

Capitolul 4

CONVERTOARE DE CURENT CONTINUU CU IZOLARE GALVANICĂ

4.1. Introducere

În foarte multe aplicații, și în special în cadrul surselor în comutație, se impune existența unei izolări galvanice între tensiunea de intrare și cea de ieșire. Această izolare se realizează prin intermediul unui transformator de înaltă frecvență de dimensiuni reduse.

Izolarea galvanică este necesară atât din motive de electrosecuritate, cât și din motive de compatibilitate electromagnetică. Prin această izolare, se evită ca potențialul ridicat față de pământ să ajungă la ieșirea care are potențial flotant și care poate fi și ea conectată la pământ din considerente de protecție. În ceea ce privește compatibilitatea electromagnetică prin izolare, se evită formarea unor bucle de masă supuse unor fluxuri magnetice variabile, care ar putea induce curenți de circulație total nedoriți și cu efecte perturbatoare.

Izolarea galvanică este benefică și în cazul când tensiunea de ieșire este mult diferită de cea de intrare. Utilizând un raport de transformare judicios, se poate face ca plaja de lucru a factorului de umplere al convertorului să fie optimă.

Izolarea galvanică este absolut necesară și în cazul surselor care trebuie să asigure mai multe tensiuni de ieșire, de valori apropiate sau diferite, care trebuie să alimenteze circuite complet separate galvanic.

Oricare din schemele convertoarelor prezentate în capitolul 3 poate fi modificată astfel încât să poată fi realizată cu izolare galvanică. Vom prezenta însă în acest capitol doar schemele cele mai folosite în practică.

4.2. Convertorul „ forward ” de curent continuu

Acesta este de fapt o variantă de convertor coborâtor cu separare galvanică. Schema convertorului este dată în Fig. 4.1. Transformatorul de înaltă frecvență, de separare galvanică, are 3 înfășurări n_1 , n'_1 și n_2 ($n_1 = n'_1$). Înfășurările n_1 și n'_1 trebuie să aibă un cuplaj magnetic foarte strâns și, din acest motiv, ele se realizează prin bobinare bifilară, trebuind să aibă același număr de spire.

Analiza convertorului se va face considerând din nou toate componentele de circuit ideale. Capacitatea C se va considera foarte mare, astfel încât tensiunea V_2 să poată fi presupusă constantă pe o perioadă T, iar în circuitul echivalent al transformatorului se va ține cont doar de inductanța de magnetizare a sa:

$$L_m = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (4.1)$$

în care \mathfrak{R} reprezintă reluctanța miezului transformatorului. În funcționarea convertorului trebuie considerate 3 intervale de timp distincte. Tranzistoarele se comandă să conducă la saturație pe intervalul $t \in [0, dT]$ și să fie blocate pe intervalul $t \in [dT, T]$.

a) intervalul I, $t \in [0, dT]$. Tranzistorul Q fiind saturat, tensiunea la bornele înfășurării n_1 are polaritatea fără paranteze și valoarea V_1 . Ținând cont de începuturi, tensiunile induse în înfășurările n'_1 și n_2 vor avea polaritatea fără paranteze și respectiv valorile V_1 și $\frac{n_2}{n_1} V_1$. Ca urmare, circuitul echivalent va fi cel din Fig. 4.2, iar pe baza sa se pot scrie relațiile:

$$v_L = \frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2, \quad t \in [0, dT] \quad (4.2)$$

$$i_L = I_{Lm} + \frac{1}{L} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) t = i_{D1}, \quad t \in [0, dT] \quad (4.3)$$

Dioda D_2 este blocată, fiind polarizată invers de tensiunea :

$$v_{D2} = V_{RRMD2} = \frac{n_2}{n_1} V_1, \quad t \in [0, dT] \quad (4.4)$$

iar dioda D_3 este, de asemeni, blocată fiind polarizată invers cu :

$$v_{D3} = V_{RRMD3} = 2V_1, \quad t \in [0, dT] \quad (4.5)$$

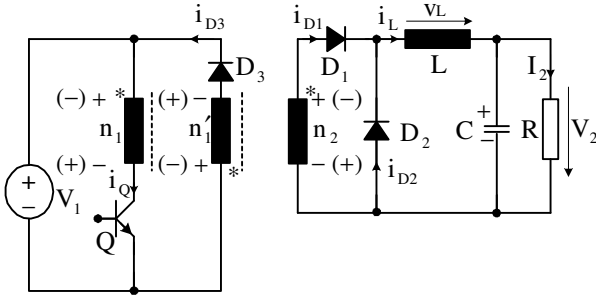


Fig. 4.1. Schema convertorului „forward”.

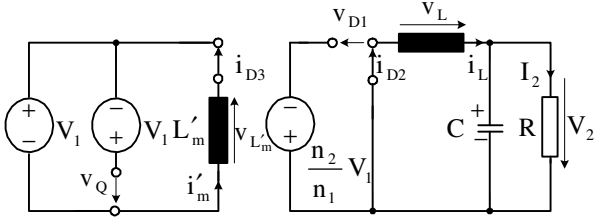


Fig. 4.2. Circuitul echivalent pentru interval I, $t \in [0, dT]$.

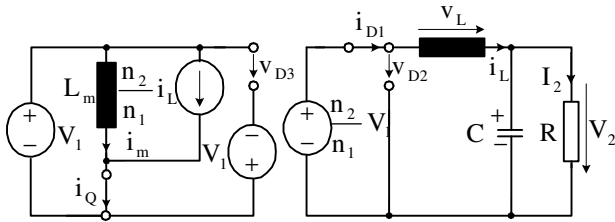


Fig. 4.3. Circuitul echivalent pentru interval II, $t \in [dT, 2dT]$.

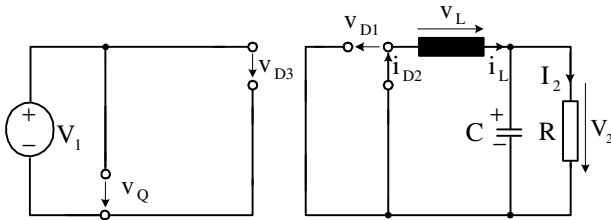


Fig. 4.4. Circuitul echivalent pentru intervalul III, $t \in [2dT, T]$.

Inductanței de magnetizare i se aplică tensiunea V_1 , deci va fi parcursă de curentul :

$$i_m = \frac{V_1}{L_m} t, (i_m)_{\max} = \frac{V_1}{L_m} dT, t \in [0, dT] \quad (4.6)$$

Întrucât înfășurarea secundară n_2 este parcursă de curentul i_L , curentul reflectat în înfășurarea primară va fi $\frac{n_2}{n_1} i_L$, astfel că prin tranzistor va trece curentul :

$$i_Q = i_m + \frac{n_2}{n_1} i_L = \frac{V_1}{L_m} t + \frac{n_2}{n_1} I_{Lm} + \frac{n_2}{n_1} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) \frac{t}{L}, t \in [0, dT] \quad (4.7)$$

b) intervalul **II**, $t \in [dT, 2dT]$. În momentul dT tranzistorul Q se comandă să comute invers și, ca urmare, tensiunile induse în înfășurările transformatorului își vor inversa polaritățile. Tensiunea indusă în n'_1 determină intrarea în conducție a diodei D_3 , tensiunea indusă în n_2 determină blocarea diodei D_1 , iar curentul menținut de inductanța L se va închide prin circuitul de sarcină și dioda D_2 . Ca urmare, circuitul echivalent corespunzător celui de al doilea interval de timp este cel din Fig. 4.3. Așadar, se pot scrie relațiile:

$$v_L = -V_2, t \in [dT, T] \quad (4.8)$$

$$i_L = I_{LM} - \frac{V_2}{L} (t - dT), t \in [dT, T] \quad (4.9)$$

$$v_{L'm} = -V_1; L'_m = L_m = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}}; i'_m = i_{D3} = \frac{V_1}{L_m} dT - \frac{V_1}{L_m} (t - dT) \quad (4.10)$$

Acum, se observă foarte clar rolul înfășurării n'_1 . Prin intermediul ei și al diodei D_3 , se realizează descărcarea energiei înmagazinate în miezul transformatorului. Dacă această înfășurare ar lipsi, la blocarea tranzistorului Q s-ar induce în înfășurări tensiuni de valori inacceptabil de mari.

Tensiunea care se aplică între colectorul și emitorul tranzistorului Q este:

$$v_Q = V_{QRM} = 2V_1, t \in [dT, 2dT] \quad (4.11)$$

iar tensiunea care se aplică diodei D_1 este:

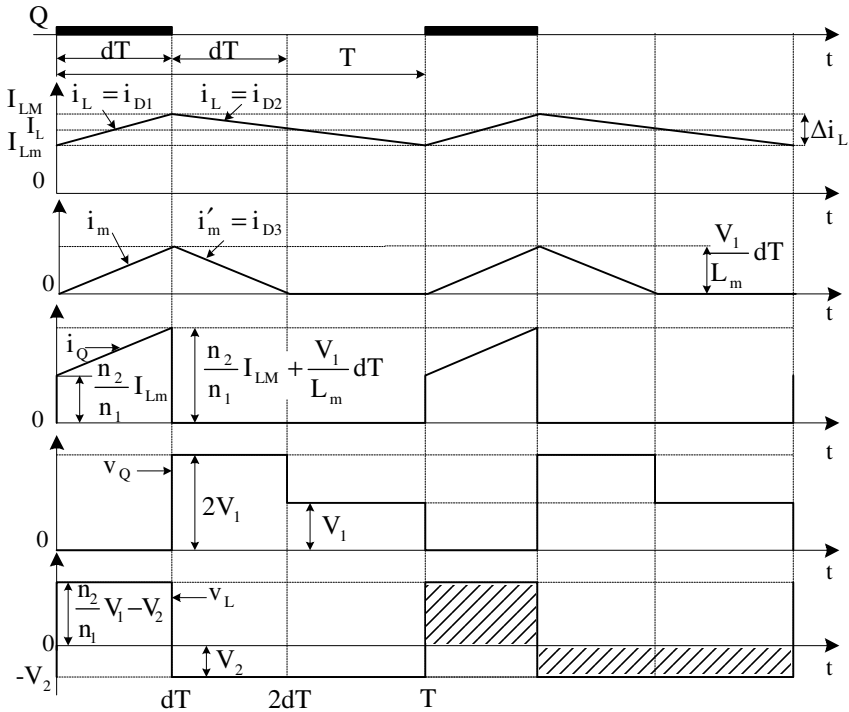


Fig. 4.5. Formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului forward.

$$v_{D1} = \frac{n_2}{n_1} V_1, \quad t \in [dT, 2dT] \quad (4.12)$$

c) intervalul **III**, $t \in [2dT, T]$. Din relația (4.10), se constată că, pentru $t = 2dT$, curentul de magnetizare se anulează ($i'_m = 0$). Începând cu acest moment nemaieexistând flux prin miez, toate tensiunile induse în înfășurările transformatorului se anulează, iar dacă rezistența acestora se consideră nulă, ele devin simple conexiuni. Se ajunge la circuitul echivalent din Fig. 4.4 pentru care :

$$v_Q = V_1, \quad v_{D3} = V_1, \quad v_{D1} = 0, \quad t \in [2dT, T] \quad (4.13)$$

Tensiunea v_L și curentul $i_L = i_{D2}$ vor continua să fie date de relațiile (4.8) și (4.9).

Pentru deducerea caracteristicii de reglaj a convertorului, se va folosi tot relația $V_{Lavr} = 0$, ceea ce echivalează cu egalitatea ariilor hașurate din Fig. 4.5, deci :

$$\left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) dT = V_2 (1-d) T, \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} d \quad (4.14)$$

Este relația întâlnită la convertorul coborător înmulțită cu raportul de transformare. Cum raportul de transformare $\frac{n_2}{n_1}$ poate fi oricât de mare,

denumirea de convertor coborător nu mai este adecvată. Denumirea de convertor „ forward ” provine din faptul că transferul de energie către circuitul de sarcină se face pe intervalul de timp pe care tranzistorul este comutat direct.

Întrucât curentul mediu prin condensatorul C este nul, curentul mediu prin inductorul L se va calcula cu relația :

$$I_L = I_2 = \frac{V_2}{R} = \frac{n_2}{n_1} \frac{dV_1}{R} \quad (4.15)$$

Riplul curentului prin inductor se obține din relația (4.3) prin particularizarea $t = dT$, $i_L = I_{LM}$:

$$\begin{aligned} I_{LM} &= I_{Lm} + \frac{1}{L} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - \frac{n_2}{n_1} dV_1 \right) dT \\ \Delta i_L &= I_{LM} - I_{Lm} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d(1-d)V_1}{Lf} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Curentul maxim repetitiv prin tranzistor se calculează cu relația :

$$\begin{aligned} I_{QRM} &= \frac{n_2}{n_1} I_L + \frac{n_2}{n_1} \frac{\Delta i_L}{2} + (i_m)_{\max} = \\ &= \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{dV_1}{R} + \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{d(1-d)V_1}{2Lf} + \frac{dV_1}{L_m f} \end{aligned} \quad (4.17)$$

iar curentul mediu prin tranzistor :

$$\begin{aligned} I_{Qavr} T &= \frac{n_2}{n_1} I_L dT + \frac{1}{2} (i_m)_{\max} dT \\ I_{Qavr} &= \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{d^2 V_1}{R} + \frac{d^2 V_1}{2L_m} = d^2 V_1 \left[\left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{1}{R} + \frac{1}{2L_m} \right] \end{aligned} \quad (4.18)$$

iar solicitarea în tensiune a tranzistorului este $2V_1$, conform (4.11).

Solicitările în curent și în tensiune pentru dioda D_1 sunt:

$$I_{D1RM} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{n_2}{n_1} \frac{dV_1}{R} + \frac{n_2}{n_1} \frac{d(1-d)V_1}{2Lf} = \frac{n_2}{n_1} dV_1 \left(\frac{1}{R} + \frac{1-d}{2Lf} \right) \quad (4.19)$$

$$I_{D1avr} = dI_L = \frac{n_2}{n_1} \frac{d^2 V_1}{R} \quad (4.20)$$

$$V_{D1RRM} = \frac{n_2}{n_1} V_1 \quad (4.21)$$

Solicitarea în curent pentru dioda D_2 este:

$$I_{D2RM} = I_{D1RM} = \frac{n_2}{n_1} dV_1 \left(\frac{1}{R} + \frac{1-d}{2Lf} \right) \quad (4.22)$$

$$I_{D2avr} = (1-d)I_L = \frac{n_2}{n_1} \frac{d(1-d)V_1}{R} \quad (4.23)$$

iar solicitarea în tensiune este dată de relația (4.4).

Solicitările în curent ale diodei D_3 sunt :

$$I_{D3RM} = (i_m)_{\max} = \frac{V_1}{L_m} dT \quad (4.24)$$

$$I_{D3avr} T = \frac{1}{2} (i_m)_{\max} dT, \quad I_{D3avr} = \frac{V_1 d^2}{2L_m} \quad (4.25)$$

Solicitarea în tensiune a diodei D_3 este $2V_1$, conform (4.5).

Din formele de undă din Fig. 4.5 se constată că, pentru a se asigura demagnetizarea miezului, factorul de umplere maxim este 0,5. În realitate, ținând cont și de timpii de comutație necesari,

factorul de umplere se limitează la valoarea :

$$d_{\max} = 0,45 \quad (4.26)$$

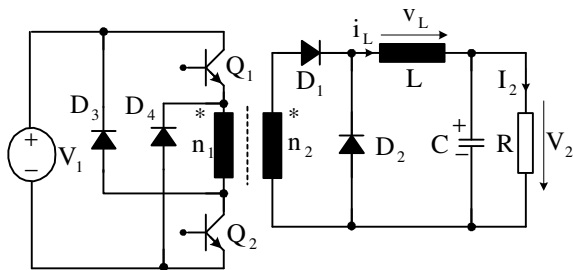


Fig. 4.6. Convertor „ forward ” cu două tranzistoare.

O altă observație se referă la modul cum utilizează miezul magnetic convertorul forward. Analizând forma de undă a curentului i_m se constată că avem de-a face cu o excitație unidirecțională a miezului magnetic, când funcționarea acestuia se face numai în cadranul I al caracteristicii B-H. Deci, utilizarea miezului este slabă.

O variantă de convertor „ forward ” al cărui transformator necesită doar două înfășurări este prezentată în Fig. 4.6. În acest caz, descărcarea energiei înmagazinate în miezul magnetic se realizează tot prin intermediul înfășurării primare n_1 . Pentru aceasta, au fost necesare două tranzistoare Q_1 și Q_2 și două diode D_3 și D_4 . Circuitul secundar este identic cu cel al convertorului anterior și, ca urmare, solicitările în curent și în tensiune ale diodelor D_1 și D_2 vor fi date de aceleași relații (4.19) – (4.23) și (4.4).

Tranzistoarele Q_1 și Q_2 se comandă simultan, să conducă la saturație pe intervalul $t \in [0, dT]$ și să fie blocate pe intervalul $t \in [dT, T]$. Pentru ambele tranzistoare, solicitările în curent rămân cele date de relațiile (4.17), (4.18).

Diodele D_3 și D_4 sunt blocate fiind polarizate invers de tensiunea V_1 .

Pe intervalul $t \in [dT, 2dT]$, conduc diodele D_3 și D_4 și se produce transferul energiei înmagazinate în miezul magnetic către sursa V_1 . Solicitățile în curent ale diodelor D_3 și D_4 sunt aceleași ca ale diodei D_3 de la schema anterioară și se vor calcula cu relațiile (4.24), (4.25). Cât timp conduc cele două diode, tensiunile colector-emitor pe cele două tranzistoare sunt egale cu V_1 , deci:

$$V_{Q1RM} = V_{Q2RM} = V_1, \quad V_{D3RRM} = V_{D4RRM} = V_1 \quad (4.27)$$

În circuitul primar, față de schema anterioară, se folosesc două tranzistoare și două diode, deci un număr dublu de componente, dar solicitările în tensiune sunt de două ori mai mici. În plus, transformatorul nu are decât două înfășurări.

4.3. Convertorul în contratimp sau push – pull

Acesta este o altă variantă de convertor coborâtor (buck) cu separare galvanică, schema sa fiind prezentată în Fig. 4.7. Atât primarul, cât și secundarul transformatorului de înaltă frecvență, de separare galvanică se realizează cu priză mediană.

Cele două tranzistoare se comandă să conducă la saturație alternativ, câte unul în fiecare semiperioadă, pe un interval de timp egal cu dT . Așadar, funcționarea convertorului va trebui urmărită pe 4 intervale de timp distincte.

a) intervalul **I**, $t \in [0, dT]$. Tranzistorul Q_1 se comandă să conducă la saturație, iar Q_2 este blocat.

Tensiunile de la bornele înfășurărilor vor avea polarități fără paranteze. Tensiunea indusă pe n'_2 polarizează direct dioda D_2 care intră în conducție. Dioda D_1 rămâne blocată, fiind polarizată invers cu tensiunea :

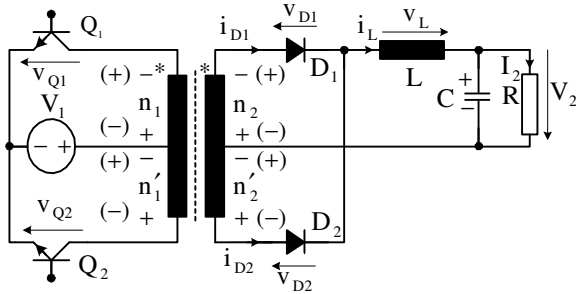


Fig. 4.7. Convertorul în contratimp sau push – pull.

$$V_{D1RRM} = 2 \frac{n_2}{n_1} V_1, \quad t \in [0, dT] \quad (4.28)$$

Circuitul echivalent al convertorului este cel din Fig. 4.8.

Tensiunea pe inductorul L are valoarea :

$$v_L = \frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2, \quad t \in [0, dT] \quad (4.29)$$

iar curentul prin inductor, ca și prin dioda D_2 , este :

$$i_L = i_{D2} = I_{Lm} + \frac{1}{L} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) t, \quad t \in [0, dT] \quad (4.30)$$

Curentul i_L se va reflecta în primar cu valoarea $\frac{n_2}{n_1} i_L$.

Considerând circuitul echivalent al transformatorului format numai din inductanța de magnetizare L_m ,

$$L_m = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (4.31)$$

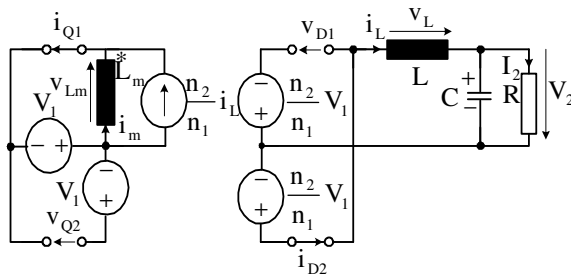


Fig. 4.8. Circuitul echivalent al convertorului pe interval I, $t \in [0, dT]$

\mathfrak{R} reprezentând reluctanța circuitului magnetic al transformatorului, curentul de colector al tranzistorului Q_1 va fi :

$$i_{Q1} =$$

$$= i_m + \frac{n_2}{n_1} i_L$$

$$t \in [0, dT]$$

$$(4.32)$$

Tensiunea la bornele inductanței de magnetizare L_m fiind V_1 , curentul de magnetizare, i_m , se va calcula cu relația:

$$i_m = -I_m + \frac{V_1}{L_m} t, t \in [0, dT]$$

$$(4.33)$$

Introducând (4.30) și (4.33) în (4.32), obținem :

$$i_{Q1} = -I_m + \frac{V_1}{L_m} t + \frac{n_2}{n_1} I_{Lm} + \frac{n_2}{n_1} \frac{1}{L} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) t,$$

$$t \in [0, dT]$$

$$(4.34)$$

Valoarea maximă a curentului de magnetizare I_m se obține din (4.33) prin particularizarea $t = dT$, $i_m = I_m$,

$$I_m = \frac{V_1}{2L_m} dT$$

$$(4.35)$$

Din circuitul din Fig.

4.8, se constată că între colectorul și emitorul tranzistorului Q_2 apare o tensiune :

$$V_{Q2RM} = 2V_1$$

$$(4.36)$$

Ripul curentului prin inductor se deduce din (4.30) făcând particularizarea $t = dT$:

$$I_{LM} = I_{Lm} + \frac{1}{L} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) dT$$

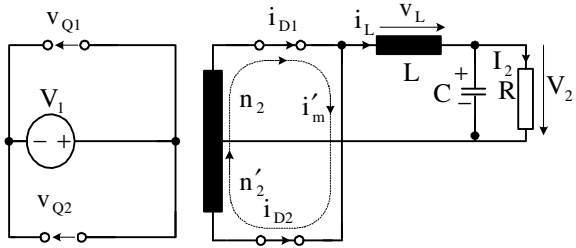


Fig. 4.9. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul II,

$$t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right].$$

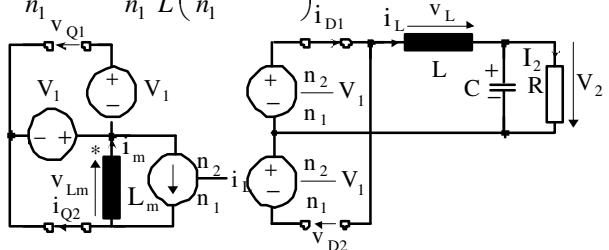


Fig. 4.10. Circuitul echivalent al convertorului pe intervalul III,

$$t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right].$$

$$\Delta i_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{d}{Lf} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) \quad (4.37)$$

b) intervalul **II**, $t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right]$. Pe acest interval, ambele tranzistoare se

comandă să rămână blocate. Inductanța L menține circulația curentului i_L , care se va închide prin circuitul de sarcină și înfășurările transformatorului.

Totodată, circuitul fiind simetric, curentul i_L se va distribui uniform către cele două diode, astfel că ambele se vor găsi în conducție. Deci, înfășurările n_2 și n'_2 sunt

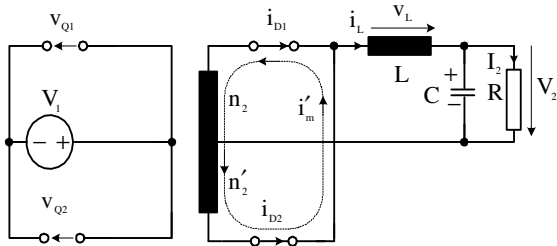


Fig. 4.11. Circuitul echivalent al convertorului pe

intervalul **IV**, $t \in \left[\frac{T}{2} + dT, T \right]$.

conectate în scurtcircuit și, ca urmare, tensiunea pe toate înfășurările va fi nulă.

Se formează circuitul echivalent din Fig. 4.9, în care se observă foarte clar traseul de închidere a curentului de magnetizare i'_m . Deoarece tensiunea de pe cele două înfășurări este nulă, avem:

$$2L'_m \frac{di'_m}{dt} = 0 \Rightarrow i'_m = \text{const.} \quad t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right] \quad (4.38)$$

Valoarea curentului i'_m se obține din conservarea fluxului prin miez, adică:

$$n_1 I_m = 2n_2 i'_m, \quad i'_m = \frac{n_1}{2n_2} I_m = \frac{n_1}{2n_2} \frac{V_1}{2L_m} dT = \frac{n_1}{n_2} \frac{dV_1}{4L_m f}, \quad t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right] \quad (4.39)$$

Tensiunea la bornele inductorului L este :

$$v_L = -V_2, \quad t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right] \quad (4.40)$$

deci curentul prin inductor va fi dat de relația :

$$i_L = I_{LM} - \frac{V_2}{L} (t - dT), \quad t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right] \quad (4.41)$$

Conform observației anterioare și circuitului echivalent din Fig. 4.9, rezultă următoarele expresii ale curenților prin diode :

$$i_{D1} = \frac{1}{2}i_L + i'_m = \frac{1}{2}I_{LM} - \frac{V_2}{2L}(t-dT) + \frac{n_1}{n_2} \frac{dV_1}{4L_m f}, t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right] \quad (4.42)$$

$$i_{D2} = \frac{1}{2}i_L - i'_m = \frac{1}{2}I_{LM} - \frac{V_2}{2L}(t-dT) - \frac{n_1}{n_2} \frac{dV_1}{4L_m f}, t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right] \quad (4.43)$$

Tensiunile colector – emitor ale celor două tranzistoare sunt:

$$v_{Q1} = v_{Q2} = V_1, t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right] \quad (4.44)$$

c) intervalul **III**, $t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right]$. Pe acest interval, se comandă să

conducă la saturație tranzistorul Q_2 , iar tranzistorul Q_1 rămâne blocat. Tensiunile pe înfășurările transformatorului au acum polaritățile din paranteză, deci dioda D_1 începe să conducă, iar dioda D_2 rămâne blocată, fiind polarizată invers de tensiunea:

$$v_{D2RRM} = 2 \frac{n_2}{n_1} V_1, t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right] \quad (4.45)$$

Circuitul echivalent al convertorului este cel din Fig. 4.10. Tensiunea la bornele inductorului L are din nou valoarea dată de (4.29), iar curentul prin inductor, ca și curentul prin dioda D_1 , este cel dat de (4.30), doar că intervalul de timp este acum $t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right]$.

Tensiunea la bornele inductanței de magnetizare fiind acum:

$$v_{Lm} = -V_1, t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right] \quad (4.46)$$

curentul de magnetizare va fi dat de relația :

$$i_m = I_m - \frac{V_1}{L_m} \left(t - \frac{T}{2} \right), t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right] \quad (4.47)$$

Curentul de colector al tranzistorului Q_2 va fi:

$$i_{Q2} = -i_m + \frac{n_2}{n_1} i_L =$$

$$= -I_m + \frac{V_1}{L_m} \left(t - \frac{T}{2} \right) + \frac{n_2}{n_1} I_{LM} + \frac{n_2}{n_1} \frac{1}{L} \left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) \left(t - \frac{T}{2} \right),$$

$$t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right] \quad (4.48)$$

De fapt, se obține aceeași formă de undă ca a curentului i_{Q1} de pe intervalul **I**. Tensiunea colector – emitor ce se aplică tranzistorului Q_1 este:

$$V_{Q1RM} = 2V_1, \quad t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right] \quad (4.49)$$

d) intervalul **IV**, $t \in \left[\frac{T}{2} + dT, T \right]$. Din nou, ambele tranzistoare se

comandă să rămână blocate, iar curentul inductorului i_L , distribuindu-se egal pe cele două diode va determina conducția lor simultană. Se formează circuitul echivalent din Fig. 4.11, care se deosebește de cel din Fig. 4.9 doar prin sensul de închidere a curentului i'_m . Valoarea acestui curent este tot cea dată de (4.39). Și curentul prin inductor va fi tot cel dat de (4.41), doar că intervalul de timp este modificat. Curenții prin diode vor fi acum:

$$i_{D1} = \frac{1}{2} i_L - i'_m = \frac{1}{2} I_{LM} - \frac{V_2}{2L} \left(t - \frac{T}{2} - dT \right) - \frac{n_1}{n_2} \frac{dV_1}{4L_m f}, \quad t \in \left[\frac{T}{2} + dT, T \right]$$

$$(4.50)$$

$$i_{D2} = \frac{1}{2} i_L + i'_m = \frac{1}{2} I_{LM} - \frac{V_2}{2L} \left(t - \frac{T}{2} - dT \right) + \frac{n_1}{n_2} \frac{dV_1}{4L_m f}, \quad t \in \left[\frac{T}{2} + dT, T \right]$$

$$(4.51)$$

Pe baza relațiilor specifice celor 4 intervale de timp, s-au dat, în Fig. 4.12, formulele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului în contratimp.

Deoarece $V_{Lavr} = 0$, ariile hașurate în forma de undă a tensiunii v_L sunt egale, deci:

$$\left(\frac{n_2}{n_1} V_1 - V_2 \right) dT = V_2 \left(\frac{T}{2} - dT \right), \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} 2d \quad (4.52)$$

Spre deosebire de convertorul coborât, în caracteristica de reglaj a convertorului în contratimp intervin atât raportul de transformare, cât și factorul de umplere amplificat cu 2, dar:

$$d_{\max} = 0,45 \quad (4.53)$$

Deoarece curentul mediu printr-un condensator ideal în regim permanent este nul, valoarea medie a curentului prin inductor este:

$$I_L = I_2 = \frac{V_2}{R} = \frac{n_2}{n_1} \frac{2dV_1}{R} \quad (4.54)$$

Introducând (4.52) în (4.37), obținem următoarea expresie a riplului

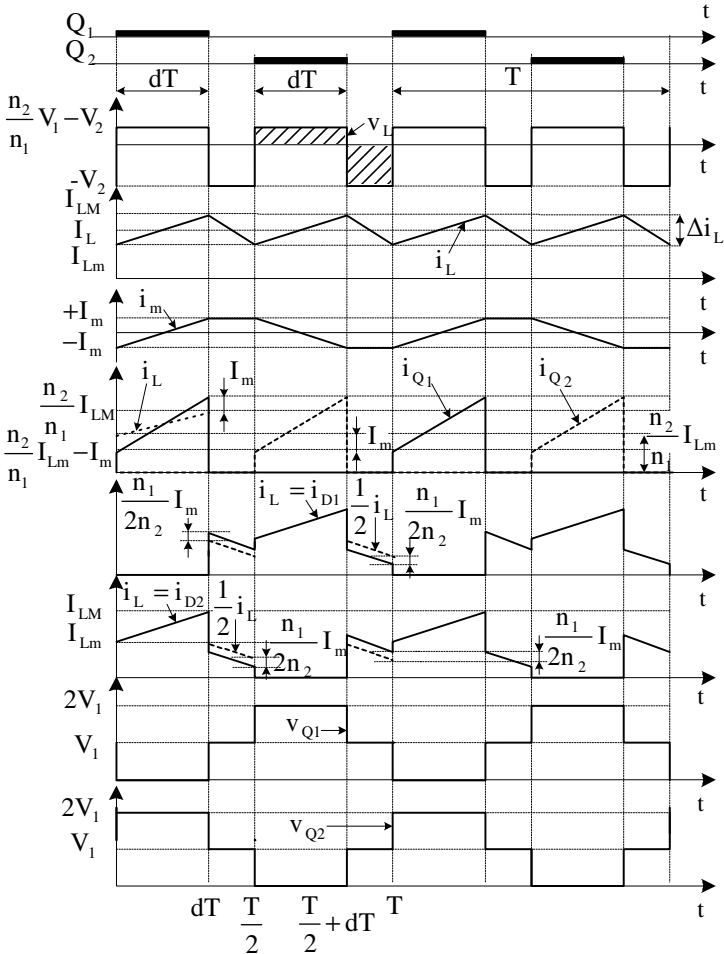


Fig. 4.12. Formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului în contratimp.

curentului prin inductanță:

$$\Delta i_L = \frac{n_2}{n_1} d(1-2d) \frac{V_1}{Lf} \quad (4.55)$$

care admite un maxim pentru $d = \frac{1}{4}$ de valoare:

$$(\Delta i_L)_{\max} = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_1}{8Lf} \quad (4.56)$$

Ultimele două relații pot fi folosite pentru dimensionarea inductanței L.

Curenții maximi repetitivi prin diode sunt:

$$I_{D1RM} = I_{D2RM} = I_{LM} + i'_M = I_L + \frac{1}{2} \Delta i_L + i'_m, \quad (4.57)$$

$$I_{D1RM} = I_{D2RM} = \frac{n_2}{n_1} dV_1 \left(\frac{2}{R} + \frac{1-2d}{2Lf} + \frac{1}{4L_m f} \right)$$

iar curenții medii:

$$I_{D1avr} = I_{D2avr} = \frac{3}{2} dI_L = \frac{n_2}{n_1} \frac{3d^2 V_1}{R} \quad (4.58)$$

Tensiunile inverse maxime repetitive ce se aplică diodelor:

$$V_{D1RRM} = V_{D2RRM} = 2 \frac{n_2}{n_1} V_1 \quad (4.59)$$

Curenții maximi repetitivi prin tranzistoare sunt:

$$I_{Q1RM} = I_{Q2RM} = \frac{n_2}{n_1} I_{LM} + I_m = \frac{n_2}{n_1} \left(I_L + \frac{1}{2} \Delta i_L \right) + I_m \quad (4.60)$$

$$I_{Q1RM} = I_{Q2RM} = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 dV_1 \left(\frac{2}{R} + \frac{1-2d}{2L_m f} \right) + \frac{dV_1}{2L_m f}$$

iar valorile medii ale curenților de colector ai tranzistoarelor sunt date de relația:

$$I_{Q1avr} = I_{Q2avr} = dI_L = \frac{n_2}{n_1} \frac{2d^2 V_1}{R} \quad (4.61)$$

Tensiunea maximă repetitivă pe tranzistoare este $2V_1$. În circuitele practice, se conectează și două diode antiparalele pe tranzistoare care au rolul de a asigura o cale de circulație a curentului datorat fluxului de scăpări al transformatorului.

Diferențele interne între cele două secțiuni ale transformatorului și între parametrii tranzistoarelor conduc la un dezechilibru al curenților de

colector maximi repetitivi, care pot fi eliminat utilizând un reglaj al curentului prin tranzistoare (current mode control). Analizând forma de undă a curentului de magnetizare i_m din Fig. 4.12 se constată că, la convertorul în contratimp există o utilizare mult mai bună a miezului magnetic al transformatorului, deoarece se folosește excitația bidirecțională, când funcționarea se face în cadranele I și III ale caracteristicii B-H.

4.4. Convertorul în punte și în punte semicomandată

Schema convertorului în punte este dată în Fig. 4.13. Denumirea convertorului provine din faptul că primarul transformatorului se conectează la sursa V_1 prin intermediul unei punți de tranzistoare. Circuitul secundar este identic cu cel al convertorului în contratimp. De fapt, și funcționarea este asemănătoare. Prin folosirea unui număr dublu de tranzistoare, poate exista o singură înfășurare primară, evitându-se neajunsurile legate de diferențele dintre cele două secțiuni.

Pe intervalul $t \in [0, dT]$, tranzistoarele Q_1 și Q_2 se comandă să conducă la saturație, Q_3 și Q_4 se mențin blocate, iar pe înfășurările transformatorului apar tensiuni cu polaritatea fără paranteze. În circuitul secundar, conduce dioda D_1 , iar D_2 , este blocată fiind polarizată invers. Tensiunile colector-emitor pe tranzistoarele Q_3 și Q_4 sunt:

$$V_{Q3RM} = V_{Q4RM} = V_1 \quad (4.62)$$

Se observă că solicitarea în tensiune a tranzistoarelor este jumătate din valoarea existentă la convertorul în contratimp.

Pe intervalul $t \in [dT, \frac{T}{2}]$, toate tranzistoarele sunt blocate și conduc

ambele diode D_1 și D_2 , iar pe intervalul $t \in [\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT]$ se comandă să conducă la saturație tranzistoarele Q_3 și Q_4 iar Q_1 și Q_2 rămân blocate. Acum, tensiunile pe înfășurările transformatorului au polaritățile din paranteze, deci în

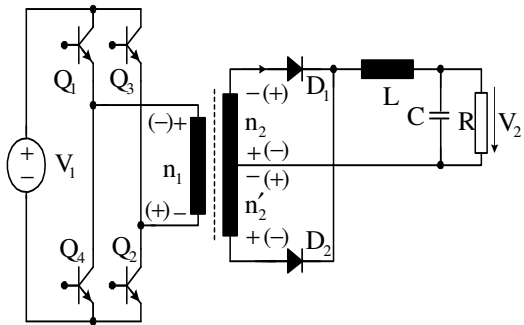


Fig. 4.13. Schema convertorului în punte.

circuitul secundar va conduce dioda D_2 și va fi blocată dioda D_1 . Tensiunile colector – emitor ce se aplică tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sunt:

$$V_{Q1RM} = V_{Q2RM} = V_1 \quad (4.63)$$

În fine, pe intervalul $t \in \left[\frac{T}{2} + dT, T \right]$, din nou sunt blocate toate tranzistoarele

și conduc D_1 și D_2 , apoi funcționarea se repetă. Solicitățile în tensiune și în curent ale diodelor D_1 și D_2 sunt aceleași ca la convertorul în contratimp. Solicitățile în curent ale tranzistoarelor $Q_1 - Q_4$ sunt aceleași ca ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 de la convertorul în contratimp. Și caracteristica de reglaj a convertorului în punte este aceeași ca la convertorul în contratimp:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} 2d, \quad d_{\max} = 0,45 \quad (4.64)$$

Dezavantajul convertorului în punte este acela că folosește 4 tranzistoare, iar 2 câte 2 se comandă simultan, ceea ce complică într-o măsură schema de comandă. Avantajele convertorului provin din faptul că este necesară o singură înfășurare primară și că solicitările în tensiune ale tranzistoarelor nu depășesc valoarea V_1 , deci jumătate din solicitarea în tensiune a tranzistoarelor convertorului în contratimp.

Schema convertorului în semipunte este dată în Fig. 4.14. Denumirea convertorului provine din faptul că doar un braț al punții este realizat cu tranzistoare, celălalt braț fiind un divizor capacitiv realizat cu două condensatoare de capacitați egale:

$$C_1 = C_2 \quad (4.65)$$

Tensiunile la bornele celor două condensatoare vor fi deci egale cu $\frac{V_1}{2}$.

Tranzistoarele Q_1 și Q_2 se comandă exact ca la convertorul în contratimp.

Astfel, pe intervalul $t \in [0, dT]$, Q_1 conduce la saturație și Q_2 este blocat, tensiunile pe înfășurările transformatorului vor avea polaritățile fără paranteze, deci va conduce dioda D_2 , dar, spre deosebire de convertorul în contratimp și în punte, pe o înfășurare cu n_1 spire se

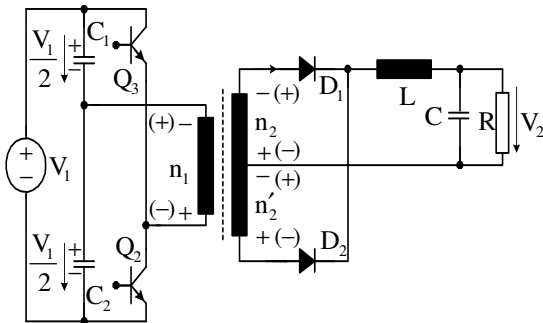


Fig. 4.14. Schema convertorului în semipunte.

va aplica tensiunea $\frac{V_1}{2}$ și nu V_1 . În rest, funcționarea rămâne neschimbată.

Caracteristica de reglaj a convertorului este:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} 2d, \quad d_{\max} = 0,45 \quad (4.66)$$

Pentru a obține aceeași tensiune la bornele sarcinii, V_2 , la același factor de umplere, d , raportul de transformare $\frac{n_2}{n_1}$ trebuie să fie dublu, deci solicitările în

tensiune, ca și în curent, ale diodelor D_1 și D_2 rămân aceleași ca în cazul convertoarelor în contratimp și în punte. Solicitățile în tensiune ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sunt:

$$V_{Q1RM} = V_{Q2RM} = V_1 \quad (4.67)$$

dar, pentru aceeași putere transmisă sarcinii, solicitările în curent ale tranzistoarelor sunt practic duble decât în cazul convertoarelor în contratimp și în punte.

Avantajul convertorului în semipunte constă în faptul că se folosesc doar două tranzistoare. În final, mai facem observația că atât la convertorul în punte, cât și la convertorul în semipunte se folosește excitația bidirecțională a miezului, deci, ca și la convertorul în contratimp, utilizarea miezului este bună.

4.5. Convertorul fly – back

Acest convertor este, de fapt, convertorul mixt cu separare galvanică. Schema sa este dată în Fig. 4.15, în varianta cu o singură înfășurare secundară. Tranzistorul Q se comandă să conducă la saturație pe intervalul $t \in [0, dT]$ și să fie blocat pe intervalul $t \in [dT, T]$. Așadar, funcționarea convertorului trebuie analizată pe două intervale distincte de timp.

a) intervalul I , $t \in [0, dT]$. Deoarece Q conduce la saturație, presupunând aceleași condiții simplificatoare, pe înfășurarea n_1 se va aplica tensiunea V_1 cu polaritatea fără paranteze. În înfășurarea n_2 , se va induce o tensiune cu polaritatea fără paranteze, de valoare $\frac{n_2}{n_1} V_1$. Dioda D , fiind

polarizată invers, va fi blocată și se formează circuitul echivalent din Fig. 4.16, în care inductanțele cuplate magnetic L_1 și L_2 au valorile:

$$L_1 = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}}, \quad L_2 = \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}} \quad (4.68)$$

\mathfrak{R} , fiind reluctanța circuitului magnetic. Tensiunile la bornele inductanțelor au valorile :

$$\begin{aligned} v_{L1} &= V_1 \\ v_{L2} &= \frac{n_2}{n_1} V_1 \\ t &\in [0, dT] \end{aligned} \quad (4.69)$$

deci tensiunea inversă aplicată diodei are valoarea:

$$\begin{aligned} v_D &= v_{L2} + V_2 = \\ &= \frac{n_2}{n_1} V_1 + V_2 \\ t &\in [0, dT] \end{aligned} \quad (4.70)$$

Curentul prin tranzistor este dat de relația:

$$\begin{aligned} i_Q &= i_{L1} = \\ &= I_{Qm} + \frac{V_1}{L_1} t \end{aligned} \quad (4.71)$$

b) intervalul **II**, $t \in [dT, T]$. În momentul dT , tranzistorul se comandă să comute invers și tensiunile induse în înfășurările n_1 și n_2 vor avea polaritățile din paranteză. Tensiunea de pe înfășurarea n_2 determină polarizarea directă și intrarea în conducție a diodei D, astfel că circuitul echivalent al convertorului va fi cel din Fig. 4.17, pe baza căruia putem scrie relațiile:

$$v_{L2} = -V_2, v_{L1} = -\frac{n_1}{n_2} V_2 \quad t \in [dT, T] \quad (4.72)$$

Curentul prin diodă este :

$$i_D = i_{L2} = I_{DM} - \frac{V_2}{L_2} (t - dT) \quad t \in [dT, T] \quad (4.73)$$

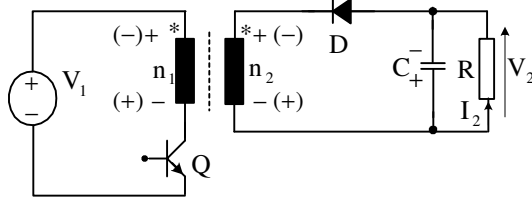


Fig. 4.15. Schema convertorului fly – back.

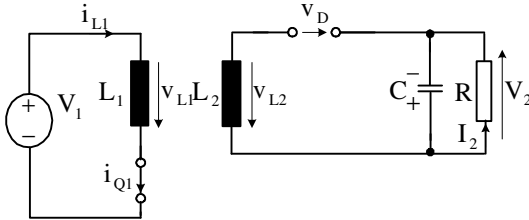


Fig. 4.16. Circuitul echivalent al convertorului fly – bak pe intervalul $t \in [0, dT]$

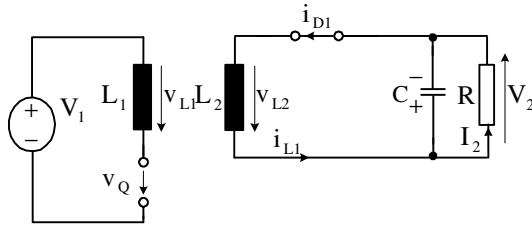


Fig. 4.17. Circuitul echivalent al convertorului fly – bak pe intervalul $t \in [dT, T]$

Între colectorul și emitorul tranzistorului Q, se va aplica tensiunea:

$$V_{QRM} = V_1 - v_{L1} = V_1 + \frac{n_1}{n_2} V_2, \quad t \in [dT, T] \quad (4.74)$$

Pe baza relațiilor (4.69) – (4.73) s-au reprezentat în Fig. 4.18 formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului fly – back. Ariile hașurate în forma de undă a tensiunii v_{L1} sunt egale, deoarece valoarea medie a acestei tensiuni este nulă:

$$V_1 dT = \frac{n_1}{n_2} V_2 (1-d) T$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \quad (4.75)$$

S-a obținut aceeași caracteristică de reglaj ca la convertorul mixt, dar amplificată cu raportul numărului de spire. Aplicând principiul conservării fluxului prin miez în momentele dT și T , rezultă relațiile:

$$n_1 I_{QM} = n_2 I_{DM}, \quad \frac{I_{QM}}{I_{DM}} = \frac{n_2}{n_1}, \quad \frac{I_{Qm}}{I_{Dm}} = \frac{n_2}{n_1}, \quad \frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{n_2}{n_1} \quad (4.76)$$

Energia furnizată de sursa V_1 într-o perioadă T este:

$$W_1 = V_1 I_{Qavr} T = V_1 d I_{L1} T \quad (4.77)$$

iar energia disipată în circuitul de sarcină în aceeași perioadă este :

$$W_2 = \frac{V_2^2}{R} T = \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1^2}{R} T \quad (4.78)$$

Componentele circuitului fiind presupuse fără pierderi cele două energii vor fi egale, deci:

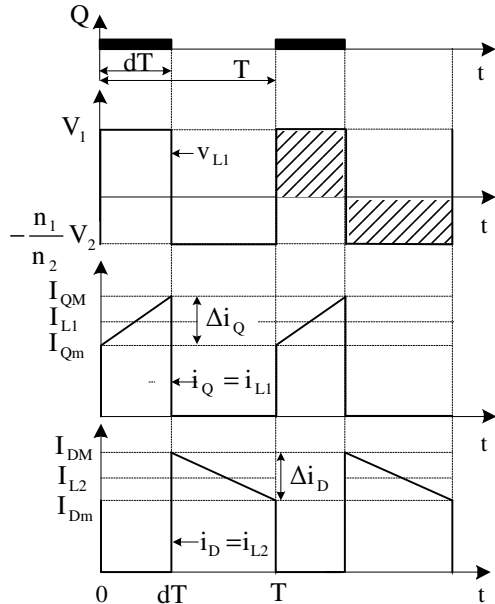


Fig. 4. 18. Formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului fly-back.

$$V_1 dI_{L1} T = \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1^2}{R} T, \quad I_{L1} = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} \quad (4.79)$$

Ripul curentului prin tranzistor se obține din (4.71) prin particularizarea $t = Dt$, $i_Q = I_{QM}$:

$$\begin{aligned} I_{QM} &= I_{Qm} + \frac{V_1}{L_1} dT \\ \Delta i_Q &= I_{QM} - \\ -I_{Qm} &= \frac{dV_1}{L_1 f}. \end{aligned} \quad (4.80)$$

Așadar, solicitările în curent ale tranzistorului sunt:

$$\begin{aligned} I_{QRM} &= I_{L1} + \frac{1}{2} \Delta i_Q = \\ &= \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} + \\ &+ \frac{dV_1}{2Lf} \end{aligned}$$

(4.81)

$$I_{Qavr} = dI_{L1} = \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1}{R} \quad (4.82)$$

Solicitarea în tensiune a tranzistorului se obține introducând (4.75) în (4.74):

$$V_{QRM} = V_1 + \frac{d}{1-d} V_1 = \frac{V_1}{1-d} \quad (4.83)$$

Solicitările în curent ale diodei sunt:

$$I_{DRM} = I_{DM} = \frac{n_1}{n_2} I_{QRM} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} + \frac{n_1}{n_2} \frac{dV_1}{2Lf} \quad (4.84)$$

$$I_{Davr} = (1-d)I_{L2} = (1-d) \frac{n_1}{n_2} I_{L1} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \frac{V_1}{R} \quad (4.85)$$

Solicitarea în tensiune a diodei se obține folosind relațiile (4.70) și (4.75):

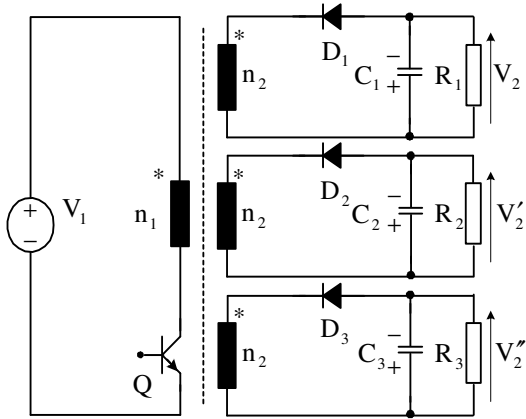


Fig. 4.19. Schema convertorului fly-back cu 3 tensiuni de ieșire.

$$V_{DRRM} = \frac{n_2}{n_1} V_1 + V_2 = \frac{n_2}{n_1} V_1 \left(1 + \frac{d}{1-d} \right) = \frac{n_2}{n_1} \frac{V_1}{1-d} \quad (4.86)$$

Se constată că solicitările componentelor în tensiune și în curent cresc foarte mult pe măsură ce d se apropie de 1.

Așa cum s-a observat din funcționarea, convertorul fly-back folosește excitația unidirecțională a miezului, ceea ce conduce la o utilizare slabă a acestuia.

Convertorul fly-back poate furniza mai multe tensiuni de ieșire, de valori diferite, separate galvanic între ele. Schema unui convertor cu 3 tensiuni de ieșire este dată în Fig. 4.19. De fapt, convertorul se recomandă a fi utilizat tocmai în acele aplicații care necesită mai multe tensiuni de ieșire, de valori ridicate, având însă curenți de sarcină relativ reduși. Se observă că se folosesc atâtea înfășurări secundare, diode și condensatoare, câte tensiuni de ieșire sunt necesare. Evident:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d}, \quad \frac{V_2'}{V_1} = \frac{n_2'}{n_1} \frac{d}{1-d}, \quad \frac{V_2''}{V_1} = \frac{n_2''}{n_1} \frac{d}{1-d} \quad (4.87)$$

4.6. Convertorul Čuk cu separare galvanică

Schema convertorului este dată în Fig. 4.20. Se constată că, în afara transformatorului, mai este necesar un al doilea condensator C_2 . Și în acest caz, funcționarea trebuie analizată pe două intervale de timp.

a) intervalul **I**, $t \in [0, dT]$. Tranzistorul Q este comandat să conducă la saturație, deci pe înfășurarea primară n_1 va apărea tensiunea v_{C1} cu polaritatea fără paranteze. Ținând cont de începuturile înfășurărilor, în n_2 se va induce o tensiune cu polaritatea fără paranteze, de valoare $\frac{n_2}{n_1} v_{C1}$. Dioda D va fi pol

arizată invers și va fi blocată. Folosind aceleași ipoteze simplificatoare ca la convertorul Čuk fără separare galvanică, se constată că înfășurarea n_2 este parcursă de curentul constant I_2 . Ca urmare, în înfășurarea n_1 , se va reflecta curentul $\frac{n_2}{n_1} I_2$. Neglijând și inductanța de magnetizare a transformatorului,

circuitul echivalent va fi cel din Fig. 4.21. Pe baza sa, se pot scrie relațiile:

$$i_{C1} = -\frac{n_1}{n_2} I_2, \quad t \in [0, dT] \quad (4.88)$$

$$v_{L1} = V_1, \quad t \in [0, dT] \quad (4.89)$$

$$v_{C1} = V_{C1M} - \frac{n_2}{n_1} \frac{I_2 t}{C_1}, t \in [0, dT] \quad (4.90)$$

$$i_{C2} = -I_2 t \in [0, dT] \quad (4.91)$$

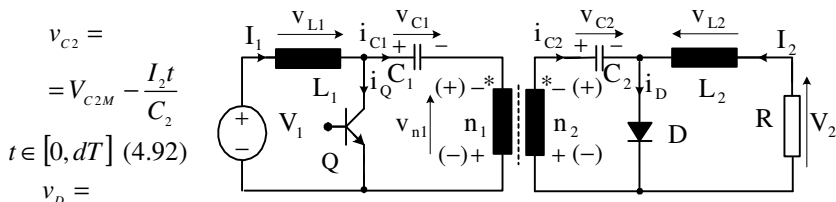


Fig. 4.20. Schema convertorului Čuk cu separare galvanică.

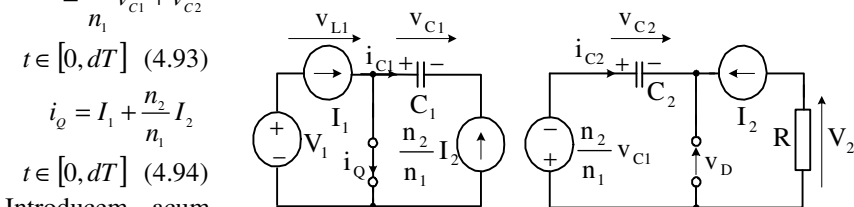


Fig. 4.21. Circuitul echivalent al convertorului pe interval $t \in [0, dT]$

Introducem acum notația:

$$v_c =$$

$$= \frac{n_1}{n_2} v_{C2} + v_{C1} \quad (4.95)$$

iar relația (4.93) devine:

$$v_D = \frac{n_2}{n_1} v_c$$

$$t \in [0, dT] \quad (4.96)$$

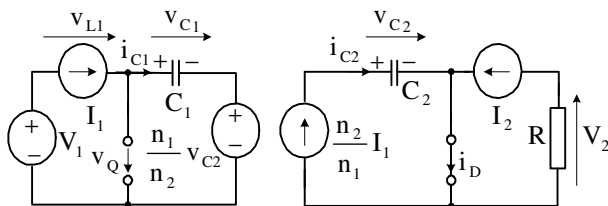


Fig. 4.22. Circuitul echivalent al convertorului pe interval $t \in [dT, T]$

Riplurile

tensiunilor v_{C1} și v_{C2} , notate cu Δv_{C1} și Δv_{C2} , se pot deduce din relațiile (4.90) și (4.92), folosind particularizarea $t = dT$:

$$v_{C1m} = V_{C1M} - \frac{n_2}{n_1} \frac{I_2 dT}{C_1}, \Delta v_{C1} = V_{C1M} - V_{C1m} = \frac{n_2}{n_1} \frac{dI_2}{C_1 f} = \frac{n_2}{n_1} \frac{dI_2}{C_1 Rf} \quad (4.97)$$

$$v_{C2m} = V_{C2M} - \frac{n_2}{n_1} \frac{I_2 dT}{C_2} \quad \Delta v_{C2} = V_{C2M} - V_{C2m} = \frac{dV_2}{RC_2 f} \quad (4.98)$$

b) intervalul II, $t \in [dT, T]$ În momentul dT , tranzistorul Q se comandă să comute invers, iar curentul I_2 , menținut de inductanța L_2 , se va închide prin dioda D și rezistența de sarcină R. Ca urmare, tensiunea v_{C2} apare la bornele înfășurării n_2 cu polaritatea din paranteze, inducând în n_1 tensiunea $\frac{n_1}{n_2} v_{C2}$ cu polaritatea din paranteze. Pe de altă parte, curentul I_1 se închide prin înfășurarea n_1 . Deci, în înfășurarea secundară n_2 , se va reflecta curentul $\frac{n_1}{n_2} i_1$.

Va rezulta pentru acest al doilea interval de timp circuitul echivalent din Fig. 4.22. Din acesta se obțin relațiile:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I_1 \\ t \in [dT, T] \quad (4.99) \\ v_{L1} &= \\ &= V_1 - \frac{n_2}{n_1} v_{C2} - v_{C1} = \\ &= -(v_C - V_1) \\ t \in [dT, T] \quad (4.100) \end{aligned}$$

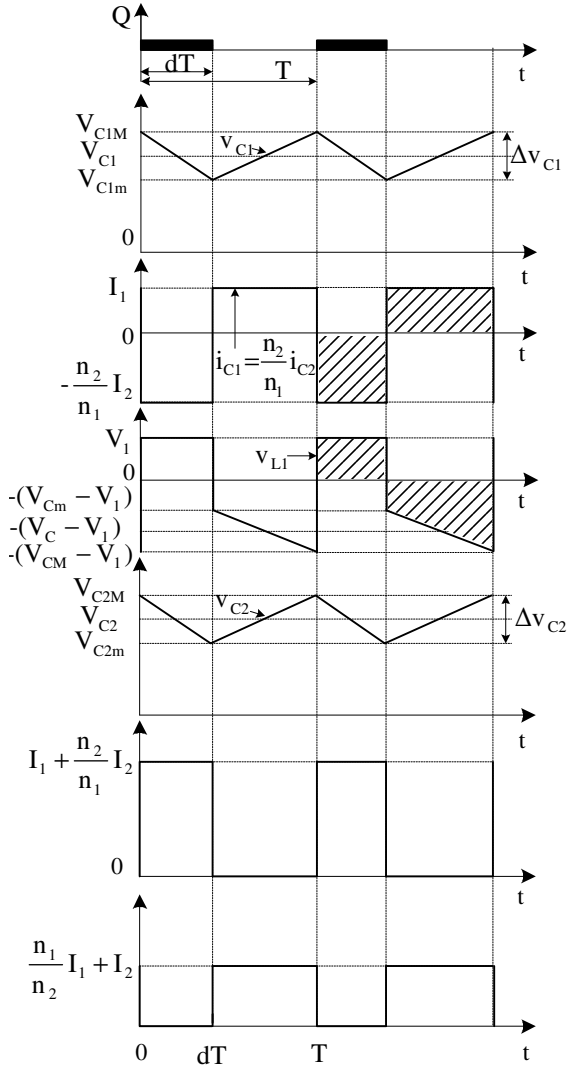


Fig. 4.23. Formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului Čuk cu separare galvanică.

$$v_{C1} = V_{C1M} + \frac{I_1}{C_1}(t - dT) \quad t \in [dT, T] \quad (4.101)$$

$$i_{C1} = \frac{n_2}{n_1} I_1, \quad t \in [dT, T] \quad (4.102)$$

$$v_{C2} = V_{C2m} + \frac{n_2}{n_1} \frac{I_1}{C_2}(t - dT), \quad t \in [dT, T] \quad (4.103)$$

$$i_D = \frac{n_1}{n_2} I_1 + I_2, \quad t \in [dT, T] \quad (4.104)$$

$$v_Q = \frac{n_1}{n_2} v_{C2} + v_{C1} = v_C, \quad t \in [dT, T] \quad (4.105)$$

Pe baza relațiilor (4.88) – (4.105), au fost reprezentate în Fig. 4.23 formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea acestui convertor. Întrucât curentul mediu printr-un condensator ideal este nul, ariile hașurate din forma de undă a curentului i_{C1} sunt egale, deci:

$$\frac{n_2}{n_1} I_2 dT = I_1(1-d)T, \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \quad (4.106)$$

Scriind egalitatea energiilor furnizate de sursa V_1 și disipate în circuitul de sarcină într-o perioadă T :

$$V_1 I_1 T = V_2 I_2 T, \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \quad (4.107)$$

Caracteristica de reglaj a convertorului Čuk cu separare galvanică este aceeași ca a convertorului fly-back, adică a convertorului mixt cu separare galvanică.

Curenții de sarcină și de la intrare sunt :

$$I_2 = \frac{V_2}{R} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \frac{V_1}{R} \quad (4.108)$$

$$I_1 = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} I_2 = \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1}{R} \quad (4.109)$$

Curenții maximi repetitivi prin tranzistor și diodă au valorile (Fig. 4.23):

$$I_{QRM} = I_1 + \frac{n_2}{n_1} I_2 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} \quad (4.110)$$

$$I_{DRM} = I_2 + \frac{n_1}{n_2} I_1 = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} \quad (4.111)$$

Valorile medii ale curenților prin tranzistor și prin diodă sunt:

$$I_{Qavr} = dI_{ORM} = \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{d}{1-d} \right)^2 \frac{V_1}{R} \quad (4.112)$$

$$I_{Davr} = (1-d)I_{DRM} = \frac{n_2}{n_1} \frac{d}{(1-d)^2} \frac{V_1}{R} \quad (4.113)$$

Pentru a deduce solicitările în tensiune a tranzistorului, folosim relația (4.105):

$$\begin{aligned} V_{ORM} &= V_{C1M} + \frac{n_1}{n_2} V_{C2M} = V_{C1} + \frac{n_1}{n_2} V_{C2} + \frac{1}{2} \Delta v_{C1} + \frac{n_1}{2n_2} \Delta v_{C2} = \\ &= V_C + \frac{1}{2} \left(\Delta v_{C1} + \frac{n_1}{n_2} \Delta v_{C2} \right) \end{aligned} \quad (4.114)$$

Întrucât tensiunea medie pe inductanța L_1 este nulă, ariile hașurate din forma de undă v_{L1} din Fig. 4.23 sunt egale, deci:

$$V_1 dT = (V_C - V_1)(1-d)T, \quad V_C = \frac{V_1}{1-d} \quad (4.115)$$

Introducând (4.113) în (4.97) și (4.98) avem:

$$\Delta v_{C1} + \frac{n_1}{n_2} \Delta v_{C2} = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \frac{d^2}{1-d} \frac{V_1}{RC_1 f} + \frac{d^2}{1-d} \frac{V_1}{RC_2 f} \quad (4.116)$$

Din ultimele trei relații rezultă:

$$V_{ORM} = \frac{V_1}{1-d} \left[1 + \frac{d^2}{2Rf} \left(\frac{n_2^2}{n_1^2} \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \right] \quad (4.117)$$

Solicitarea în tensiune a diodei se obține din (4.93):

$$\begin{aligned} V_{DRRM} &= \frac{n_2}{n_1} V_{C1M} + V_{C2M} = \frac{n_2}{n_1} V_{ORM} \\ V_{DRRM} &= \frac{n_2}{n_1} \frac{V_1}{1-d} \left[1 + \frac{d^2}{2Rf} \left(\frac{n_2^2}{n_1^2} \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.118)$$

În mod deosebit, trebuie remarcat faptul că, spre deosebire de convertorul fly-back, valorile medii ale curenților prin înfășurările transformatorului sunt nule. Așadar, convertorul Čuk cu separare galvanică folosește excitația bidirecțională a miezului magnetic, ceea ce permite o reducere substanțială a dimensiunilor acestuia.

4.7. Circuite integrate specializate în comanda convertoarelor de curent continuu

Convertoarele de curent continuu fiind folosite la realizarea surselor în comutație, utilizarea lor a devenit destul de largă, iar integrarea circuitelor de comandă specializate în comanda lor s-a impus cu stringență. Există numeroase firme specializate pentru acest tip de comenzi printre care amintim Siemens, Unitrode, Motorola, S G S Thomson. De regulă, aceste circuite sunt circuite complexe capabile să realizeze numeroase funcții de comandă și protecție, cele mai importante fiind:

- generarea impulsurilor de comandă care asigură comutația tranzistoarelor din circuitul de forță al convertorului;
- modificarea factorului de umplere, d , a impulsurilor de comandă în funcție de valoarea unei tensiuni;
- generarea unei tensiuni de referință, stabilizată termic, care să se utilizeze la realizarea buclei de control pentru stabilizarea tensiunii de la ieșirea sursei în comutație;
- existența unui regulator electronic sub forma unui amplificator de eroare cu câștig ajustabil și cu posibilitatea realizării unei compensări în frecvență pentru a asigura stabilitatea buclei de control. Regulatorul este folosit pentru stabilizarea tensiunii de ieșire;
- posibilitatea prescrierii prin componente periferice a valorii maxime a factorului de umplere d_{\max} .

În afara funcțiilor de bază, integratele mai pot asigura și alte funcții cum ar fi :

- asigurarea unei porniri liniare pentru evitarea șocului de curent din momentul conectării la rețea;
- protecție la suprasarcină și supratensiune;
- protecție la scăderea tensiunii de alimentare a integratului sub o anumită valoare critică;
- protecție la defectarea circuitului de reacție;
- protecție la saturarea miezului transformatorului de separare galvanică.

Este, de asemeni, de dorit ca circuitul integrat să poată asigura și alte funcții cum ar fi:

- posibilitatea asigurării unei tensiuni de ieșire independente de variația tensiunii de intrare ;
- telecomandă de conectare și deconectare prin nivel de tensiuni compatibile logic;
- posibilitatea sincronizării externe a momentului de comutare.

Toate funcțiile enumerate mai sus sunt asigurate de integratul TDA-1060, produs de firma Siemens, care poate fi folosit pentru comanda convertoarelor de c.c. coborâtoare sau mixte și care va fi prezentat în continuare.

Pentru o înțelegere mai bună a rolurilor blocurilor componente, se dă în Fig. 4.24 schema bloc a unui convertor de c.c. și a circuitului de comandă aferent astfel conceput încât să mențină constantă tensiunea V_2 de la bornele sarcinii.

În principiu, este un sistem de reglare automată a tensiunii de ieșire, care modifică factorul de umplere al semnalului de comandă al tranzistorului comutator d , astfel încât să se păstreze constantă tensiunea de ieșire.

Factorul de umplere, d este determinat de blocul modulator al impulsurilor în durată (MID). Frecvența f a semnalului de comandă este fixată de generatorul de tensiune în dinți de fierăstrău. Blocul MID transformă această tensiune într-un semnal rectangular cu un factor de umplere care depinde de tensiunea furnizată de amplificatorul de eroare. Astfel, dacă tensiunea de ieșire scade, de exemplu, va crește tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare, factorul de umplere d va crește și în convertor tensiunea de ieșire va fi mărită, revenind la valoarea prescrisă din tensiunea de referință V_{ref} .

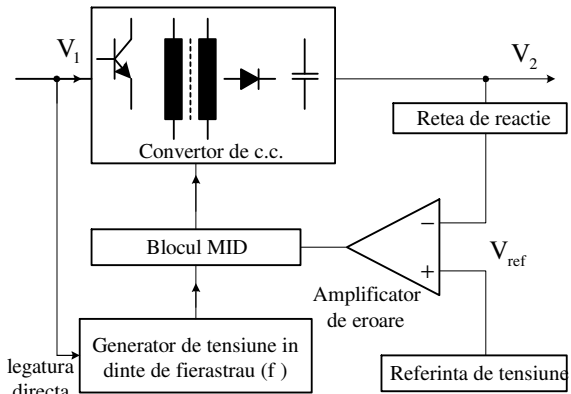


Fig. 4.24. Schema bloc a convertorului și circuitului de comandă pentru a menține tensiunea de ieșire constantă.

Se mai remarcă existența unei legături directe între tensiunea de intrare în convertorul „feed forward” și generatorul tensiunii în dinți de fierăstrău. Acțiunea tensiunii de intrare V_1 constă în modificarea formei de undă a generatorului, care va determina o modificare a factorului d și, implicit, a tensiunii V_2 astfel încât tensiunea V_2 să rămână constantă la variațiile tensiunii de intrare V_1 . Mai în amănunt, dacă, de exemplu, tensiunea de intrare V_1 crește, factorul de umplere d va scădea și reciproc. Faptul că tensiunea de ieșire V_2 este practic constantă la variația tensiunii V_1 ușurează mult obținerea stabilității amplificatorului de eroare, care poate asigura parametri dinamici performanți.

În Fig. 4.25, este dată schema bloc a integratului TDA-1060. Se constată că toate etajele care apar în schema bloc din Fig. 4.24 sunt integrate. În plus, integratul mai conține:

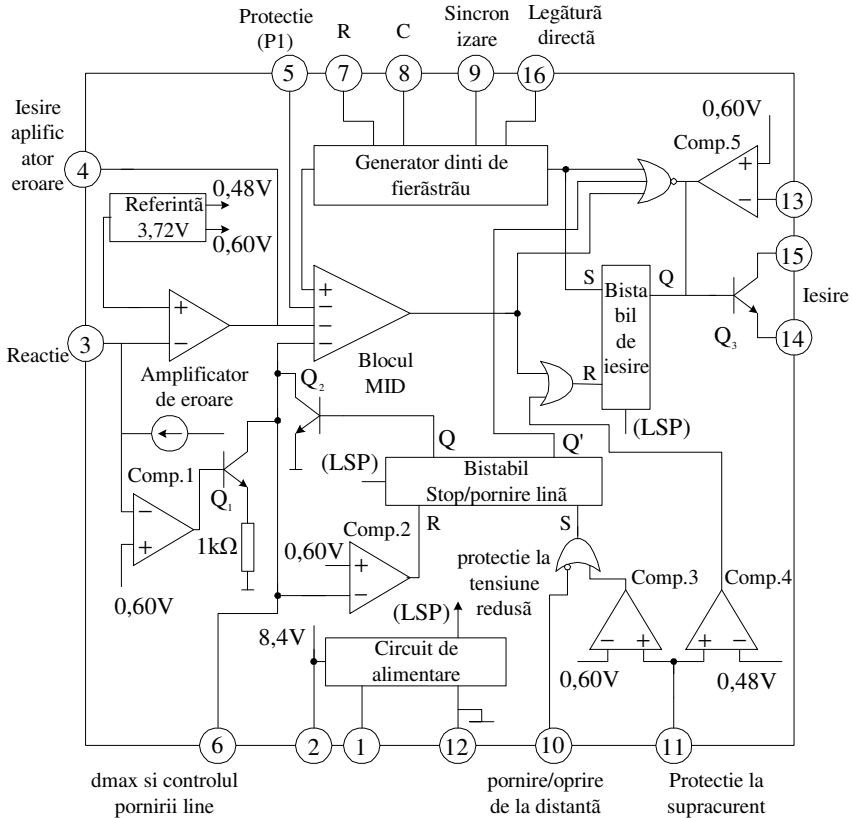


Fig. 4.25. Schema bloc a circuitului integrat TDA-1060.

- un circuit de alimentare, care este, de fapt, un stabilizator tensiune/curent și care alimentează integratul. Circuitul generează și un semnal LSP(low supply protection), care este folosit pentru înhibarea impulsurilor de acționare de la ieșire în cazul când tensiunea de alimentare a integratului devine prea mică. Tensiunea stabilizată este disponibilă și în exterior la pinii 2 și 12;
- sursă de referință stabilizată termic care asigură 3 nivele de tensiune: 3,72V, 0,48V și 0,60V;
- buclă de control autoprotejată. Dacă se întrerupe circuitul de reacție factorul de umplere al impulsurilor de ieșire este redus la zero. Dacă se

realizează un scurtcircuit pe calea de reacție, factorul de umplere al impulsurilor de ieșire se va reduce la o valoare d_0 , care poate fi setată prin periferice;

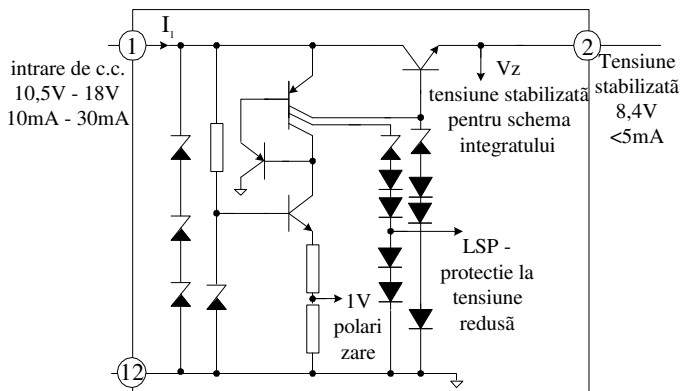


Fig. 4.26. Schema electronică a circuitului de alimentare a integratului.

- o legătură directă între tensiunea de la intrarea convertorului de curent continuu și generatorul în dinți de ferăstrău, care păstrează constantă tensiunea de ieșire la variația tensiunii de intrare, permițând utilizarea unui transformator de izolare galvanică de dimensiuni minime și ușurând prescripțiile pentru bucla de curent principală;

- acces direct la intrarea blocului MID (pinul 5) care permite folosirea unei bucle de control separate, de exemplu în funcționarea la curent constant;

- setarea precisă a factorului maxim de umplere, d_{max} , foarte importantă la convertoarele forward, push-pull, punte și semipunte;

- asigurarea unei porniri line prin creșterea gradată a factorului de umplere pentru reducerea vârfurilor de curent prin tranzistorul comutator;

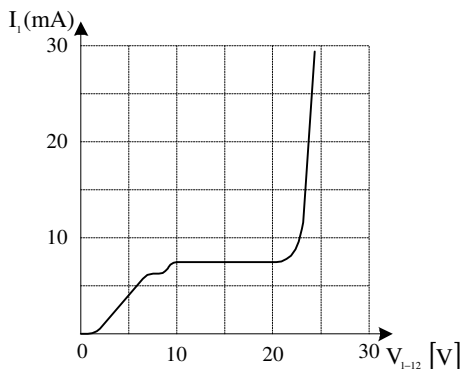


Fig.4.27. Caracteristica de intrare curent – tensiune a circuitului de alimentare al integratului.

- posibilitatea pornirii și opririi de la distanță;
- impulsurile de acționare sunt furnizate prin intermediul unui bistabil de ieșire, care evită oscilațiile pe front;
- înhibarea imediată a impulsurilor de acționare de la ieșire în cazul unei creșteri a tensiunii V_2 , sau la saturarea miezului transformatorului.

Vom prezenta în continuare principalele etaje componente ale integratului și modul în care intervenim în funcționarea de ansamblu a convertorului de curent continuu.

În Fig. 4.26 este dată schema *circuitului de alimentare*, iar în Fig. 4.27 caracteristica sa curent – tensiune. Circuitul este, de fapt, un stabilizator parametric de tensiune continuă cu element de control serie, care poate fi alimentat atât în tensiune, cât și în curent, așa cum rezultă din caracteristica de intrare a circuitului. Sursa de tensiune trebuie să asigure, între pinii 1 și 12, tensiuni cuprinse între 10,5V și 18V. Dacă alimentarea se face în curent, curentul de intrare trebuie să fie între 10 mA și 30 mA.

Dacă tensiunea între pinii 1 și 12 scade sub 9,5V semnalul LSP cade la zero producând resetarea bistabilelor de ieșire și de oprire și pornire liniară. Tranzistorul etajului de ieșire va rămâne blocat. Tensiunea stabilizată de 8,4V este disponibilă și la pinul 2, pentru un consum maxim de 5 mA și poate fi folosită pentru setarea precisă a factorului de umplere maxim.

Amplificator-ul de eroare a buclei de curent principale,

(Fig. 4.28) este un amplificator operațional cu un câștig în buclă deschisă, A_0 , de 60dB. Tensiunea de referință este aplicată la intrarea neinversoare, iar tensiunea de la ieșirea convertorului de curent continuu, V_2 , divizată corespunzător, se aplică la

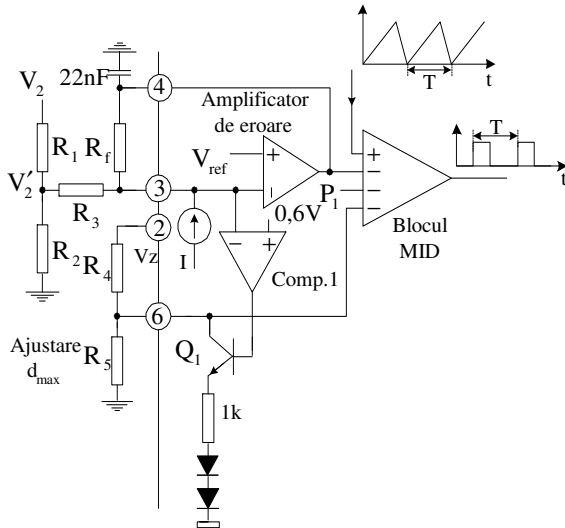


Fig. 4.28. Schema amplificatorului de eroare și circuitul de autoprotecție la defectarea circuitului de reacție.

intrarea inversoare prin intermediul rezistorului R_3 . Câștigul în buclă închisă al amplificatorului se determină prin rezistența R_f , fiind dat de relația:

$$A_f = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \quad \beta = \frac{R_3}{R_f} \quad (4.119)$$

Compensarea externă în frecvență a amplificatorului se realizează cu condensatorul de 22 nF. Bineînțeles că se mai poate introduce rețele de deplasare de fază în partea de reacți pentru a asigura stabilitatea buclei de control.

Integratul TDA-1060 a fost conceput astfel încât să evite o funcționare anormală a convertorului în cazul unor defecțiuni care apar pe calea de reacție. Cele mai frecvente defecțiuni sunt întreruperea legăturii de reacție și scurtcircuitarea la masă a acestei legături .

În cazul întreruperii legăturii de reacție, rezistența R_1 devine infinită. Potențialul de la pinul 3 scade foarte mult, iar amplificatorul de eroare va furniza către blocul MID un potențial ridicat, determinând creșterea factorului de umplere d și implicit o valoare prea mare pentru V_2 . Această funcționare anormală se evită prin existența sursei interne de curent I , care, în această situație, se închide prin R_3 și R_2 , producând o creștere semnificativă a potențialului pinului 3. În consecință, tensiunea furnizată de amplificatorul de eroare se reduce semnificativ. Dacă valoarea rezistenței R_3 este mai mare de 470 k Ω , tensiunea furnizată de amplificator scade sub nivelul minim al dintelui de ferăstrău, iar factorul de umplere se va reduce la zero.

În cazul scurtcircuitării la masă a legăturii de reacție, potențialul pinului 3 devine egal cu zero, efectul fiind, de asemenea, o creștere a factorului de umplere a semnalului de comandă a tranzistorului comutator. Aceeași situație apare și dacă se produce un scurtcircuit la bornele sarcinii, când creșterea factorului de umplere ar putea conduce la distrugerea tranzistorului comutator al convertorului. Evitarea funcționării anormale se face prin circuitul comparator Comp.1. Dacă potențialul pinului 3 scade sub valoarea 0,6V Comp.1 comută și ieșirea sa saturează pe Q_1 . Prin aceasta rezistorul de 1k Ω apare conectat în paralel cu R_5 , potențialul pinului 6 scade, producând limitarea factorului de umplere la valoarea d_0 , așa cum se observă din Fig. 4.29.

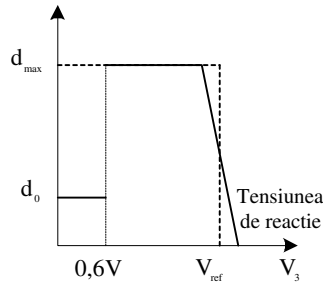


Fig. 4.29. Variația factorului de umplere d cu în funcție de tensiunea V_3 corespunzătoare pinul 3 .

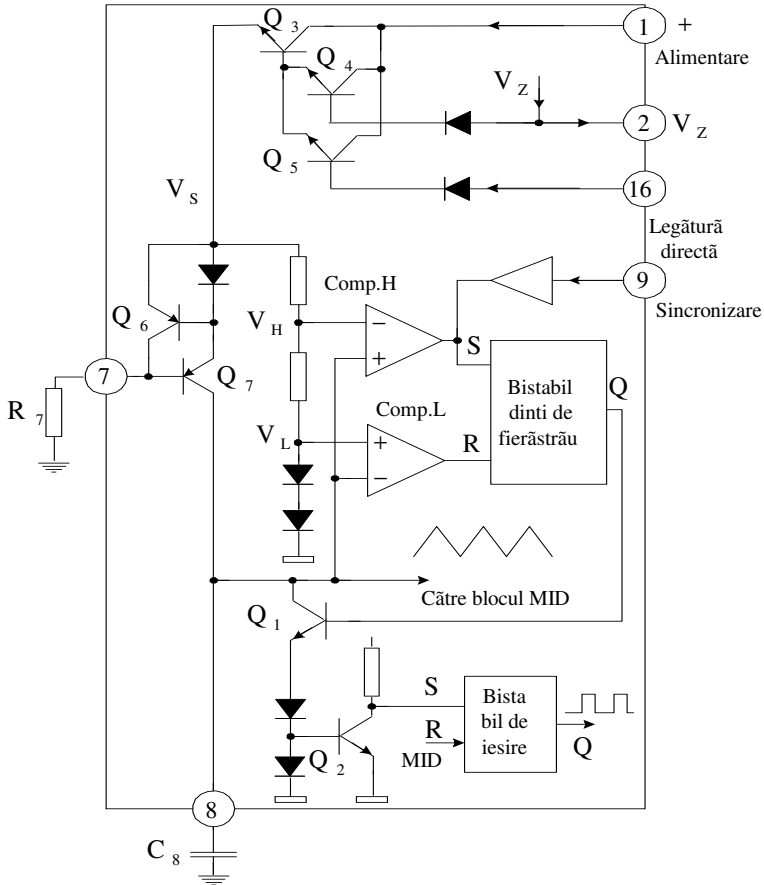


Fig. 4.30. Schema generatorului în dinți de ferăstrău.

Schema *generatorului în dinți de ferăstrău* este reprezentată în Fig. 4.30. Aceasta generează o tensiune având forma de undă în rampă, care urmează să fie comparată în blocul MID cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare. Frecvența semnalului în dinți de ferăstrău și, implicit, frecvența la care va lucra convertorul c.c. se prescriu prin perifericele R_7 și C_8 . Generatorul poate oscila atât liber, cât și sincron cu un semnal aplicat la pinul 9. Condensatorul C_8 se încarcă către tensiunea pozitivă de alimentare prin tranzistoarele de control Q_3 și Q_7 , curentul de încărcare fiind controlat prin R_7 și Q_6 . Nivelul superior al dintelui, V_H , și panta sa sunt determinate de

potențialul V_S din emitorul lui Q_3 . Acest potențial este determinat, fie de tensiunea stabilizată V_z , fie de tensiunea V_1 de la intrarea convertorului de c.c. aplicată la pinul 16. Tensiunea V_H este de aproximativ $5,7V$, când nu intervine legătura directă. Nivelul inferior al dintelui, V_L , este egal cu $2v_D \approx 1,3V$.

Formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea generatorului în dinți de ferăstrău sunt date în Fig. 4.31. Când tensiunea pe C_8 atinge nivelul V_H , comparatorul Comp. H basculează, determinând setarea bistabilului dinților de ferăstrău. Ieșirea sa produce comutarea directă a tranzistorului Q_1 prin intermediul căruia se va produce descărcarea condensatorului C_8 . Când tensiunea pe C_8 scade sub V_L , comparatorul Comp.L resetează bistabilul dinților de ferăstrău și Q_1 se blochează. Simultan, se blochează și Q_2 setând bistabilul de ieșire al integratului. În continuare, funcționarea se repetă, iar frecvența de lucru a generatorului în dinți de ferăstrău este:

$$f \approx \frac{1,2}{R_7 C_8} \text{ [Hz]} \quad (4.120)$$

Funcționarea oscilatorului poate fi sincronizată extern, cu un semnal de frecvență mai joasă ca ce dată de (4.120), aplicată la pinul 9. Când nivelul semnalului de sincronizare este „0” logic (L adică sub $0,8V$), intrarea S a bistabilului dinților de ferăstrău se va menține în „0” logic și condensatorul C_8 va continua să se încarce până la V_S . În momentul în care semnalul de sincronizare devine „1” logic (H adică peste $2V$), se produce setarea

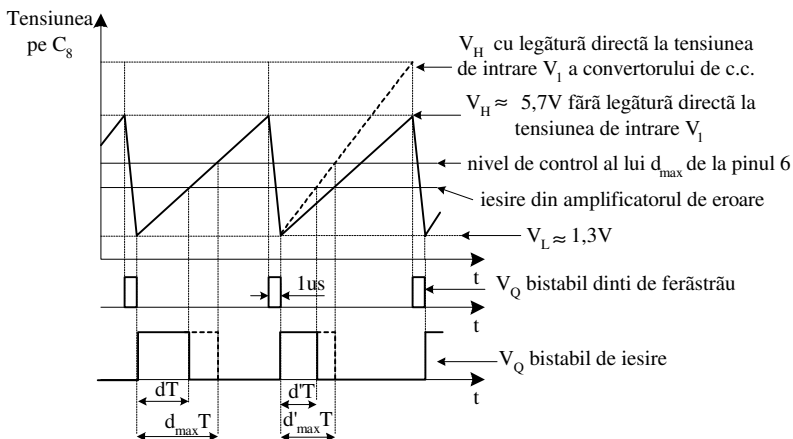


Fig. 4.31. Forma de undă a tensiunii pe condensatorul C_8 cu și fără intervenția legăturii directe la V_1 .

bistabilului dinților de ferăstrău și descărcarea lui C_8 .

În cazul în care tensiunea de intrare a convertorului, V_1 , poate să varieze în limite mari, este util să se folosească o legătură directă de control (numită feed forward), prin care să se modifice factorul de umplere d al impulsurilor de acționare a tranzistorului comutator din convertor, astfel încât tensiunea de ieșire V_2 să rămână constantă. Această prereglare poate ușura considerabil cerințele buclei de control principale, care va trebui să compenseze doar variațiile tensiunii de ieșire V_2 , produse de variațiile sarcinii. Modul de intervenție a legăturii directe la tensiunea de intrare V_1 poate fi urmărită pe formele de undă din Fig. 4.31.

Ținând cont de caracteristica de reglaj a convertorului coborât cu separare galvanică, se constată că dacă factorul de umplere d este variat invers proporțional cu variația tensiunii de intrare :

$$\Delta d = \frac{1}{\Delta V_1} \quad (4.121)$$

atunci variațiile tensiunii de intrare vor fi compensate. Pentru a asigura o tranziție maximă a sarcinii care s-ar produce la valoarea maximă a tensiunii de intrare V_{1M} , raportul de transformare al transformatorului de separare galvanică se calculează cu relația:

$$n = \frac{n_1}{n_2} = \frac{d_{\max} V_{1M}}{V_1} \quad (4.122)$$

Dacă relația (4.121) va fi respectată și pentru d_{\max} , raportul de transformare, deci și costul și volumul transformatorului de izolare pot fi considerabil scăzute, păstrând totodată un răspuns lin la tranzițiile sarcinii.

Din Fig. 4.30, se constată că dacă $V_z > V_{16}$ atunci $V_s = V_z - 3V_D$, iar dacă $V_z < V_{16}$, $V_s = V_{16} - 3V_D$. Așadar, intervenția legăturii directe la

tensiunea de intrare V_1 a convertorului începe să se producă din momentul în

$$\text{care } \frac{V_{16}}{V_z} = \frac{kV_1}{V_z} > 1.$$

Producându-se o creștere a potențialului V_s vor crește atât curentul de încărcare al lui C_8 , cât și, nivelul V_H forma de

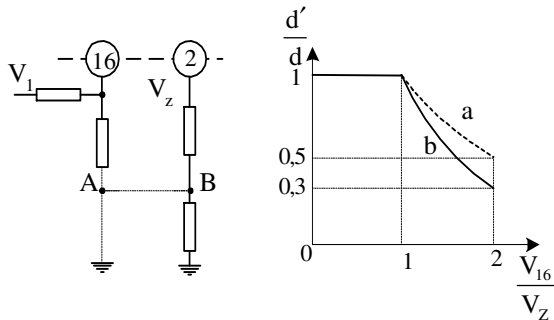


Fig. 4.32. Caracteristica de transfer a acțiunii legăturii directe la tensiunea de intrare V_1 a convertorului.

undă a dintelui de ferăstrău fiind cea reprezentată cu linie întreruptă în Fig. 4.31. A fost necesară și modificarea nivelului V_H , simultan cu modificarea pantei, pentru ca frecvența de lucru a oscilatorului să rămână constantă. Deoarece panta dintelui crește, factorul de umplere d' scade. Se obține și o scădere a factorului de umplere d'_{max} , așa cum se cere pentru păstrarea unor dimensiuni minime ale transformatorului de izolare.

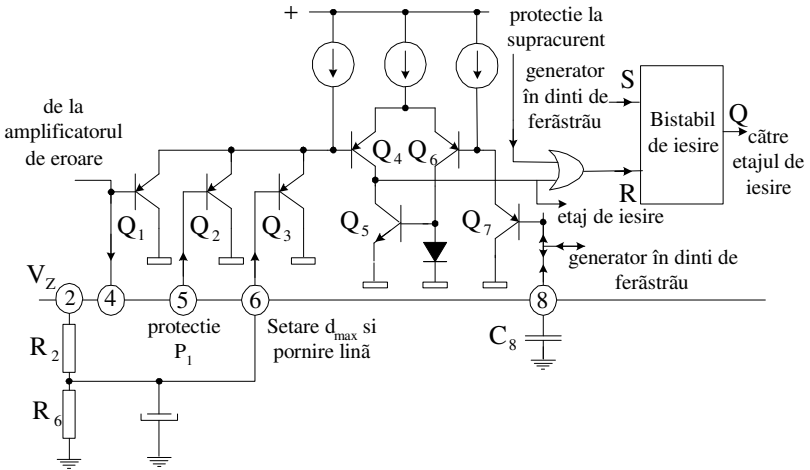


Fig. 4.33. Schema modulatorului impulsurilor în durată (MID).

În Fig. 4.32, este reprezentată caracteristica de transfer al acțiunii legăturii directe al tensiunii de intrare V_1 a convertorului de c.c. Curba **a** reprezintă variația ideală care rezultă din relația (4.121). Curba **b** reprezintă variația reală, dacă tensiunea V_{1b} rezultă din divizarea tensiunii V_1 , punctul A se conectează la un potențial care să reprezinte o fracțiune din V_z , adică la punctul B. Dacă legătura directă nu se

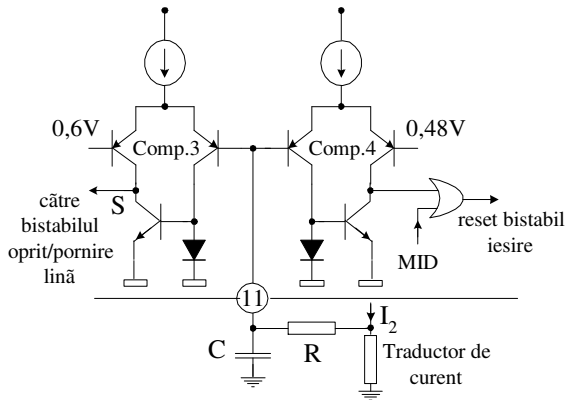


Fig. 4.34. Circuit de protecție la supracurent.

folosește, pinul 16 trebuie conectat la pinul 2.

Schema blocului modulator al impulsurilor în durată (MID) este reprezentată în Fig. 4.33. Acest bloc generează impulsuri cu o durată dT , proporționale cu cel mai de jos dintre nivelele de la cele 3 intrări inversoare (pinii 4, 5, 6). Frecvența impulsurilor ($1/T$) este egală cu cea a generatorului în dinți de ferăstrău.

În cazul unei funcționări normale, tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare (pinul 4) este mai mică decât tensiunea de la pinii 5 și 6, ea dictând durata dT . Cât timp $v_{cs} < v_4$, tranzistoarele Q_5 și Q_6 conduc, Q_1 este blocat, iar ieșirea porții SAU este în „0” logic. În momentul în care rampa dintelui devine egală cu tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare ($v_{cs} \geq v_4$), tranzistoarele $Q_5 - Q_7$ comută invers, Q_1 și Q_4 încep să conducă, aplicându-se „1” logic la poarta SAU. Bistabilul de ieșire va fi resetat, ceea ce produce frontul căzător al impulsurilor MID transmise etajului de ieșire.

Pinul 6 este folosit pentru setarea factorului de umplere d_{max} și pentru asigurarea pornirii line, pornire ce va fi descrisă în continuare. Factorul d_{max} este prescris prin divizorul R_2, R_6 . În momentul în care tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare devine $v_4 \geq v_6$, resetarea bistabilului de

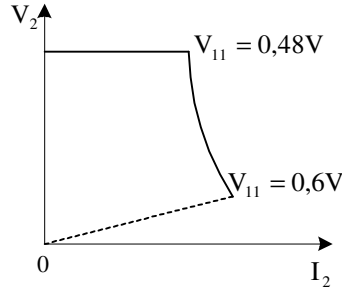


Fig. 4.35. Caracteristica de ieșire a convertorului, $V_2(I_2)$, ca efect al intervenției circuitului de protecție la supracurent.

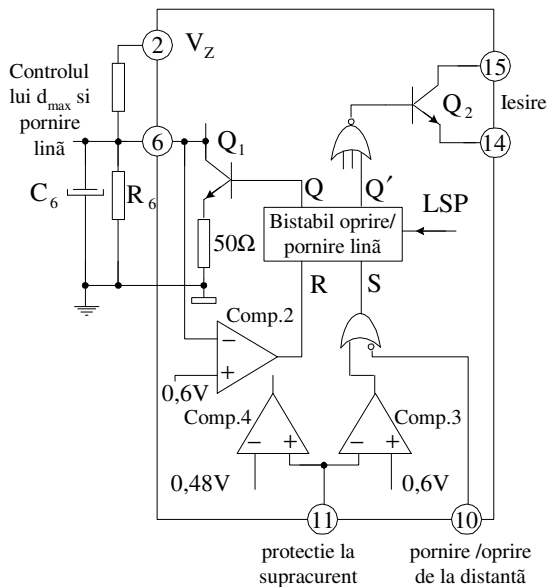


Fig. 4.36. Circuitul de oprire/pornire lină.

ieșire se va produce când $v_{c8} = V_6$, deci factorul de umplere nu va putea depăși valoarea d_{\max} . În catalogul firmei, sunt prevăzute și monograme pentru alegerea divizorului R_2, R_6 , astfel încât să se obțină și valoarea dorită pentru factorul de umplere maxim, d_0 , atunci când tensiunea de la pinul de reacție scade sub $0,6V$.

Intrarea suplimentară a blocului MID de la pinul 5 poate fi folosită, fie pentru realizarea unei protecții, fie pentru realizarea unei bucle de control separate cu amplificatorul de eroare, de exemplu o comandă la curent constant. Dacă pinul 5 nu se folosește, el trebuie conectat la pinul 6 sau la pinul 2.

Integratul TDA 1060 asigură protecția tranzistorului comutator din convertorul de curent continuu, dacă curentul de la ieșirea convertorului are o valoare prea mare. Această protecție se asigură în două trepte. Când se depășește primul nivel, se intră într-un regim de limitare de curent, iar dacă se depășește și al doilea nivel, se oprește funcționarea convertorului, apoi, după un timp mort, se declanșează o secvență de pornire lină.

Schema *circuitului de protecție la supracurent* este dată în Fig. 4.34. Tensiunea obținută de la traductorul de curent de ieșire se aplică la pinul 11, prin intermediul unei rețele R – C.

Rețeaua elimină supracrășterile inițiale ale curentului. Primul nivel de protecție se declanșează când tensiunea traductorului de curent atinge valoarea de $0,48V$. Tensiunea va produce bascularea comparatorului Comp.4, care va furniza semnalul de „reset” către bistabilul de ieșire înaintea apariției semnalului de „reset” de la blocul MID. Comanda etajului de ieșire este preluată în Comp.4 și este făcută astfel încât curentul I_2 să se mențină constant. Eficacitatea acestei limitări de curent, ciclu după ciclu, scade la factori de umplere reduși, deoarece timpul de stocare al tranzistorului de ieșire devine dominant în determinarea factorului de umplere. Curentul I_2 va continua deci să crească și, așa cum se vede de pe caracteristica de ieșire a convertorului, $V_2(I_2)$, din Fig. 4.35, se ajunge la situația când tensiunea de la traductorul de curent atinge cel de-al doilea nivel de protecție, de $0,6V$. Se va produce, în

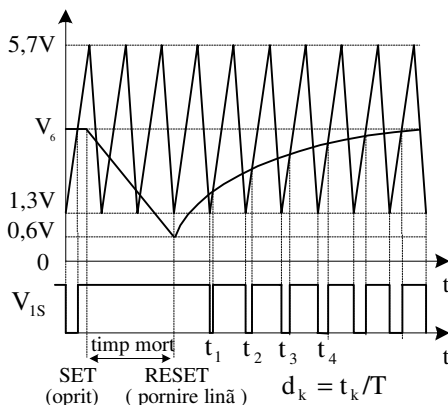


Fig. 4.37. Formele de undă aferente circuitului oprire/pornire lină.

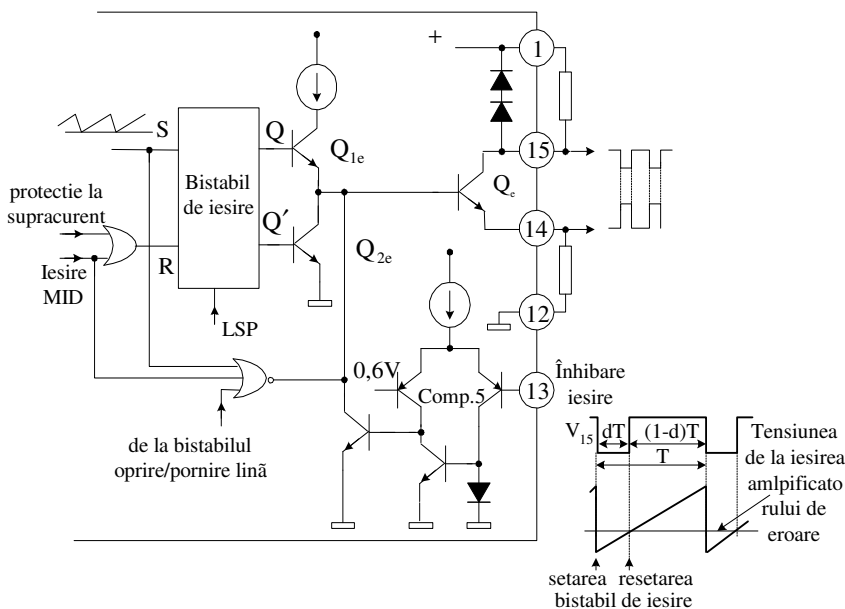


Fig.4.38. Etajul de ieșire.

acest moment, bascularea comparatorului Comp.3, care va declanșa o secvență de oprire și pornire lină a convertorului.

Schema circuitului care asigură secvența de *oprire/pornire lină* se dă în Fig. 4.36. Funcționarea circuitului poate fi urmărită comod pe formele de undă din Fig. 4.37. Acțiunea circuitului se inițiază prin setarea bistabilului „oprire/pornire lină”. Prin aceasta, cele două ieșiri Q și Q' ale bistabilului trec în „1” logic. Ieșirea Q determină intrarea în conducție a tranzistorului Q₁ care va lucra ca sursă de curent și va asigura descărcarea la curent practic constant a condensatorului C₆. Ca urmare, tensiunea V₆ va scădește liniar în timp (Fig. 4.37). Ieșirea Q' produce înhibarea impulsurilor de ieșire prin validarea porții NOR, care aduce potențialul bazei tranzistorului de ieșire la „0” logic.

După un anumit interval de timp, numit (în Fig. 4.37) „timp mort”, tensiunea la pinul 6 scade până la nivelul de 0,6V. Ca urmare, va bascula comparatorul Comp.2, asigurând „1” logic la intrare R (reset) a bistabilului oprire/ pornire lină. Ca efect, ieșirile Q și Q' trec în „0” logic, tranzistorul Q₁ se blochează, iar poarta NOR anulează înhibarea tranzistorului de ieșire. În continuare,

condensatorului C_6 se încarcă prin R_2 către $\frac{R_6}{R_2 + R} V_z$, iar factorul de umplere

maxim crește treptat. Se asigură astfel o creștere gradată a tensiunii și curentului de ieșire, deci o pornire lină a convertorului de c.c.

Trebuie menționat că, în cazul unui scurtcircuit persistent la ieșirea convertorului, secvența: limitarea curentului de ieșire – oprire – pornire lină se va repeta, producând o funcționare intermitentă.

Tot în Fig. 4.36, se observă că, dacă semnalul LSP cade la „0” logic, ca urmare a scăderii tensiunii de la pinul 1 sub 9,5V, se va seta de asemeni bistabilul „oprire/pornire lină”, declanșându-se o secvență de oprire – pornire lină, care va decurge așa cum s-a prezentat mai înainte.

Pentru comanda de *conectare și deconectare de la distanță*, se folosește intrarea de la pinul 10, prin aplicarea unor nivele logice compatibile TTL. Un nivel de „0” logic la acest pin ($L < 0,8V$) determină setarea bistabilului de oprire /pornire lină și, implicit, înhibarea imediată a impulsurilor de la ieșirea

integratului TDA 1060. Un nivel de „1” logic la pinul 10 ($H > 2V$) determină o conectare a circuitului și asigură o pornire lină a convertorului de curent continuu. Dacă pinul 10 nu se folosește, este indicat ca acesta să se conecteze la pinul 2.

Schema etajului de ieșire al integratului este dată în Fig. 4.38. Tranzistorul npn de la ieșirea Q_e este comandat de circuitul cu tranzistoarele în comutație Q_{1e} și Q_{2e} acționate de bistabilul de ieșire, care evită dubla pulsare. Setarea

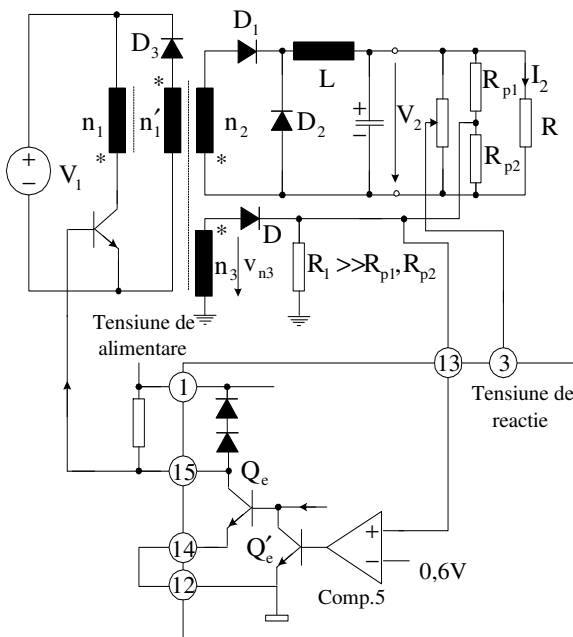


Fig. 4.39. Circuitul de protecție la supratensiune și contra saturării miezului transformatorului de separare galvanică.

bistabilului de ieșire se produce în momentul când dintele de ferăstrău ating nivelul V_H . Aceasta va produce intrarea în conducție a tranzistorului Q_e pe o durată dT . Bistabilul de ieșire poate fi resetat atât de semnalul de la blocul MID, cât și prin circuitul de protecție la supracurent. Resetarea determină sfârșitul perioadei de conducție a tranzistorului Q_e . Bistabilul de ieșire este bypasat de o poartă NOR, care poate înhiba impulsurile de ieșire indiferent de starea bistabilului.

Atât colectorul, cât și emitorul tranzistorului Q_e sunt conectați la pini integratului, permițând o mare flexibilitate în conectarea circuitului de comandă a tranzistorului comutator al convertorului de curent continuu. Prin aceasta, se evită și apariția unor șpițuri de comutație pe conexiunea comună (masa) de semnal a integratului. Tranzistorul de ieșire este protejat contra unor eventuale supratensiuni de colector prin diode interne de limitare. Curentul de ieșire maxim este de 30mA, cu o tensiune de saturație de 0,4V. Impulsurile de ieșire vor dispărea dacă potențialul de emitor al tranzistorului Q_e va crește peste 5V.

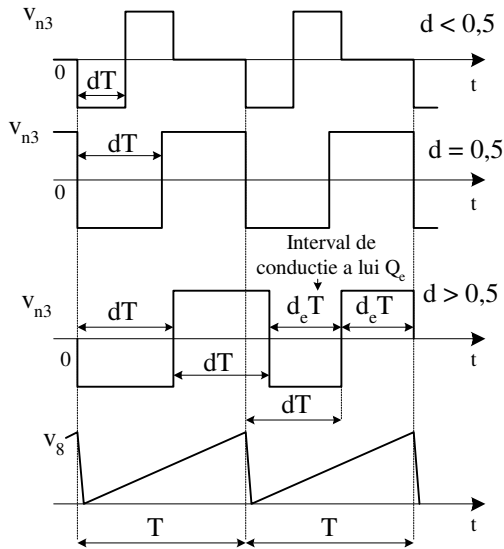


Fig. 4.40. Formele de undă care intervin la protecția contra saturării miezului.

Integratul TDA 1060 poate asigura și *protecția de supratensiune și/sau protecția contra saturării miezului magnetic*. Modul în care intervin aceste protecții poate fi urmărit pe circuitul din Fig. 4.39, în care protecțiile sunt făcute pentru un convertor forward clasic. Ambele protecții folosesc pinul 13 și comparatorul Comp.5 al integratului. Protecția la supratensiune se asigură aplicând pinului 13 o cotă parte din tensiunea V_2 , folosind divizorul R_{p1} , R_{p2} . Dacă V_{2prot} este nivelul tensiunii de ieșire la care se dorește să intervină protecția, atunci divizorul se calculează cu relația:

$$\frac{R_{p1}}{R_{p1} + R_{p2}} V_{2prot} = 0,6 \quad (4.122)$$

Așadar, când tensiunea de ieșire V_2 devine $V_2 \geq V_{2prot}$, comparatorul Comp.5 va bascula și va determina blocarea tranzistorului Q_e .

Pentru a se realiza protecția împotriva saturării miezului transformatorului de separare galvanică, acesta a fost prevăzut cu înfășurarea n_3 . Intervenția protecției contra saturării miezului se poate urmări comod pe formele de undă din Fig. 4.40, esențială fiind forma de undă a tensiunii v_{n3} de la bornele înfășurării n_3 . Dacă factorul de umplere al impulsurilor de comandă $d \leq 0,5$, tensiunea v_{n3} devine pozitivă, deschide dioda D și basculează comparatorul Comp. 5 pe un interval de timp în care, oricum, tranzistorul Q_e este blocat. Dacă factorul de umplere d devine $d > 0,5$, situație anormală la care se poate ajunge în anumite regimuri tranzitorii, tensiunea v_{n3} rămâne pozitivă și peste o perioadă T , și anume atâta timp cât durează demagnetizarea miezului. Pe tot acest interval, la ieșirea lui Comp.5 vom avea „1” logic, tranzistorul Q'_e va fi saturat, iar Q_e va fi blocat. Așadar, intervalul efectiv de conducție al tranzistorului Q_e în această a doua perioadă va fi $d_e T$. Se evită astfel saturarea miezului. Trebuie menționat faptul că perioada T a oscilațiilor în dinți de ferăstrău nu este afectată de această acțiune.

În finalul subcapitolului, menționăm faptul că blocurile componente și modurile lor de funcționare se regăsesc la aproape toate integralele specializate pentru aceste comenzi. Apar anumite diferențe în funcție de tipul de convertor comandat, natura dispozitivului de putere utilizat drept comutator, precum și de tipurile de control utilizate. Considerăm că înțelegerea funcționării integratului TDA 1060 poate ușura mult înțelegerea funcționării oricărui alt integrat specializat în astfel de comenzi.

