

Studiul inverterului trifazat in punte cu circuitul de comutație inversa comun pentru toate tiristoarele

1. Introducere

Invertoarele trifazate trebuie să fie astfel concepute încât să asigure la bornele celor trei impedanțe de sarcină de pe fiecare fază tensiuni identice, cât mai apropiate ca formă de undă de o sinusoidală și care să fie defazate între ele cu $2\pi / 3$ radiani.

Spre deosebire de invertoarele care au câte un circuit de comutație inversă pentru fiecare tiristor principal, în cazul invertoarelor care au circuitul de comutație inversă comun pentru toate tiristoarele, la sfârșitul unui interval de conducție se vor bloca toate tiristoarele. Ca urmare circuitul de forță rezultă mai simplu și cu o funcționare mai sigură întrucât se micșorează pericolul conducției simultane a două tiristoare de pe aceeași diagonală a punții.

2. Descrierea circuitului de forță al inverterului

În fig.1 este reprezentat circuitul de forță al inverterului, iar în fig.2 sunt date formele de undă ale tensiunilor pe faze împreună cu tabelul de conducție al tiristoarelor.

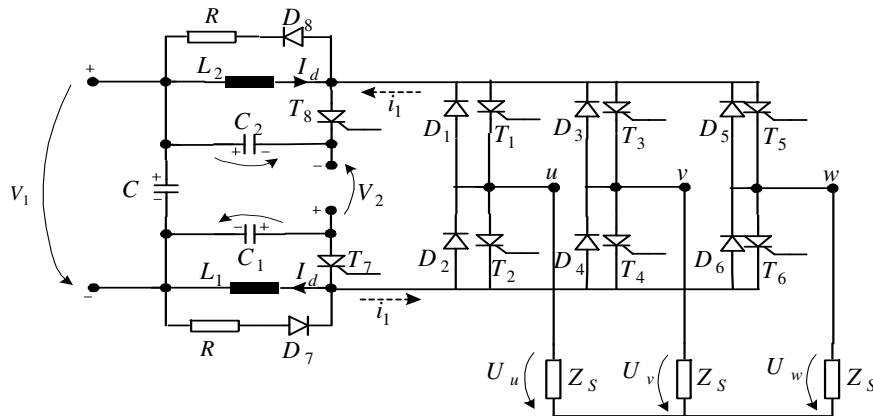


Fig. 1 – schema de forță
a inverterului

Circuitul comun de comutație inversă se compune din sursa auxiliara E_2 , condensatoarele C_1, C_2 , inductanțele L_1, L_2 , grupurile $R_1 - D_1, R_2 - D_2$ și tiristoarele auxiliare T_7, T_8 .

La punerea sub tensiune a circuitului, condensatorul C se încarcă cu polaritatea din figură, la tensiunea E_1 . Condensatoare C_1, C_2 având capacități egale, se vor încărca la tensiunea:

$$u_{C1} = u_{C2} = (E_1 + E_2)/2.$$

Înainte de a se comanda tiristoarele principale, se comandă unul din tiristoarele auxiliare, de exemplu tiristorul T_7 . Condensatorul C_1 se descarcă rezonant pe circuitul C_1, L_1, T_7 și în momentul în care $u_{C1} = 0$, curentul i_{C1} este maxim, apoi are tendința să scadă. Ca urmare inductanța L_1 generează o t.e.m. cu polaritatea din figură, dioda D_1 va începe să conducă, apărând un curent prin grupul R_1-D_1 , care variază în timp după legea:

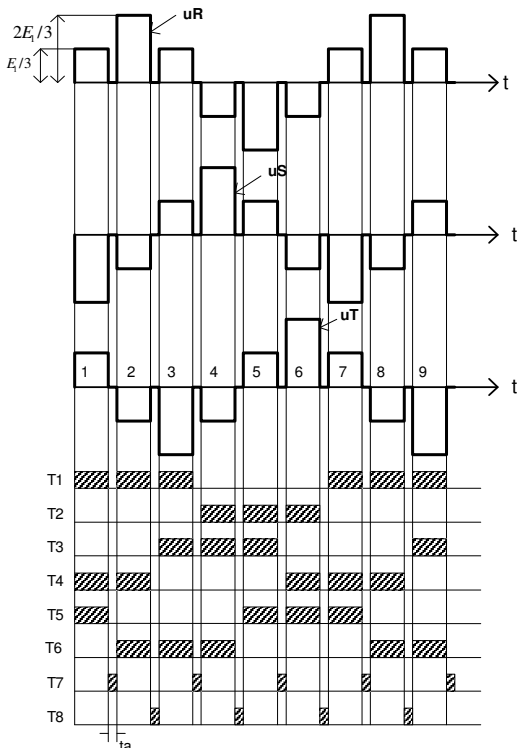


Fig. 2

$$i_{R1} = \frac{E_1 + E_2}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \cdot e^{-R_1 \cdot \frac{t}{L_1}}$$

Curentul maxim al circuitului oscilant C_1, L_1 se comută deci de pe tiristorul T_7 pe dioda D_1 . Ca urmare tiristorul T_7 comută invers, iar tensiunea la bornele condensatorului C_1 rămâne practic nulă. Curentul circuitului oscilant preferă în continuare ramura $R_1 - D_1$ și nu T_7, C_1 , deoarece căderea de tensiune pe grupul $R_1 - D_1$ este mai mică decât căderea de tensiune la conducție directă pe un tiristor.

Întrucât în orice moment de timp este valabilă ecuația:

$$u_{C1} + u_{C2} = E_1 + E_2,$$

iar $u_{C1} = 0$, rezultă că în final condensatorul C_2 are o tensiune la borne egală cu:

$$u_{C2} = E_1 + E_2.$$

În continuare se comandă un grup de tiristoare principale, de exemplu T_1, T_4, T_6 , dacă circuitul va fi în intervalul 2 de conducție (fig.2), iar tensiunile pe cele trei faze vor fi:

$$u_R = 2 \cdot \frac{E_1}{3}$$

$$u_S = -\frac{E_1}{3}$$

$$u_T = -\frac{E_1}{3}$$

La sfârșitul acestui interval, pentru comutația inversă a tuturor tiristoarelor principale, se comandă tiristorul auxiliar T_8 . După comutarea directă a acestuia, tensiunea între punctele A și B este egală cu :

$$u_{AB} = u_C - u_{C2} = E_1 - (E_1 + E_2) = -E_2.$$

Toate tiristoarele punții vor fi polarizate invers, deci T_1, T_4, T_6 vor comuta invers.

În continuare condensatorul C_2 se descarcă acum rezonant pe circuitul T_8, L_2 , curentul de descărcare variind după legea:

$$i_{C2} = (E_1 + E_2) \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}}$$

În momentul în care i_{C2} este maxim se va obține $u_{C2} = 0$. Inductanța L_2 are tendința de a menține aceeași valoare a curentului și generează o t.e.m. cu polaritatea din fig.1. Ca urmare devine polarizată direct dioda D_2 și curentul se comută de pe T_8 pe D_2 . În continuare curentul prin D_2 variază după legea :

$$i_{D2} = (E_1 + E_2) \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} \cdot e^{-R_2 \cdot \frac{t}{L_2}}$$

Tensiunea pe condensatorul C_2 devine acum nulă, iar C_1 va avea la borne tensiunea $E_1 + E_2$.

După comutarea inversă a tiristoarelor principale, tensiunile pe faze devin nule.

În continuare, pe intervalul 3 de conducție, se comanda T_1, T_3, T_6 , iar la sfârșitul intervalului se comandă T_7 ș.a.m.d.

Frecvența de comandă a tiristoarelor principale este deci de 6 ori mai mare ca frecvența tensiunii de ieșire, iar frecvența de comandă a tiristoarelor de comutație este de 3 ori mai mare. Deși circuitul de forță este mai simplu, pierderile prin comutație la acest invertor sunt mai mari.

Analiza procesului de stingere a tiristoarelor principale

Presupunem că sarcina este pur rezistivă, întrucât calculele în acest caz sunt acoperitoare și pentru sarcină inductivă. Mai presupunem că L_1 și L_2 sunt suficient de mari astfel încât să păstreze prin ele curentul constant pe toată durata stingerii tiristoarelor. Dacă condensatorul C are o valoare suficient de mare, atunci tensiunea $V_1 = \text{const.}$ (condensatorul C poate fi și de valoare mai mică dacă tensiunea V_1 provine de la o baterie de acumulatori).

Uitându-ne pe schema electrică, putem scrie:

$$v_{C1} + v_{C2} = V_1 + V_2 = \text{const.} \Leftrightarrow V_2 = \text{const.} \quad (1)$$

Să presupunem că suntem în primul interval de conducție, adică conduc tiristoarele T_1, T_4 și T_6 , și că sursa V_1 debitează către sarcină curentul constant I_d .

Notez: $v_{C2} = V_0$, înlocuind în formula de mai sus:

$$v_{C1} = V_1 + V_2 - V_0 \quad (2)$$

La sfârșitul intervalului de conducție 1, se comandă tiristorul T_7 . Tensiunea de pe C_1 (v_{C1}) este mai mare decât V_1 (vezi relația de mai sus) și se determină apariția unui curent i_1 , fiind reprezentat cu linie întreruptă în Fig.1. În primul moment acest curent trebuie să depășească $2I_d$ pentru a anula curentii prin tiristoarele principale. Astfel că în primul moment (i_1) se va închide prin D_1 și invers prin T_2 . Din momentul în care $i_1 > I_d$, T_1 se blochează și intră în conducție D_2 . Același fenomen se va întâmpla și pe ramurile T_3, T_4, D_3, D_4 și T_5, T_6, D_5, D_6 .

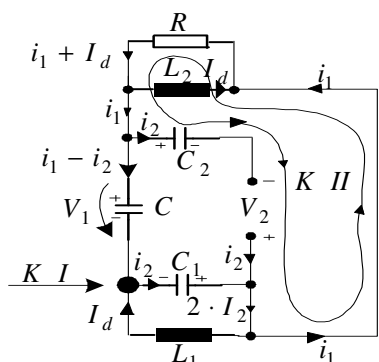


Fig. 3 – schema echivalentă a circuitului de forță

După anularea curentilor prin tiristoare și stingerea lor, curentul i_1 va circula prin cele 6 diode, toate tiristoarele fiind polarizate invers de tensiunea V_D (căderea de tensiune pe diodă în starea de conducție). Deci, cu toate diodele în conducție, presupuse ideale, și considerând T_7 și D_8 în conducție ca fiind scurt-circuite, circuitul din Fig. 1 devine cel din Fig. 3.

Scriind Kirchhoff I pe nodul 1 și Kirchhoff II pe ochiul 2, rezultă:

$$\begin{cases} KI: i_1 - i_2 = i_2 - I_d \Rightarrow i_2 = \frac{1}{2}(i_1 + I_d) \\ KII: V_2 = R(I_1 + I_d) + v_{C2} \end{cases}$$

rel. (3) și (4).

$$\Rightarrow i_1(t) = -I_d + \frac{V_2 - V_0}{R} \cdot e^{-\frac{t}{2RC_2}} \quad (5)$$

Cum inițial am presupus $\begin{cases} i_1(0) > 2I_d \\ t_0 = 0 \end{cases} \Rightarrow$

$$\frac{V_2 - V_0}{R} - I_d > 2I_d \quad (6)$$

$$\Rightarrow R < \frac{V_2 - V_0}{3I_d}, \quad (7)$$

Tiristoarele principale rămân blocate până când $i_1 = 0$, adică:

$$0 = -I_d + \frac{V_2 - V_0}{R} \cdot e^{-\frac{t_i}{2RC_2}}, \quad (8)$$

$$\Rightarrow t_i = 2RC_2 \ln \frac{V_2 - V_0}{R \cdot I_d}, \quad (9)$$

$$\text{Astfel, la proiectare se impune } t_i \geq 1,5 \cdot t_q, \quad (10)$$

După anularea curentului i_1 , circuitul din Fig. 3 devine cel din Fig. 4.

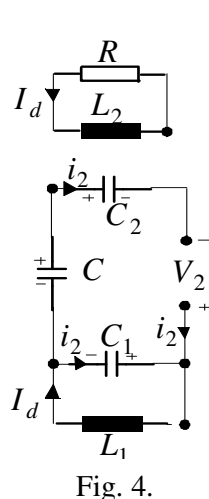


Fig. 4.

În continuare vom determina tensiunea v_{C1} după ce $i_1(t) = 0$

$$\text{Știind că: } i_2 = \frac{1}{2}(i_1 + I_d) = \frac{V_2 - V_0}{2R} \cdot e^{-\frac{t}{2RC_2}}, \quad (11)$$

$$v_{C2}(t) = V_0 + \frac{1}{2} \cdot \int_0^t i_2(t) dt \Rightarrow v_{C2}(t) = V_2 - (V_2 - V_0) \cdot e^{-\frac{t}{2RC_2}} \quad (12)$$

$$\Rightarrow v_{C1}(t) = V_1 + V_2 - v_{C2}(t) = V_1 + (V_2 - V_0) \cdot e^{-\frac{t}{2RC_2}} \quad (13)$$

Dacă $i_1 = 0$,

$$\Rightarrow e^{-\frac{t}{2RC_2}} = \frac{R \cdot I_d}{V_2 - V_0} \Rightarrow v_{C1}(t_i) = V_1 + (V_2 - V_0) \cdot \frac{R \cdot I_d}{V_2 - V_0} \quad (14)$$

Deoarece mai devreme am presupus L_1 și L_2 suficient de mari încât să-mi genereze un curent constant (I_d), condensatorul C_1 se va descărca sub influența acestui curent I_d .

$$\text{Deci: } v_{C1} = V_1 + R \cdot I_d - \frac{1}{C} \int_0^t I_d dt = V_1 + R \cdot I_d - \frac{I_d}{C} t, \quad (15)$$

(timpul t ce apare în formula de mai sus se măsoară din momentul în care $i_1 = 0$).

Întârziind comanda tiristoarelor principale cu încă un timp $t = R \cdot C_1$, rezultă în final $v_{C1} = V_0 = V_1$. Deci pentru o funcționare corectă impulsurile comandă pentru tiristoarele auxiliare se obține o durată:

$$\tau = t_i + R \cdot C_1, \quad (16)$$

Dacă $v_{C1} = V_0 = V_1 \Rightarrow V_2 > V_1$, din relația: $V_1 + V_2 = v_{C1} + v_{C2}$,

$$\text{de obicei se alege: } V_2 = (1,5 \div 2)V_1, \quad (17)$$

3. Descrierea circuitului de comandă a inverterului

Schema bloc a circuitului de comandă realizat pe montajul din laborator este reprezentată în fig.3. Pentru a simplifica construcția schemei, s-a luat durata dintre două intervale de conducție (t_a din fig.2) egală cu intervalul de conducție. Prin aceasta perioada tensiunii alternative de pe o fază a fost împărțită în 12 intervale de timp egale.

Schema conține un numărător divizor prin 12, realizat cu 4 CBB, care este acționat de un circuit basculant astabil CBA având frecvența de 12 ori mai mare decât frecvența tensiunii de ieșire.

Cele 8 ieșiri ale CBB atacă o matrice de decodare astfel realizată încât după primul impuls al CBA se obține $P_1 = 1, P_2 = P_3 = \dots = P_{12} = 0$, după al doilea impuls se obține $P_1 = 0, P_2 = 1, P_3 = P_4 = \dots = P_{12} = 0$ ș.a.m.d. Mărimile P_1, P_2, \dots, P_{12} se aplică la intrarea unui circuit logic combinațional, astfel realizat încât să comande pe fiecare interval de timp tiristoarele corespunzătoare.

Astfel dacă $P_1 = 1$ se comandă T_1, T_4, T_5 ; la $P_2 = 1$ se comandă T_1, T_4, T_6 ; la $P_3 = 1$ se comandă T_1, T_3, T_6 ; la $P_4 = 1$ se comandă T_2, T_3, T_6 ș.a.m.d. respectându-se tabelul de conducție din fig.2.

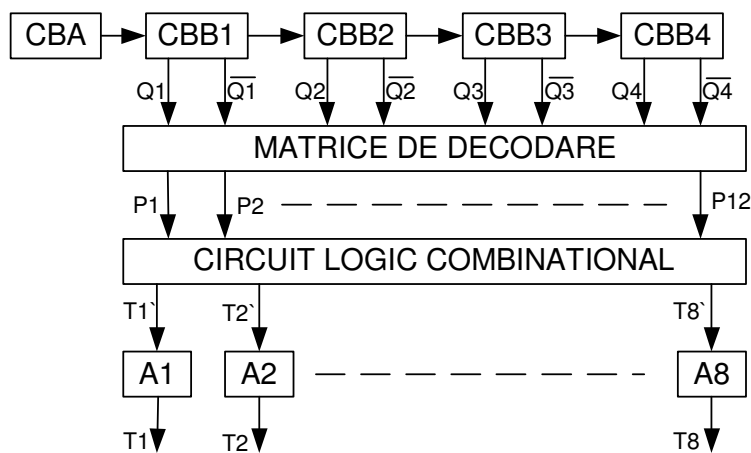


Fig.3

Blocurile A_1, A_2, \dots, A_8 din fig.3 reprezintă amplificatoarele de impuls. Schema unui asemenea amplificator este reprezentată în fig.4.

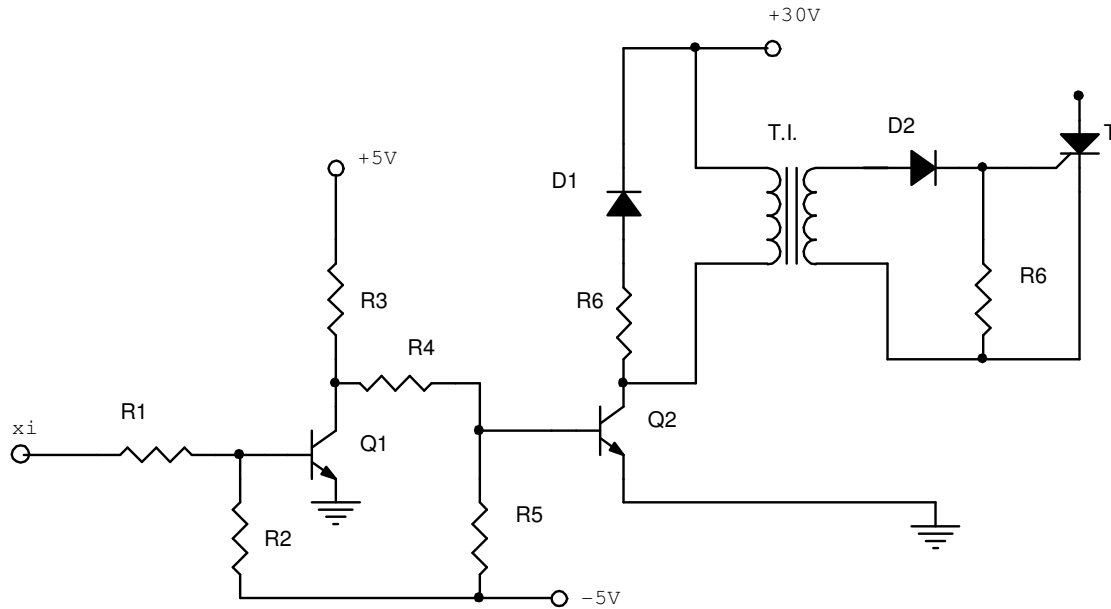


Fig.4

Amplificatorul generează impulsul de comandă pentru tiristorul T dacă semnalul de intrare $x_i = 0$. În această situație Q_1 este blocat, Q_2 conduce la saturație, primarul transformatorului de impuls T.I. este parcurs de curent, obținându-se un impuls de comandă în secundar. Este necesar ca amplificatoarele să aibă ieșirea prin transformator deoarece cele 8 tiristoare nu au toate catodul în același punct, deci este necesară o separare galvanică

Avantajele acestui tip de invertor:

- Necesită un număr minim de componente pentru stingerea tiristoarelor principale;
- După fiecare interval de conducție, toate tiristoarele principale se sting, excluzându-se astfel posibilitatea rămânerii în conducție a unui tiristor pe o ramură, astfel încât la comanda următoare să fie deschise ambele tiristoare de pe o ramură formându-se scurt-circuit.

Dezavantaje:

- Deoarece tiristoarele se sting după fiecare interval de conducție, apar pierderi de comutație. De exp. pierderile de comutație la acest invertor sunt de 3 ori mai mari decât la invertorul trifazat cu circuit de stingere pentru fiecare tiristor principal.