare bipolare pentru frecvențe de lucru de până la 10 – 15 kHz, cu tranzistoare bipolare cu poartă izolată (IGBT) pentru frecvențe de până la 50 kHz, iar peste frecvențe de 50 kHz se folosesc tranzistoare MOS de putere. Frecvența maximă de lucru a atins în prezent valoarea de 10 MHz. Astfel de frecvențe implică folosirea unor componente și tehnici de circuit speciale, iar utilizarea lor este indicată doar în domenii de aplicații unde gabaritul și greutatea sunt critice.

3.2. Convertorul coborâtor de curent continuu (buck sau step down)

Schema convertorului se dă în Fig. 3.1, în care s-a folosit drept comutator un tranzistor bipolar. Tranzistorul se comandă cu frecvența $f = 1/T$, menținându-se saturat pe o durată dT și blocat pe o durată $(1 - d)T$. S-a notat cu „ d ” factorul de umplere (duty cycle) al semnalului de comandă al tranzistorului, $d < 1$.

Analiza acestui convertor, cât și a celor care urmează se va face în următoarele ipoteze simplificatoare:

- tranzistorul și dioda au rezistență nulă în conducție și infinită la blocare;
- componentele L și C sunt ideale;
- capacitatea C este suficient de mare, astfel încât tensiunea de ieșire V_2 să poată fi considerată constantă.

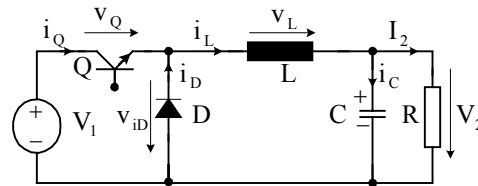


Fig. 3.1. Convertor coborâtor (buck sau step down)

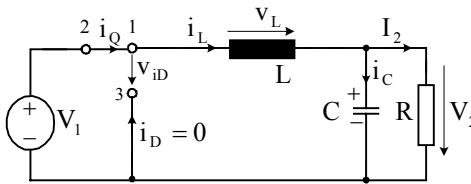


Fig. 3.2. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul I, $t \in [0, dT]$.

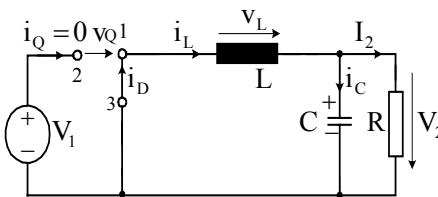


Fig. 3.3. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul II, $t \in [dT, T]$.

Funcționarea convertorului trebuie analizată în două intervale distincte de timp:

a) intervalul **I**, în care tranzistorul Q conduce la saturație, iar dioda D este blocată, fiind polarizată invers. Considerând originea de timp în momentul comutației directe a lui Q, acest prim interval va fi: $t \in [0, dT]$. În ipotezele simplificatoare enunțate, circuitul echivalent pentru acest prim interval este cel din Fig. 3.2, putându-se scrie următoarele relații:

$$v_L = V_1 - V_2 = L \frac{di_L}{dt}, t \in [0, dT] \quad (3.1)$$

$$i_Q = i_L = I_{Lm} + \frac{V_1 - V_2}{L} t, t \in [0, dT] \quad (3.2)$$

b) intervalul **II**, în care tranzistorul Q este blocat, iar dioda D conduce, asigurând închiderea curentului i_L menținut de la inductanța L.

Circuitul echivalent pentru acest interval, $t \in [dT, T]$, este prezentat în Fig. 3.3, în care avem:

$$v_L = -V_2 = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.3)$$

$$t \in [dT, T]$$

$$i_D = i_L =$$

$$= I_{Lm} - \frac{V_2}{L} (t - dT) \quad (3.4)$$

$$t \in [dT, T]$$

Ansamblul tranzistor, diodă poate fi privit ca un comutator cu două poziții, care conectează bornele 1 și 2 pe intervalul **I** de timp și bornele 1 și 3 pe intervalul **II** de timp. Pe baza relațiilor (3.1) – (3.4), au fost trasate formele de undă din Fig. 3.4. Forma de undă a tensiunii v_L ne permite să deducem caracteristica de reglaj a convertorului. Deoarece valoarea medie a tensiunii pe inductanța L este nulă ($V_{Lavr} = 0$), ariile hașurate din Fig. 3.4 sunt egale.

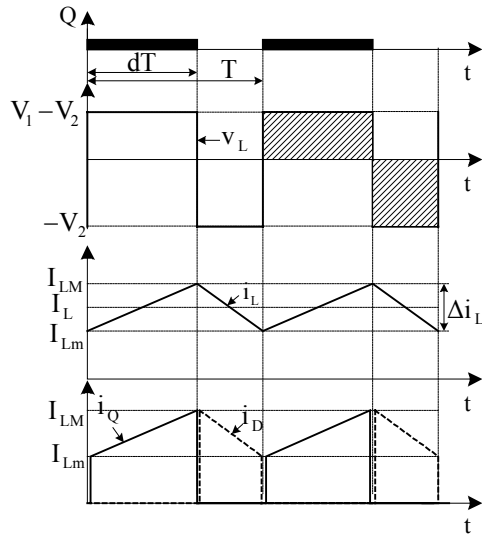


Fig. 3.4. Formele de undă ale mărimilor ce intervin în funcționarea convertorului coborât.

$$(V_1 - V_2)dT = V_2(1-d)T$$

$$\frac{V_2}{V_1} = d < 1 \quad (3.5)$$

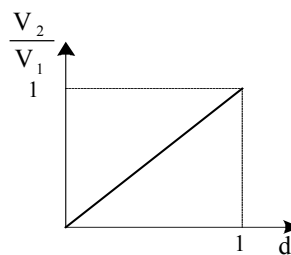


Fig. 3.5. Caracteristica de reglaj a convertorului coborător.

Caracteristica de reglaj este prezentată în Fig. 3.5. Se constată că tensiunea de ieșire V_2 nu poate fi decât mai mică în raport cu tensiunea de intrare V_1 și de aici provine denumirea convertorului. Din relația (3.2), se poate deduce riplul curentului prin inductor Δi_L , dacă se face particularizarea $t = dT$.

$$I_{LM} = I_{LM} + \frac{V_1 - V_2}{L} dT, \Delta i_L = I_{LM} - I_{Lm} = d(1-d) \frac{V_1}{Lf} \quad (3.6)$$

Maximul acestui riplu se obține la $d = \frac{1}{2}$ și are valoarea:

$$(\Delta i_L)_{\max} = \frac{V_1}{4Lf} \quad (3.7)$$

ultima relație putând servi la dimensionarea inductorului.

Pentru deducerea solicitărilor în curent ale componentelor, se găsește inițial curentul mediu prin inductor, I_L , pornind de la relația:

$$i_L = I_2 + i_c \quad (3.8)$$

Trecând acum la valori medii și ținând cont că, printr-un condensator ideal în regim permanent, $I_{cavr} = 0$, avem:

$$I_L = I_2 + I_{cavr} = I_2 = \frac{V_2}{R} = \frac{dV_1}{R} \quad (3.9)$$

Deci, curenții maximi repetitivi prin inductor, tranzistor și diodă au valoarea:

$$I_{LM} = I_{ORM} = I_{DRM} = I_L + \frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{dV_1}{R} + \frac{d(1-d)V_1}{2Lf} \quad (3.10)$$

Maximul acestei expresii se obține pentru un factor de umpleri:

$$d = \frac{1}{2} + \frac{Lf}{R} \quad (3.11)$$

care, introdus în relații (3.10), ne conduce la :

$$I_{LM \max} = I_{QRM \max} = I_{DRM \max} = \frac{V_1 f}{8L} \left(\frac{1}{f} + \frac{2L}{R} \right) \quad (3.12)$$

Valoarea medie a curentului prin tranzistor va fi:

$$I_{Qavr} = \frac{1}{T} \int_0^{dT} i_Q dt = \frac{1}{T} \int_0^{dT} i_L dt = dI_L = \frac{d^2 V_1}{R} \quad (3.13)$$

iar valoarea medie a curentului prin diodă:

$$I_{Davr} = \frac{1}{T} \int_{dT}^T i_D dt = \frac{1}{T} \int_{dT}^T i_L dt = (1-d)I_L = \frac{d(1-d)V_1}{R} \quad (3.14)$$

expresie care are un maxim la $d = 1/2$ de valoare:

$$I_{Davr \max} = \frac{V_1}{4R} \quad (3.15)$$

Din circuitele echivalente din Fig. 3.2 și Fig. 3.3 se constată că, atunci când conduce Q, tensiunea inversă pe diodă este V_1 , iar când conduce D, tensiunea colector – emitor a tranzistorului Q este tot V_1 . Așadar, solicitările în tensiune ale acestor componente sunt:

$$V_{QRM} = V_{DRRM} = V_1 \quad (3.16)$$

În relațiile deduse până în prezent, s-a considerat tensiunea de ieșire, V_2 , constantă.

În realitate, pentru o valoare finită a capacității C, forma de undă a tensiunii de ieșire va fi cea din Fig. 3.6.

În aceeași figură, este prezentată și forma de undă a curentului prin condensator, obținută din relația:

$$i_c = I_2 - i_L = I_L - i_L \quad (3.17)$$

deci riplul curentului prin condensator este Δi_L .

Deoarece forma curentului prin condensator este constituită din segmente de dreaptă, forma de undă a tensiunii pe condensator, v_2 ,

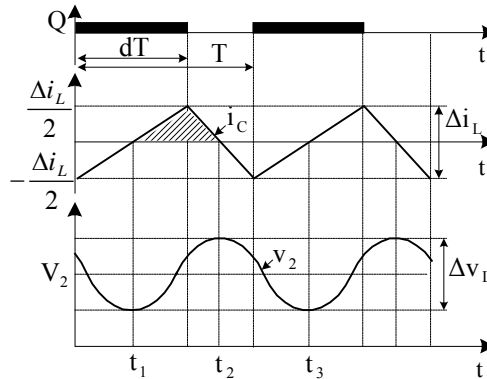


Fig. 3.6. Formele de undă ale curentului prin condensator și tensiunea de ieșire dacă C are valoare finită.

va fi constituită din segmente de parabolă. Pentru deducerea riplului Δv_2 , observăm că pe armăturile condensatorului se acumulează sarcină electrică pe intervalul $t \in [t_1, t_2]$.

Cantitatea de electricitate este egală cu aria hașurată în Fig. 3.6 deoarece:

$$\Delta Q = \int_{t_1}^{t_2} i_c dt = \left(\frac{dT}{2} + \frac{1-d}{2} T \right) \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{T \Delta i_L}{4} \quad (3.18)$$

Introducând expresia riplului Δi_L , dată de relația (3.6), în (3.18), obținem:

$$\Delta Q = \frac{d(1-d)V_1}{8Lf^2} \quad \Delta v_2 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{d(1-d)V_1}{8LCf^2} \quad \frac{\Delta v_2}{V_2} = \frac{\pi^2(1-d)}{2} \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \quad (3.19)$$

în care $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Relația (3.19) poate fi folosită pentru dimensionarea capacității C. Dacă $f_c \ll f$, riplul tensiunii de ieșire este redus.

Principalul avantaj al convertorului coborâtor îl constituie simplitatea schemei. El prezintă însă următoarele dezavantaje:

- tensiunea de ieșire nu poate fi decât mai mică față de tensiunea V_1 a sursei de intrare;
- curentul debitat de sursa V_1 , i_Q are o formă de undă puternic pulsatorie (Fig. 3.4), cu fronturi abrupte, care produc interferența electromagnetică de conducție (EMI), ce cauzează serioase neajunsuri

Curentul de ieșire are o formă de undă mai netedă, datorită prezenței inductanței L.

3.3. Convertorul ridicător de curent continuu (boost sau step up)

Schema convertorului este dată în Fig. 3.7 în care, ca și în cazul precedent, s-a folosit drept comutator un tranzistor bipolar. Tranzistorul se comandă tot ca la convertorul anterior, menținându-se saturat un timp dT și blocat un timp $(1-d)T$.

Funcționarea convertorului va fi analizată pe cele două intervale de timp, considerându-se aceleași ipoteze simplificatoare.

a) intervalul **I**, în care tranzistorul Q conduce la saturație, iar dioda D este blocată, fiind polarizată invers, $t \in [0, dT]$. Acestui interval îi corespunde circuitul echivalent din Fig. 3.8. Din acest circuit rezultă:

$$v_L = V_1 = L \frac{di_L}{dt} \quad t \in [0, dT] \quad (3.20)$$

$$i_Q = i_L = I_{Lm} + \frac{V_1}{L} t \quad t \in [0, dT] \quad (3.21)$$

b) intervalul **II**, în care tranzistorul Q este blocat, iar curentul menținut de inductanța L se va închide prin dioda D și circuitul de sarcină. Se constată că și la acest convertor ansamblu tranzistor diodă poate fi privit ca un comutator cu două poziții, pe primul interval de timp fiind conectate bornele 1 cu 2, iar pe ce de al doilea bornele 1 cu 3.

Intervalului **II** îi corespunde circuitul echivalent din Fig. 3.9, caracterizat de ecuațiile:

$$v_L = -(V_2 - V_1) = \frac{di_L}{dt}, \quad t \in [dT, T] \quad (3.22)$$

$$i_D = i_L = I_{LM} - \frac{V_1 - V_2}{L} (t - dT) \quad t \in [dT, T] \quad (3.23)$$

Pe baza relațiilor

(3.20)- (3.23) au fost trasate formele de undă din Fig. 3.10.

Caracteristica de reglaj a convertorului se obține din observația că valoarea medie a tensiunii v_L este nulă, deci ariile hașurate din Fig. 3.10 sunt egale:

$$\begin{aligned} V_1 dT &= (V_2 - V_1)(1-d)T \\ \frac{V_2}{V_1} &= \frac{1}{1-d} \quad (3.24) \end{aligned}$$

Caracteristica de reglaj este reprezentată în Fig. 3.11. Se constată că tensiunea de ieșire V_2 nu poate fi decât mai mare față de tensiunea de intrare V_1 și de aici provine

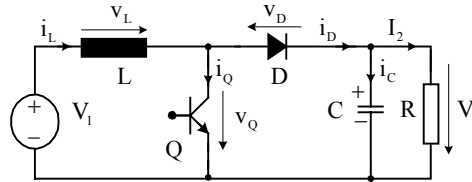


Fig. 3.7. Convertor ridicător (boost sau step-up).

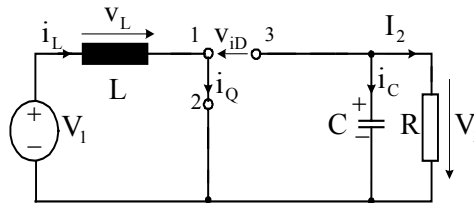


Fig. 3.8. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul I, $t \in [0, dT]$.

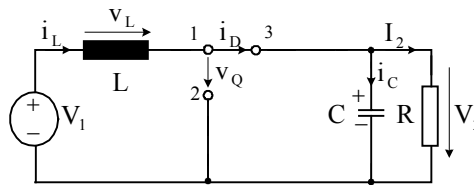


Fig. 3.9. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul II, $t \in [dT, T]$.

denumirea convertorului. Ripul curentului prin inductor, Δi_L , se poate obține din relația (3.21) prin particularizarea $t = dT$:

$$I_{LM} = I_{Lm} + \frac{V_1}{L} dT, \Delta i_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{dV_1}{Lf} \quad (3.25)$$

Curentul mediu prin inductor, I_L , se obține din egalitatea energiilor electrice furnizate de sursa V_1 , W_1 și disipate în circuitul de sarcină, W_2 , într-o perioadă T , deoarece toate componentele au fost considerate ca fiind fără pierderi:

$$\begin{aligned} W_1 &= \int_0^T V_1 i_L dt = \\ &= V_1 T \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_L dt \right) = \\ &= V_1 I_L T \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} W_2 &= \frac{V_2}{R} T = \\ &= \frac{V_1^2}{(1-d)^2 R} T \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} W_1 &= W_2 \Rightarrow \\ \Rightarrow I_L &= \frac{V_1}{(1-d)^2 R} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Curenții maximi repetitivi prin inductor, tranzistor și diodă vor avea valoarea:

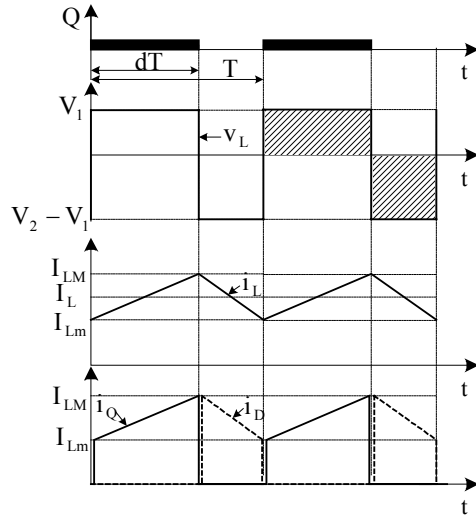


Fig. 3.10. Formele de undă ce intervin în funcționarea convertorului ridicător.

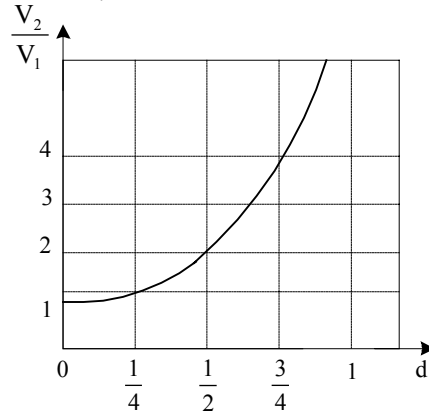


Fig. 3.11. Caracteristica de reglaj a convertorului ridicător.

$$I_{LM} = I_{QRM} = I_{DRM} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_1}{(1-d)^2 R} + \frac{dV_1}{2Lf} \quad (3.29)$$

Folosind asemănarea formelor de undă ale curenților acestui convertor cu cele ale convertorului anterior, se pot scrie următoarele valori medii ale curenților prin tranzistor și diodă:

$$I_{Qavr} = dI_L = \frac{dV_1}{(1-d)^2 R} \quad (3.30)$$

$$I_{Davr} = (1-d)I_L = \frac{V_1}{(1-d)R} = I_2 \quad (3.31)$$

Se observă din circuitele echivalente că, atunci când conduce tranzistorul, tensiunea inversă pe diodă este V_2 și că, atunci când conduce dioda, tensiunea colector-emitor a tranzistorului este tot V_2 .

Deci:

$$\begin{aligned} V_{QRM} &= V_{DRRM} = \\ &= V_2 = \frac{V_1}{1-d} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Din relațiile precedente, se constată că solicitările în tensiune și în curent cresc foarte mult pe măsură ce d se apropie de 1. Ele se calculează pentru cea mai mare valoare a lui d care intervine în funcționare.

Renunțând la ipotezele unei capacități C de valoare foarte mare, tensiunea de ieșire nu va mai fi constantă ci va avea forma de undă din Fig. 3.12. Pentru intervalul $t \in [0, dT]$, dioda D fiind blocată, condensatorul C se va descărca prin rezistența R , iar tensiunea de ieșire va scădea exponențial:

$$v_2 = V_{2M} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (3.33)$$

Particularizând ultima relație pentru $t = dT$, obținem:

$$V_{2m} = V_{2M} e^{-\frac{dT}{RC}} \approx V_{2M} \left(1 - \frac{dT}{RC}\right) \quad (3.34)$$

$$\Delta v_2 = V_{2M} - V_{2m} = V_{2M} \frac{dT}{RC} \quad (3.35)$$

Deoarece riplul tensiunii de ieșire este redus, se poate aproxima valoarea maximă a tensiunii de ieșire prin valoarea sa medie, riplul tensiunii de ieșire calculându-se cu relația:

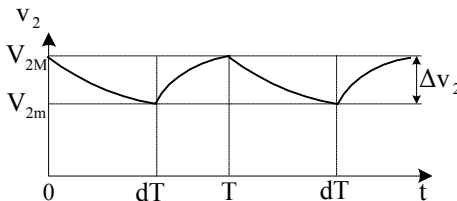


Fig. 3.12. Forma de undă a tensiunii de ieșire pentru o valoare finită a capacității C .

$$\Delta v_2 \approx V_2 \frac{dT}{RC} = \frac{d}{1-d} \frac{V_1}{RCf}, \quad \frac{\Delta v_2}{V_2} = \frac{d}{RCf} \quad (3.36)$$

Aceste relații se folosesc pentru dimensionarea capacității C. Pentru același riplu normalat, $\frac{\Delta v_2}{V_2}$, al tensiunii de ieșire și aceeași rezistență de sarcină, R,

valoarea capacității C trebuie să fie mult mai mare la convertorul ridicător decât la convertorul coborâtor.

Din caracteristica de reglaj a convertorului, rezultă că tensiunea de ieșire poate fi făcută oricât de mare. În realitate, tensiunea de ieșire nu poate fi mărită peste o anumită limită, datorită pierderilor care au loc în componentele reale. Vom demonstra acest lucru considerând doar inductorul real. Circuitul convertorului devine cel din Fig. 3.13, în care s-a notat cu R_l rezistența inductorului. Pe rezistența inductorului, se disipă inutil o putere medie:

$$P_{R_{lavr}} = R_l I_L^2 \quad (3.37)$$

deci randamentul convertorului va fi :

$$\eta = \frac{\frac{1}{R} V_2^2}{R_l I_L^2 + \frac{1}{R} V_2^2} = \frac{1}{1 + \frac{R_l}{R} \left(\frac{R I_L}{V_2} \right)^2} \quad (3.38)$$

Notând cu $\alpha = \frac{R_l}{R}$ și folosind relațiile:

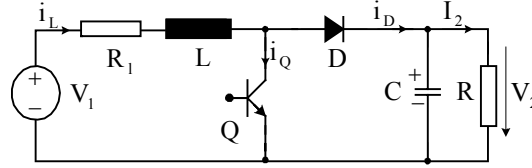


Fig. 3.13. Schema convertorului ridicător considerând inductorul real.

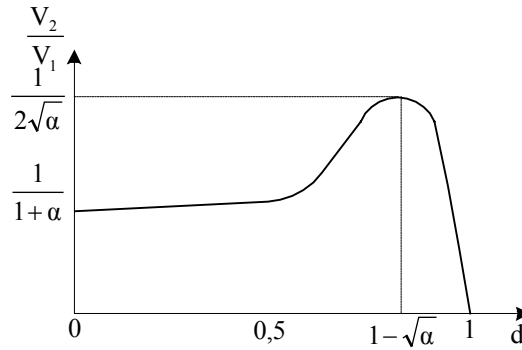


Fig. 3.14. Caracteristica de reglaj a convertorului ridicător considerând inductorul real.

$$I_{Davr} = I_2 = \frac{V_2}{R}, \quad \frac{I_L}{I_{Davr}} = \frac{1}{1-d} \quad (3.39)$$

obținem:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\alpha}{(1-\alpha)^2}} \quad (3.40)$$

Dar randamentul poate fi calculat și cu raportul puterilor medii de la intrare și ieșire:

$$\eta = \frac{V_2 I_2}{V_1 I_L} = \frac{V_2}{V_1} (1-d) \quad (3.41)$$

Din ultima relație, se poate deduce caracteristica de reglaj a convertorului real:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\eta}{1-d} = \frac{1}{1-d + \frac{\alpha}{1-d}} = \frac{1-d}{\alpha + (1-d)^2} \quad (3.42)$$

Pe baza acestei relații s-a trasat în Fig. 3.14 caracteristica de reglaj a convertorului.

Spre deosebire de cazul ideal, raportul de conversie al tensiunilor nu poate depăși :

$$\left(\frac{V_2}{V_1}\right)_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{\alpha}} \quad (3.43)$$

care se obține pentru un factor de umplere $d = 1 - \sqrt{\alpha}$.

Pentru $d > 1 - \sqrt{\alpha}$, tensiunea de ieșire începe să scadă, iar pentru $d = 1$ ea devine nulă.

În Fig. 3.15 s-a prezentat variația randamentului convertorului cu factorul de umplere d , atunci când inductorul este considerat real.

În finalul acestei analize, menționăm simplitatea deosebită a convertorului ridicător. El prezintă însă două dezavantaje:

- nu poate furniza tensiuni de ieșire decât mai mici ca cea de intrare;

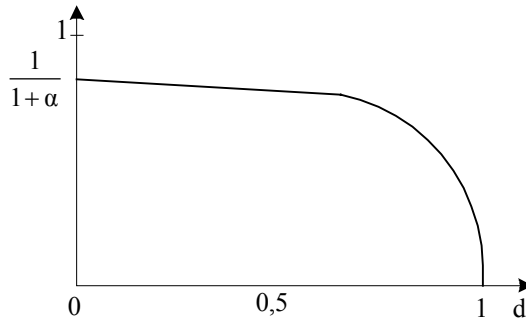


Fig. 3.15. Variația randamentului convertorului ridicător la care s-a considerat inductorul real.

- curentul de ieșire, care se închide prin diodă, are un pronunțat caracter pulsator, conducând la perturbații prin interferență electromagnetică. Curentul debitat de sursa V_1 este mai neted, datorită prezenței la intrare a inductorului L .

3.4. Convertorul mixt de curent continuu (buck-boost sau step up-down)

Există aplicații ale convertoarelor în care tensiunea de ieșire trebuie să poată fi modificată în limite situate sub și peste tensiunea de intrare. În acest scop, a fost conceput convertorul mixt, care poate asigura tensiuni de ieșire atât mai mici, cât și mai mari, față de tensiunea de intrare. Schema convertorului este dată în fig. 3.16. Tranzistorul Q se comandă după aceeași logică ca la convertoarele anterioare, menținându-se saturat pe intervalul $t \in [0, dT]$ și blocat pe $t \in [dT, T]$, funcționarea trebuind analizată separat pe fiecare interval.

a) intervalul **I**, $t \in [0, dT]$. Menținând aceleași ipoteze simplificatoare și observând că dioda D este blocată deoarece este polarizată invers, circuitul echivalent va fi cel din Fig. 3.17. Pe baza sa se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} v_L &= V_1 = L \frac{di_L}{dt} \\ t &\in [0, dT] \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} i_Q &= i_L = I_{Lm} + \frac{V_1}{L}t \\ t &\in [0, dT] \end{aligned} \quad (3.45)$$

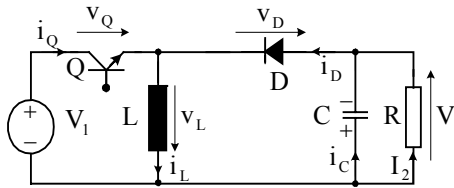


Fig. 3.16. Schema convertorului mixt.

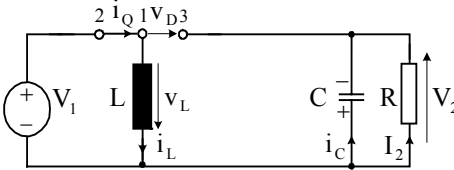


Fig. 3.17. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul **I**, $t \in [0, dT]$.

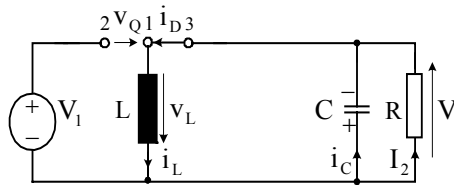


Fig. 3.18. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul **II**, $t \in [dT, T]$.

b) intervalul II, $t \in [dT, T]$. Tranzistorul Q este blocat, iar curentul menținut de inductanța L se va închide prin circuitul de sarcină și dioda D, formându-se circuitul echivalent din Fig. 3.18. Deci:

$$v_L = -V_2 = L \frac{di_L}{dt}$$

$$t \in [dT, T] \quad (3.46)$$

$$i_D = i_L =$$

$$= I_{LM} - \frac{V_2}{L}(t - dT)$$

$$t \in [dT, T] \quad (3.47)$$

Pe baza relațiilor (3.44)-(3.47), au fost reprezentate formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului mixt din Fig. 3.19. Deoarece tensiunea medie pe bobină este nulă, ariile hașurate în Fig. 3.19 sunt egale, deci:

$$V_1 dT = V_2(1-d)T$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{d}{1-d} \quad (3.48)$$

ultima relație reprezentând caracteristica de reglaj a convertorului care este reprezentată în Fig. 3.20.

Se observă că dacă $d < 0.5$, $V_2 < V_1$, iar dacă $d > 0.5$, $V_2 > V_1$, aceasta justificând denumirea convertorului.

Riplul curentului prin inductor se obține din relația (3.45) prin particularizarea $t = dT$, $i_L = I_{LM}$:

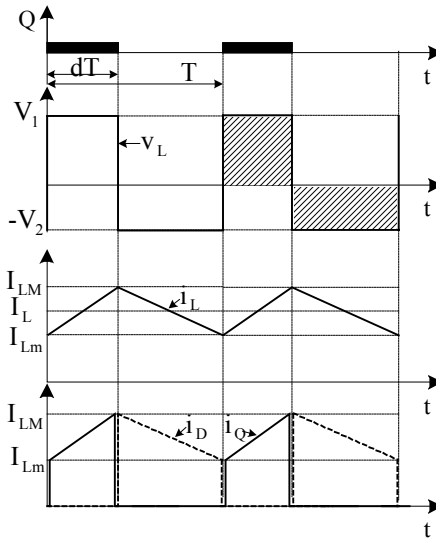


Fig. 3.19. Formele de undă ce intervin în funcționarea convertorului mixt.

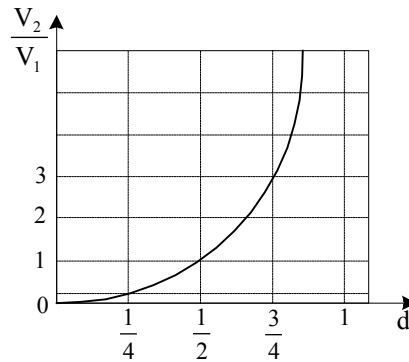


Fig. 3.20. Caracteristica de reglaj a convertorului mixt.

$$I_{LM} = I_{Lm} + \frac{V_1}{L} dT \quad \Delta i_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{dV_1}{Lf} \quad (3.49)$$

Pentru deducerea valorii medii a curentului prin inductorul, I_L , vom folosi egalitatea energiilor debitate de sursa V_1 , W_1 și disipate în circuitul de sarcină, W_2 .

$$W_1 = \int_0^{dT} V_1 i_L dt = V_1 I_L dT \quad W_2 = \frac{V_2^2}{R} T = \left(\frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1^2}{R} T \quad (3.50)$$

$$V_1 I_L dT = \left(\frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1^2}{R} T \quad I_L = \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} \quad (3.51)$$

Curenții maximi repetitivi prin inductor, tranzistor și diodă vor fi:

$$I_{LM} = I_{QRM} = I_{DRM} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{dV_1}{(1-d)^2 R} + \frac{dV_1}{2Lf} \quad (3.52)$$

Valoarea medie a curentului prin tranzistor va fi :

$$I_{Qavr} = dI_L = \left(\frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1}{R} \quad (3.53)$$

iar a curentului prin diodă va fi:

$$I_{Davr} = (1-d)I_L = \frac{d}{1-d} \frac{V_1}{R} \quad (3.54)$$

Așa cum rezultă din Fig. 3.17 și Fig. 3.18, solicitările în tensiune ale tranzistorului și diodei sunt aceleași:

$$V_{QRM} = V_{DRM} = V_2 + V_1 = V_1 + \frac{dV_1}{1-d} = \frac{V_1}{1-d} \quad (3.55)$$

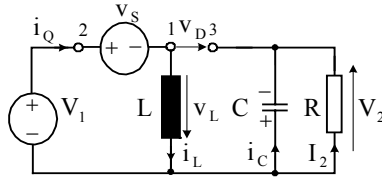


Fig.3.21.Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul **I**, $t \in [0, dT]$, considerând tensiunea pe tranzistor la saturație.

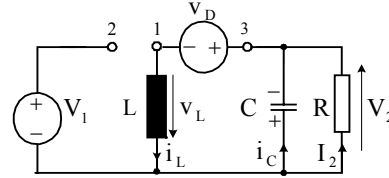


Fig.3.22 Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul **II**, $t \in [dT, T]$, considerând tensiunea pe diodă la conducție directă.

Atât solicitările în curent, cât și cele în tensiune ale componentelor cresc foarte mult dacă factorul d se apropie de 1.

Circuitele echivalente corespunzătoare intervalului **II**, când dioda este blocată sunt identice atât la convertorul mixt, cât și la cel ridicător. Din acest motiv, dacă la convertorul mixt se consideră capacitatea C finită, riplul tensiunii de ieșire se va calcula cu aceeași relație (3.36).

Dacă la convertorul ridicător am analizat influența rezistenței inductorului, la convertorul mixt vom face o analiză ținând cont de căderea de tensiune pe tranzistor la saturație, V_s și de căderea de tensiune pe diodă la conducție directă, V_D . Circuitele echivalente se vor modifica devenind cele din Fig. 3.21, pentru cazul când conduce tranzistorul la saturație și cel din Fig. 3.22 atunci când conduce dioda.

Folosind Fig. 3.21, putem defini randamentul de intrare al convertorului astfel:

$$\eta_1 = \frac{(V_1 - V_s)I_L}{V_1 I_L} = \frac{V_1 - V_s}{V_1} \quad (3.56)$$

Folosind Fig. 3.22, putem defini randamentul de ieșire al convertorului:

$$\eta_2 = \frac{V_2 I_L}{(V_2 - V_D)I_L} = \frac{V_2}{V_2 + V_D} \quad (3.57)$$

Se observă din ultima relație că, dacă tensiunea de ieșire V_2 are valoare redusă, comparabilă cu V_D , randamentul η_2 devine foarte mic. De exemplu, pentru $V_2 = 5V$ și $V_D = 1V$, rezultă $\eta_2 = 0,83$. Randamentul total al convertorului rezultă:

$$\eta = \eta_1 \eta_2 = \frac{V_1 - V_s}{V_2 + V_D} \frac{V_2}{V_1} \quad (3.58)$$

În intervalul **I**, conform Fig. 3.21, rezultă $v_L = V_1 - V_s$, iar în intervalul **II**, conform Fig. 3.22, $v_L = -(V_2 + V_D)$, astfel că forma de undă a tensiunii v_L devine cea din Fig. 3.23. Din egalitatea ariilor hașurate, se obține relația:

$$(V_1 - V_s)dT = (V_2 + V_D)(1-d)T \quad (3.59)$$

de unde rezultă:

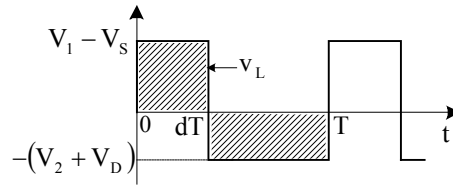


Fig. 3.23. Forma de undă a tensiunii v_L dacă se consideră tensiunea V_s și V_D .

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{d}{1-d} - \frac{d}{1-d} \frac{V_S}{V_1} - \frac{V_D}{V_1} \quad (3.60)$$

Ultima relație definește caracteristica de reglaj a convertorului în noile ipoteze. Introducând (3.60) în (3.58):

$$\eta = 1 - \frac{V_S}{V_1} - \frac{1-d}{d} \frac{V_D}{V_1} \quad (3.61)$$

3.5. Modul de funcționare discontinuă a convertorului mixt. Con - vertorul mixt de două cadrane

La toate convertoarele de curent continuu prezentate, s-a presupus că riplul curentului prin inductor este mai mic decât valoarea medie a acestui curent și, ca urmare, acestea lucrau în modul de funcționare continuă sau regimul de curent neîntrerupt prin inductor. Dacă factorul de umplere d scade sub o anumită valoare intervalul de timp în care tranzistorul este blocat devine atât de mare încât curentul prin inductor se va anula înainte ca tranzistorul să fie comandat din nou să conducă. Se spune că s-a ajuns la modul de funcționare discontinuă a convertorului sau la regimul de curent întrerupt prin inductor. Oricare din convertoarele anterioare poate funcționa în regimul de curent întrerupt prin inductor. Vom analiza acest mod de funcționare doar pentru convertorul mixt.

Formele de undă corespunzătoare convertorului mixt care lucrează în regim de curent întrerupt prin inductor se dau în Fig. 3.24. Analiza convertorului trebuie făcută acum pe trei intervale de timp:

- a) intervalul I,
 $t \in [0, dT]$. Circuitul echivalent este tot cel din Fig. 3.18, pe

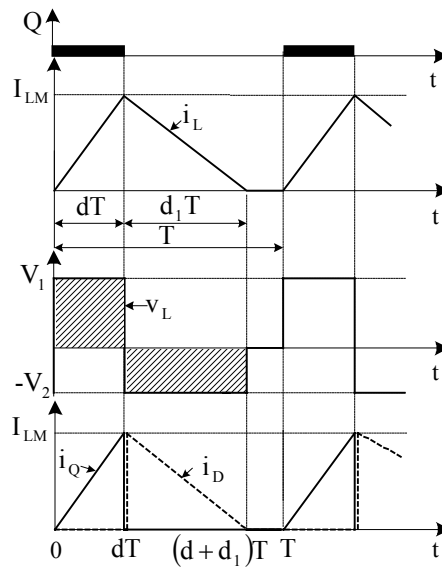


Fig. 3.24. Formele de undă corespunzătoare convertorului mixt în regim de curent întrerupt prin inductor.

baza căruia se pot scrie relațiile:

$$v_L = V_1 = L \frac{di_L}{dt}, \quad i_L = \frac{V_1}{L} t, \quad I_{LM} = \frac{V_1}{L} dT, \quad t \in [0, dT] \quad (3.62)$$

b) intervalul **II**, $t \in [dT, (d+d_1)T]$. Circuitul echivalent este tot cel din Fig. 3.19, deci:

$$v_L = -V_2 = L \frac{di_L}{dt}, \quad i_L = I_{LM} - \frac{V_2}{L} (t - dT), \quad d_1 T = \frac{LI_{LM}}{V_2} \quad t \in [dT, (d+d_1)T] \quad (3.63)$$

c) intervalul **III**, $t \in [(d+d_1)T, T]$, în care nu circulă curent prin inductor, deci circuitul echivalent este cel din Fig. 3.25. Ecuațiile care se pot scrie sunt:

$$v_L = 0 \\ i_L = 0, \quad t \in [(d+d_1)T, T] \quad (3.64)$$

Pe baza ecuațiilor (3.62)-(3.64), s-au trasat formele de undă din Fig. 3.24, corespunzătoare convertorului mixt în acest regim de lucru. Tensiunea medie la bornele inductorului fiind nulă, ariile hașurate sunt egale, deci:

$$V_1 dT = V_2 d_1 T, \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{d}{d_1} \quad (3.65)$$

Energia debitată de sursa V_1 într-o perioadă T este acumulată în inductanța L :

$$W_1 = \frac{1}{2} LI_{LM}^2 = \frac{1}{2} L \left(\frac{V_1}{L} dT \right)^2 = \frac{V_1^2 d^2 T^2}{2L} \quad (3.66)$$

Egalând această energie cu cea disipată în circuitul de sarcină:

$$\frac{V_1^2 d^2 T^2}{2L} = \frac{V_2^2}{R} T, \quad \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 = \frac{d^2 TR}{2L} \quad (3.67)$$

Ținând cont de (3.65), se poate scrie:

$$\left(\frac{d}{d_1} \right)^2 = \frac{d^2 TR}{2L}, \quad d_1 = \sqrt{\frac{2Lf}{R}} \quad (3.68)$$

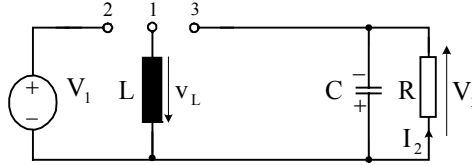


Fig. 3.25. Circuitul echivalent al convertorului mixt pentru intervalul **III** de timp, când curentul prin inductor este nul.

Introducând această ultimă relație în (3.65), se obține următoarea caracteristică de reglaj a convertorului mixt care lucrează în regim de curent întrerupt prin inductor:

$$\frac{V_2}{V_1} = d \sqrt{\frac{R}{2Lf}} \quad (3.69)$$

Convertorul începe să lucreze în acest regim atunci când factorul de umplere d îndeplinește inecuația:

$$(1-d)T > d_1T, \quad d < 1 - \sqrt{\frac{2Lf}{R}} \quad (3.70)$$

Din (3.69), se observă că tensiunea de ieșire depinde atât de factorul de

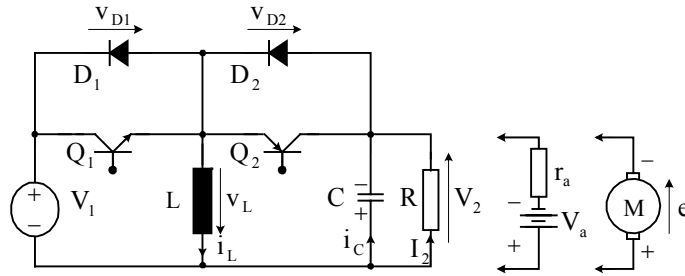


Fig. 3.26. Convertorul mixt care permite ambele sensuri ale curentului prin inductor.

umplere d , cât și de rezistența de sarcină R , ceea ce constituie un neajuns important al acestui regim de lucru. Neajunsul menționat poate fi depășit dacă se permite curentului prin inductor să circule în ambele sensuri. Pentru a satisface această cerință, schema convertorului se va complica, devenind cea din Fig. 3.26.

Realizarea comutatorului necesită un număr dublu de componente. Cele două tranzistoare Q_1 și Q_2 se comandă să conducă în contratimp, așa cum se arată în Fig. 3.27. Astfel, pe intervalul $t \in [t_1, dT]$, conduce tranzistorul Q_1 , iar curentul prin inductorul L este pozitiv, deci are sensul reprezentat în Fig. 3.26. În momentul dT se comandă blocarea lui Q_1 și conducția lui Q_2 . Totuși Q_2 nu intră în conducție, curentul i_L închizându-se prin sarcină și D_2 . Dioda D_1 este polarizată invers de tensiunea:

$$v_{D1} = V_1 + V_2, \quad t \in [dT, t_2] \quad (3.71)$$

În momentul t_2 , curentul i_L se anulează, apoi devine negativ, iar pe intervalul $t \in [t_2, T]$, curentul va circula pe traseul L, Q_2, C . În momentul T , se comandă blocarea lui Q_2 și conducția lui Q_1 . Totuși, Q_1 nu intră în conducție,

curentul i_L închizându-se prin D_1 și sursa V_1 . Dioda D_2 este polarizată invers de tensiunea:

$$v_{D2} = V_1 + V_2, \quad t \in [T, t_1'] \quad (3.72)$$

Abia în momentul t_1' , când curentul i_L devine din nou pozitiv, va intra în conducție Q_1 , apoi funcționarea se repetă.

Referindu-ne la forma de undă a curentului i_L din Fig. 3.27.a, observăm că pe intervalul $t \in [0, t_1]$ sursa V_1 primește energie, iar pe intervalul $t \in [t_1, dT]$ debitează energie electrică. Energia totală furnizată de sursa V_1 este:

$$\begin{aligned} W_1 &= \\ &= V_1 I_L dT > 0 \end{aligned} \quad (3.73)$$

deci transferul de energie se face de la sursa V_1 către circuitul de sarcină.

Dacă, în circuitul de sarcină, se găsește o baterie de acumulare sau indusul unei mașini de c. c., pentru o anumită valoare a factorului de umplere d , forma de undă a curentului prin inductor poate arată ca în Fig. 3.27.b. Deoarece curentul mediu prin inductor $I_L < 0$, transferul de energie se face de la circuitul de sarcină către sursa V_1 .

Presupunând că, în circuitul de sarcină, este bateria de acumulare, convertorul permite, fie încărcarea, fie descărcarea acesteia, deci ar putea fi folosit ca un sistem de alimentare de rezervă de c. c.. Dacă, în circuitul de sarcină este indusul unei mașini de c. c., se poate face frânarea cu recuperare a unui motor de c. c., transformat în generator pe perioada de frânare.

Convertorul din Fig. 3.26 este un convertor de două cadrane ale planului $V_2(I_2)$, în sensul că tensiunea V_2 are o singură polaritate, dar curentul I_2 poate avea ambele sensuri.

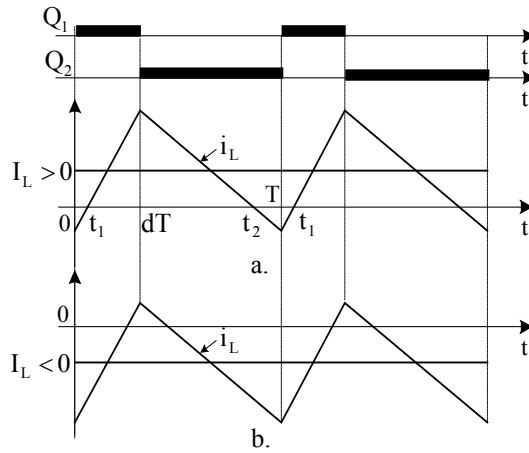


Fig. 3.27. Formele de undă ale semnalelor de comandă ale tranzistoarelor și curentilor prin inductor pentru: a) $I_L > 0$; b) $I_L < 0$.

3.6. Convertorul Čuk de curent continuu

Denumirea convertorului provine de la numele inventatorului său. Așa cum se va vedea în continuare, acest convertor păstrează caracteristica de reglaj a convertorului mixt, dar elimină neajunsurile convertoarelor anterioare, dispărând caracterul pulsatoriu al curenților de intrare și de ieșire.

Schema convertorului este dată în Fig. 3.28. Față de schemele anterioare, apar în plus un condensator și un inductor. Analiza convertorului va fi făcută în aceleași ipoteze simplificatoare, dar, în plus, se mai consideră că inductanțele L_1 și L_2 sunt suficient de mari, astfel încât curenții ce le străbat, I_1 și I_2 , să poată fi considerați constanți pe durata perioadei T . Tranzistorul Q se comandă ca și la convertoarele anterioare, menținându-se saturat pe intervalul $t \in [0, dT]$ și blocat pe intervalul $t \in [dT, T]$. Așadar vor trebui considerate din nou cele două intervale distincte de timp:

a. intervalul **I**, $t \in [0, dT]$. Tranzistorul Q conduce la saturație, iar dioda D va fi blocată, fiind polarizată invers de tensiunea d la bornele condensatorului C . În ipotezele simplificatoare menționate circuitul echivalent al convertorului, pentru acest interval de timp, va fi cel din Fig. 3.29, din care rezultă următoarele ecuații:

$$i_C = -I_2, \quad t \in [0, dT] \quad (3.74)$$

$$v_C = V_{CM} - \frac{I_2 t}{C} \quad t \in [0, dT] \quad (3.75)$$

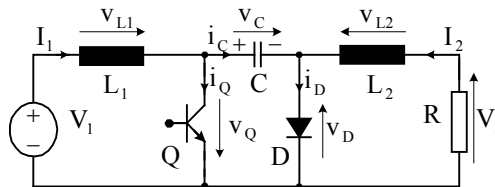


Fig. 3.28. Schema convertorului Čuk.

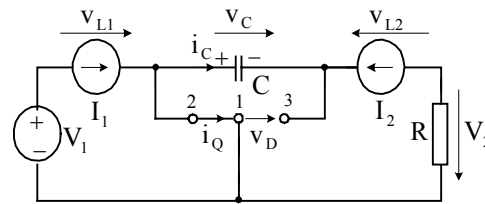


Fig. 3.29. Circuitul echivalent al convertorului Čuk pe intervalul **I**, $t \in [0, dT]$

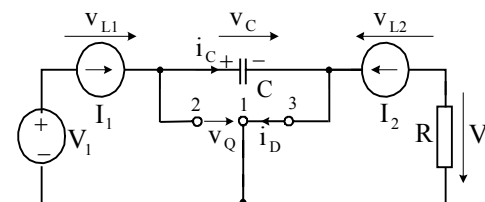


Fig. 3.30. Circuitul echivalent al convertorului Čuk pe intervalul **II**, $t \in [dT, T]$

$$i_Q = I_1 + I_2 \quad t \in [0, dT] \quad (3.76)$$

$$v_{L1} = V_1, \quad t \in [0, dT] \quad (3.77)$$

Particularizând relația (3.75) pentru $t = dT$, putem deduce ripplul tensiunii de la bornele condensatorului:

$$V_{Cm} = V_{CM} - \frac{I_2}{C} dT, \quad \Delta v_c = V_{CM} - V_{Cm} = \frac{dI_2}{fC} \quad (3.78)$$

b) intervalul **II**, $t \in [dT, T]$, iar curenții I_1 și I_2 nu se pot închide decât prin dioda D , care va conduce. Circuitul echivalent corespunzător celui de al doilea interval de timp va fi cel din Fig. 3.30, pe baza căruia se pot scrie relațiile:

$$i_C = I_1, \quad t \in [dT, T] \quad (3.79)$$

$$v_C = V_{Cm} + \frac{I_1}{C}(t - dT) \quad t \in [dT, T] \quad (3.80)$$

$$V_1 = v_{L1} + v_C, \quad v_{L1} = -(v_C - V_1) \quad t \in [dT, T] \quad (3.81)$$

$$i_Q = 0, \quad i_D = I_1 + I_2, \quad t \in [dT, T] \quad (3.82)$$

Pe baza relațiilor (3.74) - (3.82) au fost reprezentate în Fig. 3.31 formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului Čuk. Pentru a deduce caracteristica de reglaj a convertorului, folosim inițial ecuația:

$$I_{Cavr} = 0 \Rightarrow I_2 dT = I_1(1-d)T \Rightarrow \frac{I_1}{I_2} = \frac{d}{1-d} \quad (3.83)$$

scriind apoi egalitatea energiilor furnizate de sursa V_1 și disipată, în circuitul de sarcină într-o perioadă T :

$$V_1 I_1 T = V_2 I_2 T, \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{d}{1-d} \quad (3.84)$$

S-a obținut aceeași caracteristică de reglaj ca la convertorul mixt.

Cei doi curenți care străbat inductoarele L_1 și L_2 se calculează cu relația:

$$I_2 = \frac{V_2}{R} = \frac{d}{1-d} \frac{V_1}{R}, \quad I_1 = \frac{d}{1-d} I_2 = \left(\frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1}{R} \quad (3.85)$$

Curenții maximi repetitivi prin tranzistor și diodă sunt:

$$I_{QRM} = I_{DRM} = I_1 + I_2 = \frac{d}{1-d} \frac{V_1}{R} \left(1 + \frac{d}{1-d} \right) = \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} \quad (3.86)$$

Curentul mediu prin tranzistor este dat de relația:

$$I_{Qavr}T = (I_1 + I_2)dT$$

$$I_{Qavr} = \left(\frac{d}{1-d}\right)^2 \frac{V_1}{R} \quad (3.87)$$

iar curentul mediu prin diodă:

$$I_{Davr}T = (I_1 + I_2)(1-d)T$$

$$I_{Davr} = \frac{d}{1-d} \frac{V_1}{R} \quad (3.88)$$

Pentru deducerea solicitărilor în tensiune ale diodei și tranzistorului, trebuie să determinăm inițial tensiunea medie pe condensator V_C . În acest scop, ne folosim de forma de undă a tensiunii v_{L1} și de egalitatea $V_{L1avr} = 0$, care conduce la:

$$\begin{aligned} V_1 dT &= \\ &= (V_C - V_1)(1-d)T \\ V_C &= \frac{V_1}{1-d} \quad (3.89) \end{aligned}$$

Folosindu-ne și de ecuațiile (3.78) și (3.85), putem scrie în final:

$$\begin{aligned} V_{QRM} = V_{DRRM} = V_{CM} &= V_C + \frac{1}{2} \Delta v_C = \frac{V_1}{1-d} + \frac{dI_2}{2fC} = \\ &= \frac{V_1}{1-d} + \frac{d^2}{1-d} \frac{V_1}{2fRC} = \frac{V_1}{1-d} \left(1 + \frac{d^2}{2fRC}\right) \end{aligned} \quad (3.90)$$

Dacă primele trei convertoare foloseau transferul inductiv de energie, convertorul Čuk folosește transferul capacitiv de energie. Acest convertor se apropie, prin performanțe și prin ecuațiile care-i guvernează funcționarea, de un transformator ideal de curent continuu.

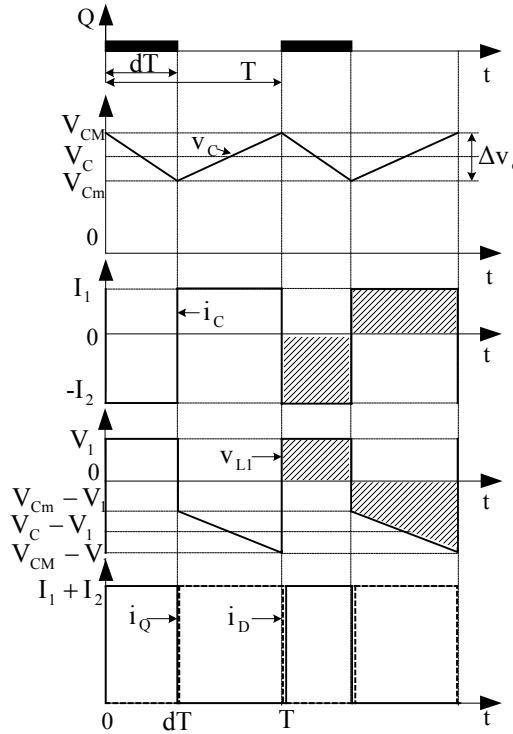


Fig. 3.31. Formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului Čuk.