
Lucrarea 10

REDRESORUL MONOFAZAT ÎN PUNTE PREVĂZUT CU FILTRU DE TENSIUNE LA IEȘIRE

1. Introducere

Structura monofazată în punte (B2) prevăzută cu un *filtru de tensiune* la ieșire prezintă caracteristici de funcționare diferite față de aceeași topologie prevăzută cu un filtru de curent, indiferent dacă redresorul este realizat în variantă necomandată (cu diode) sau în variantă complet comandată (cu tiristoare). Din acest motiv se impune studiul separat al acestui convertor în combinație cu filtrele de tensiune. Cele mai utilizate filtre de acest tip sunt cele capacitive (C) sau cele capacitiv-inductive ($L-C \rightarrow$ filtru de ordinul doi). Prin utilizarea lor se urmărește obținerea unor tensiuni continue cu un factor de formă cât mai bun pentru alimentarea sarcinilor de c.c. sensibile la acest parametru cum ar fi, de exemplu, convertoarele electronice de putere care fac conversia continuu-continuu (variatoarele de tensiune continuă) sau cele care fac conversia continuu-alternativ (invertoarele).

Echipamentele electronice care furnizează tensiuni continue filtrate, fixe sau reglabile, stabilizate sau nestabilizate, cu sau fără separare galvanică, poartă denumirea de *surse de c.c.* sau *surse de tensiune continuă*. Și redresorul monofazat în punte cu filtru de tensiune poate fi încadrat în categoria surselor. Acesta este folosit de obicei în aplicații cu puteri mici, sub 1kW. Varianta cea mai utilizată este a redresorului în punte monofazată *cu diode*. Redresorul monofazat comandat, cu tiristoare, este foarte rar întâlnit în componența surselor de tensiune continuă deoarece poate funcționa doar în anumite condiții, respectându-se anumite restricții în ceea ce privește comanda, așa cum se va vedea în secțiunea 3 a prezentului referat. Rezultatul obținut în această variantă este o tensiune continuă filtrată cu posibilitatea de a fi reglată între anumite limite.

2. Analiza redresorului *necomandat* prevăzut cu filtru de tensiune la ieșire

În Fig.10.1 este prezentat un redresor monofazat în punte cu diode și filtru capacitiv (C_f) alimentat în două variante:

- direct de la rețeaua de alimentare – Fig.10.1(a);
- prin intermediul unui transformator de rețea – Fig.10.1(b).

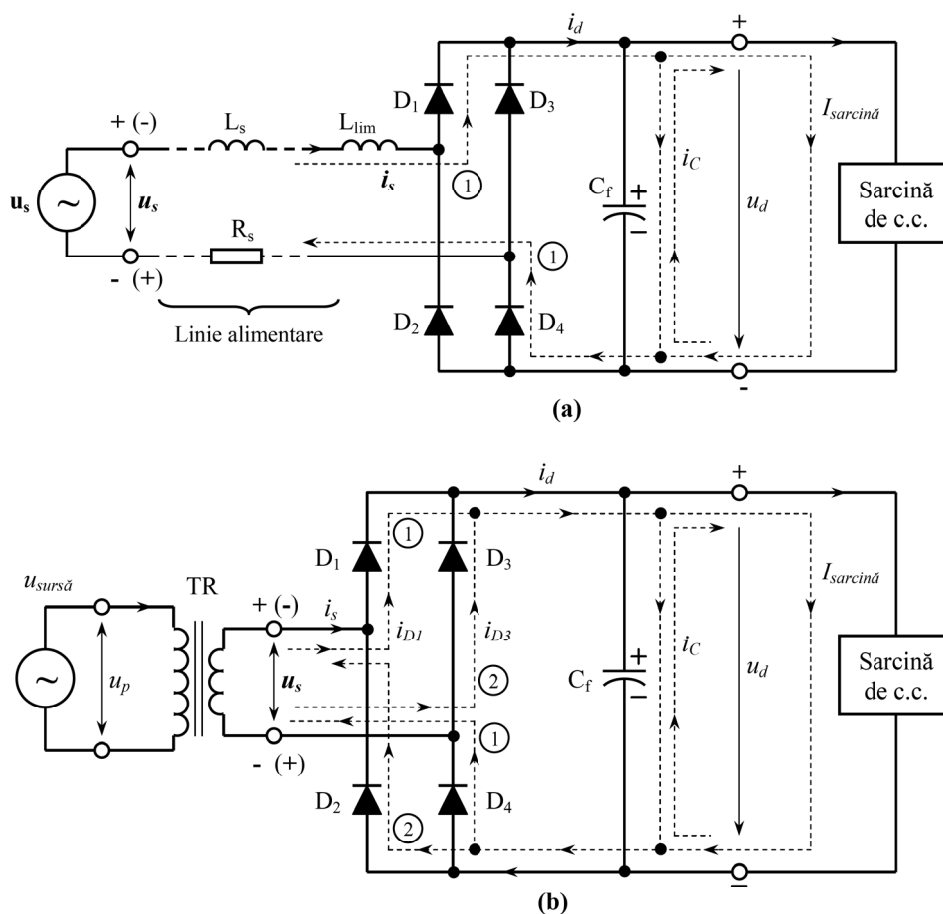


Fig. 10.1 Redresor monofazat în punte prevăzut cu filtru capacitiv alimentat:
 (a) direct de la rețea; (b) prin intermediul unui transformator.

Pentru analiza redresorului se consideră capacitatea C_f suficient de mare pentru ca tensiunea la ieșire să fie bine filtrată:

$$u_d(t) \approx U_d = \text{const.} \quad (10.1)$$

Tensiunea de la bornele filtrului capacitiv este văzută de redresor ca o sarcină activă care conține o sursă proprie de tensiune. Spre deosebire de redresorul cu sarcină $R-L-E$ pe traseul curentului i_d nu se află o inductanță importantă care să mențină conducția permanentă a curentului prin redresor și din acest motiv convertorul funcționează în regim de curent întrerupt. În consecință, intrarea în conducție a diodelor are loc atunci când tensiunea sursei este mai mare decât tensiunea U_d (vezi

Fig.10.2). Pe intervalele în care tensiunea $u_s(t) > U_d$ singurul element de circuit important care limitează curentul de încărcare al bateriei de condensatoare este:

- Impedanța liniei ($R_s + \omega L_s$) de alimentare atunci când redresorul este conectat direct la rețea. Dacă inductanța liniei este mică și vârfurile de curent ($I_{d(\text{vârf})}$) sunt mari se va adăuga o inductanță de limitare L_{lim} (Fig.10.1.a);
- Impedanța liniei plus impedanța transformatorului raportată la secundar dacă redresorul este alimentat prin intermediul unui transformator de rețea.

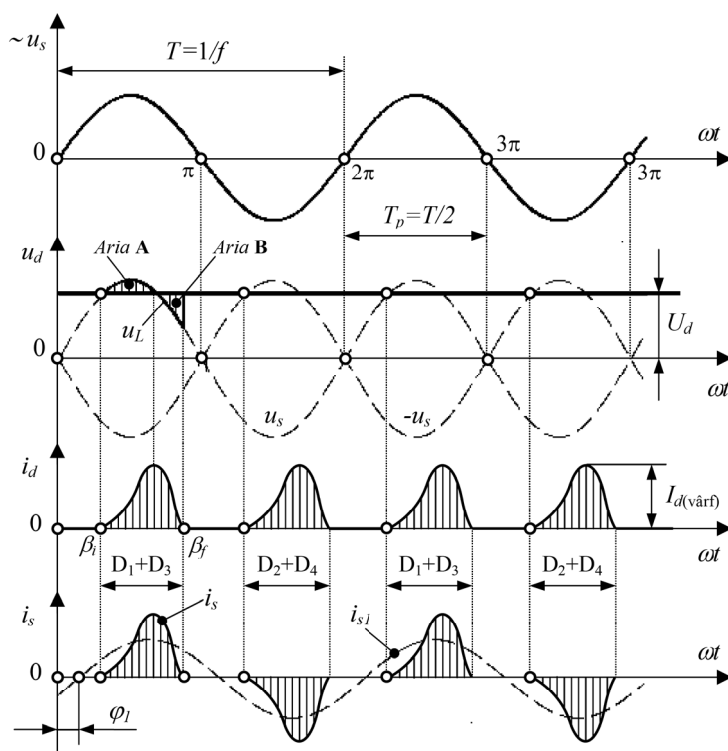


Fig. 10.2 Formele de undă pentru un redresor monofazat în punte cu diode prevăzut cu filtru de tensiune la ieșire (caz ideal $U_d \approx \text{const.}$, L_s mare).

În continuare se va trata situația unui redresor a cărui inductanță echivalentă văzută la intrare L_s ($= L_{\text{sursă}} + L_{\text{linie}} + L_{\text{TR}} + L_{\text{lim}}$ etc.) este suficient de mare pentru a neglija căderea de tensiune pe rezistența R_s și a limita vârfurile de curent $I_{d(\text{vârf})}$ la o valoare acceptabilă pentru diodele redresoare în condițiile unei sarcini de c.c. maxime.

După momentul $\omega t = \beta_i$ atunci când $u_s(t)$ depășește U_d curentul i_d prin redresor începe să circule și ecuația de echilibru a tensiunilor, într-o formă aproximativă, devine:

$$u_L(t) \approx u_s(t) - U_d \quad (10.2)$$

unde $u_L(t)$ este căderea de tensiune pe inductanța L_s văzută de redresor la intrare. Forma de undă a acesteia este prezentată în Fig.10.2 considerând axa absciselor pe nivelul tensiunii U_d .

Știind că $u_L(t) = L_s \cdot \frac{di_d(t)}{dt}$ se obține ecuația diferențială cu ajutorul căreia poate fi calculată expresia curentului $i_d(t)$ și determina forma de undă a acestuia:

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_s} \cdot (\sqrt{2} \cdot U_s \sin \omega t - U_d) \quad (10.3)$$

Pe intervalul în care $u_s(t) > U_d$ tensiunea $u_L(t) > 0$ și curentul $i_d(t)$ este crescător ($\frac{di_d(t)}{dt} > 0$). În momentul în care $u_s(t)$ egalează din nou U_d , ($\frac{di_d(t)}{dt} = 0$) curentul i_d atinge un maxim după care urmează un interval în care acesta descrește ($\frac{di_d(t)}{dt} < 0$).

În acest din urmă interval $u_s(t) < U_d$, tensiunea U_d are tendința să blocheze diodele aflate în conducție, dar curentul i_d circulă în continuare pe seama energiei acumulate de inductanța L_s în intervalului anterior de creștere a curentului. Deoarece inductanța este mică, energia acumulată de aceasta este redusă și circulația curentului i_d după momentul în care $u_s(t) = U_d$ este limitat. Într-o funcționare normală a redresorului curentul i_d trebuie să se întrerupă înaintea schimbării alternanței tensiunii $u_s(t)$ ($\beta_f < \pi$).

Limitele intervalului în care circulă curentul i_d exprimate în unghiuri electrice, respectiv unghiul inițial β_i și unghiul final β_f , pot fi calculate dacă se cunoaște valoarea tensiunii continue U_d la care se lucrează, valoarea efectivă U_s și inductanța L_s :

$$\bullet \quad u_s(t) = U_d \Leftrightarrow \sqrt{2} \cdot U_s \sin \beta_i = U_d \Rightarrow \beta_i = \arcsin \frac{U_d}{\sqrt{2} \cdot U_s} \quad (10.4)$$

- relația (10.3) mai poate fi scrisă sub forma :

$$di_d(\omega t) = \frac{1}{\omega \cdot L_s} \cdot (\sqrt{2} \cdot U_s \sin \omega t - U_d) \cdot d(\omega t) \quad (10.5)$$

Dacă se integrează ecuația (10.5) pe un interval $[\beta_i, \omega t]$, unde $\omega t \leq \beta_f$ se obține:

$$\int_{\beta_i}^{\omega t} di_d(\omega t) = \frac{1}{\omega \cdot L_s} \cdot \int_{\beta_i}^{\omega t} (\sqrt{2} \cdot U_s \sin \omega t - U_d) \cdot d(\omega t) \Leftrightarrow$$

$$i_d(\omega t) - i_d(\beta_i) = \frac{1}{\omega \cdot L_s} \cdot \left[\sqrt{2} \cdot U_s \cdot \int_{\beta_i}^{\omega t} \sin \omega t \cdot d(\omega t) - U_d \cdot \int_{\beta_i}^{\omega t} d(\omega t) \right]$$

Ținând cont că la momentul $\omega t = \beta_i$ curentul $i_d(\beta_i) = 0$ rezultă:

$$i_d(\omega t) = \frac{1}{\omega \cdot L_s} \cdot \left[\sqrt{2} \cdot U_s (\cos \beta_i - \cos \omega t) - U_d (\omega t - \beta_i) \right] \quad (10.6)$$

Limita din dreapta a intervalului de conducție a i_d poate fi obținută știind că în acel moment curentul se întrerupe:

$$i_d(\beta_f) = 0 \quad (10.7)$$

Dacă în relația (10.6) se consideră $\omega t = \beta_f$ și se ține cont de (10.7) rezultă:

$$\begin{aligned} \sqrt{2} \cdot U_s (\cos \beta_i - \cos \beta_f) - U_d (\beta_f - \beta_i) &= 0 \Leftrightarrow \\ U_d \cdot \beta_f + \sqrt{2} \cdot U_s \cdot \cos \beta_f &= U_d \cdot \beta_i + \sqrt{2} \cdot U_s \cdot \cos \beta_i \end{aligned} \quad (10.8)$$

În ecuația (10.8) se cunoaște U_s , U_d , β_i și se poate determina prin metode numerice unghiul β_f .

Având în vedere faptul că forma de undă a curentului $i_d(t)$ se repetă la fiecare semiperioadă și în fiecare perioadă a pulsului $T_p = T/2$ acest curent pornește din zero și sfârșește tot în zero [$i_d(\beta_i) = i_d(\beta_f) = 0$] integrala căderii de tensiune de pe inductanța L_s aplicată pe o perioadă a pulsului este zero:

$$\begin{aligned} u_L(\omega t) = L_s \cdot \frac{di_d(\omega t)}{dt} &\Rightarrow di_d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_s} \cdot u_L(\omega t) \cdot d(\omega t) \Rightarrow \\ \int_0^{T_p} di_d(\omega t) &= \frac{1}{\omega L_s} \cdot \int_0^{T_p} u_L(\omega t) \cdot d(\omega t) \Leftrightarrow \\ i_d(\beta_f) - i_d(\beta_i) &= 0 - 0 = \frac{1}{\omega L_s} \cdot \int_0^{T_p} u_L(\omega t) \cdot d(\omega t) \Rightarrow \\ \int_0^{T_p} u_L(\omega t) \cdot d(\omega t) &= 0 \Leftrightarrow \text{Aria A} + \text{Aria B} = 0 \end{aligned} \quad (10.9)$$

Pe alternanțele negative fenomenele legate de curentul i_d se vor desfășura identic deoarece vor intra în conducție diodele D_2 și D_3 care vor inversa tensiunea $u_s(t)$ pe aceste intervale. Astfel, pentru circuitul echivalent în care circulă i_d sursa de tensiune apare sub forma $|u_s(t)|$.

Curentul $i_d(t)$ asigură încărcarea bateriei de condensatoare cu energia consumată în intervalul în care acesta se întrerupe și totodată susține curentul $I_{sarcina}$:

$$i_d(t) = i_c(t) + I_{sarcina} \quad (10.10)$$

Într-un ciclu de funcționare (T_p) curentul i_C circulă în ambele sensuri. Acest curent alternativ (nesinusoidal) determină în realitate variații ale tensiunii u_d la bornele filtrului capacitiv (peste valoarea medie U_d se suprapune o componentă alternativă) - Fig.10.3. Pentru un regim stabilizat de funcționare ($I_{sarcină} = \text{const.}$) valoarea tensiunii u_d de la începutul ciclului $U_{d(\min)}$ este egală cu valoarea de la sfârșitul ciclului, așa cum se prezintă în Fig.10.3.

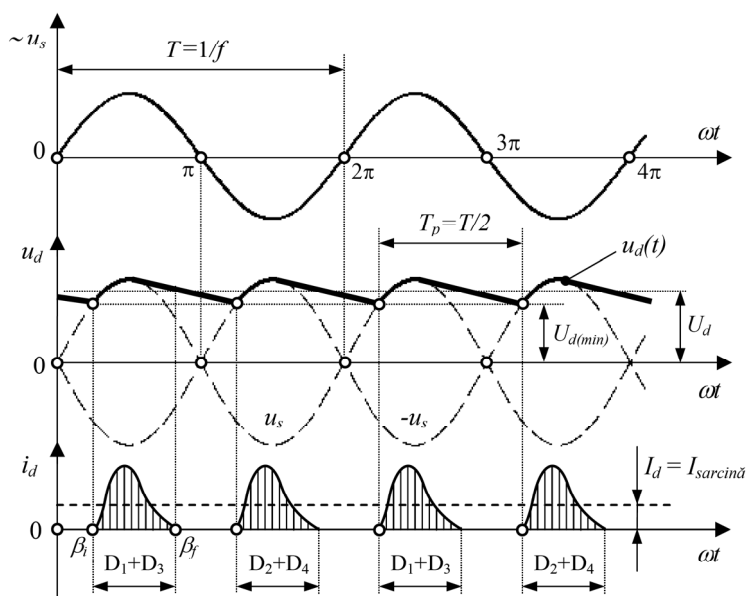


Fig. 10.3 Variațiile (riplul) tensiunii u_d la bornele filtrului capacitiv în condiții reale (C_f limitat ca valoare, L_s relativ mică).

Valoarea instantanee a curentului de încărcare/descărcare a bateriei de condensatoare este dată de relația cunoscută:

$$i_C(t) = C_f \frac{du_d(t)}{dt} \Rightarrow C_f \cdot du_d(t) = i_C(t) \cdot dt \quad (10.11)$$

În regim stabilizat de funcționare valoarea medie a curentului prin filtrul capacitiv al redresorului este zero ($I_C = 0$). Această afirmație poate fi demonstrată dacă se integrează egalitatea (10.11) pe un interval T_p , considerând originea timpului la începutul intervalului:

$$I_C = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_C(t) \cdot dt = C_f \cdot \int_0^{T_p} du_d(t) = C_f [u_d(T_p) - u_d(0)] =$$

$$= C_f [U_{d(\min)} - U_{d(\min)}] = 0 \quad (10.12)$$

Aplicând formula valorii medii egalității (10.10) și ținând cont de egalitatea (10.12) se obține:

$$\frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_d(t) \cdot dt = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_C(t) \cdot dt + \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} I_{sarcina} \cdot dt \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_d = I_{sarcina} \quad (10.13)$$

Relația (10.13) evidențiază faptul că valoarea medie a curentului i_d este egală întotdeauna cu valoarea curentului de sarcină sau, altfel spus, **componenta continuă a curentului i_d circulează prin sarcina de c.c., iar componenta alternativă circulează prin filtrul capacitiv.**

Conform celor demonstrate în referatul Lucrării 8, *tensiunea medie la ieșirea unui redresor care funcționează în regim de curent întrerupt este dependentă de curentul de sarcină:*

$$U_d = f(I_{sarcina}) \rightarrow \text{Caracteristica de sarcină} \quad (10.14)$$

Astfel, pe măsură ce curentul cerut de sarcina de c.c. este mai mare, tensiunea continuă U_d măsurată la bornele filtrului capacitiv scade – Fig.10.4. Pe de altă parte, dacă acest curent scade, tinzând spre zero, tensiunea U_d tinde spre valoarea de vârf a sinusoidelor:

$$I_{sarcina} \rightarrow 0 \Rightarrow U_d \rightarrow U_{s(\max)} = \sqrt{2} \cdot U_s \quad (10.15)$$

În multe aplicații este important să se cunoască dependența (10.14). În acest scop se va aplica formula valorii medii curentului i_d dat de expresia (10.6):

$$I_{sarcina} = I_d = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} i_d(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \int_{\beta_i}^{\beta_f} i_d(\omega t) \cdot d(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\omega L_s} \cdot \int_{\beta_i}^{\beta_f} \left\{ \sqrt{2} \cdot U_s [\cos \beta_i - \cos(\omega t)] - U_d [(\omega t) - \beta_i] \right\} \cdot d(\omega t) \quad (10.16)$$

Relația (10.16) exprimă o dependență inversă $I_{sarcina} = f(U_d)$ și poate fi calculată dacă este cunoscută valoarea U_d . Deoarece în practică interesează valoarea tensiunii medii la o anumită încărcare, literatura de specialitate recomandă trasarea **caracteristicii de sarcină** $U_d = f(I_{sarcina})$ pentru o anumită sursă cu ajutorul relației (10.16). În acest scop, trebuie cunoscute valoarea efectivă a tensiunii de alimentare

U_s și valoarea inductanței L_s văzută de redresor la intrare. Urmează determinarea coordonatelor unor puncte prin care se va fi trasat graficul, alegând valori progresiv descrescătoare pentru U_d începând cu valoarea $\sqrt{2} \cdot U_s$ și continuând cu $U_{d1} > U_{d2} > U_{d3} > \dots$, așa cum se prezintă în Fig.10.4.

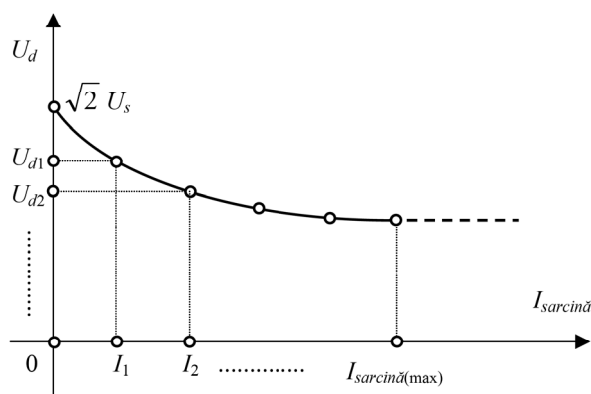


Fig. 10.4 Caracteristica de sarcină $U_d = f(I_{sarcină})$ pentru un redresor necomandat prevăzut cu filtru capacitiv la ieșire.

Exceptând valoarea $U_d = \sqrt{2} \cdot U_s$ care dă coordonatele primului punct al graficului conform relației (10.15), pentru fiecare valoare U_d aleasă se vor calcula unghiurile electrice β_i și β_f cu ajutorul relației (10.4), respectiv ecuației (10.8). Dacă pentru o anumită valoare este respectată condiția $\beta_f < \pi$ se poate trece la calculul curentului de sarcină corespunzător, introducând mărimile cunoscute în relația (10.16). Astfel, se pot determina punctele (I_1, U_{d1}) , (I_2, U_{d2}) etc. Curentul de sarcină pentru care $\beta_f = \pi$ este $I_{sarcină(max)}$ și reprezintă limita maximă pentru care redresorul se află în gama normală de funcționare.

Având la dispoziție graficul de sarcină din Fig.10.4 se poate determina valoarea tensiunii continue U_d de la ieșirea sursei pentru o încărcare oarecare $I_{sarcină}$.

Un aspect important legat și de funcționarea redresoarelor cu filtre capacitive îl constituie **fenomenul de poluare al rețelei**. Dacă se analizează unda curentului absorbit de la rețea $i_s(t)$ (vezi Fig.10.2) se observă că prezintă întreruperi și se abate consistent de la forma sinusoidală. De asemenea, apare un defazaj $\varphi_1 > 0$ între armonica fundamentală a curentului i_{s1} și unda tensiunii de alimentare u_s . În consecință, *factorul de putere al redresorului monofazat cu filtru capacitiv la ieșire este scăzut:*

$$k = PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi_1 \approx 0.5 \dots 0,75 \quad (10.17)$$

Cea mai mare contribuție la deteriorarea acestuia o are ponderea ridicată a armonicilor superioare de curent și mai puțin contribuția defazajului armonicii fundamentale a curentului, deoarece:

$$\cos \varphi_1 \approx 1 \dots 0,9 \quad (10.18)$$

Valoarea cea mai scăzută a $\cos \varphi_1$ se obține pentru curenți de sarcină mari. Totuși, odată cu creșterea acestuia factorul de putere k se îmbunătățește.

Un efect benefic asupra factorului de putere îl are creșterea inductanței de pe traseul curentului i_d . O reactanță suplimentară poate fi inductanța L_{lim} din partea de c.a., prezentată în Fig.10.1(a) sau o inductanță L_f adăugată în partea de c.c., înaintea capacității de filtrare – Fig.10.5.

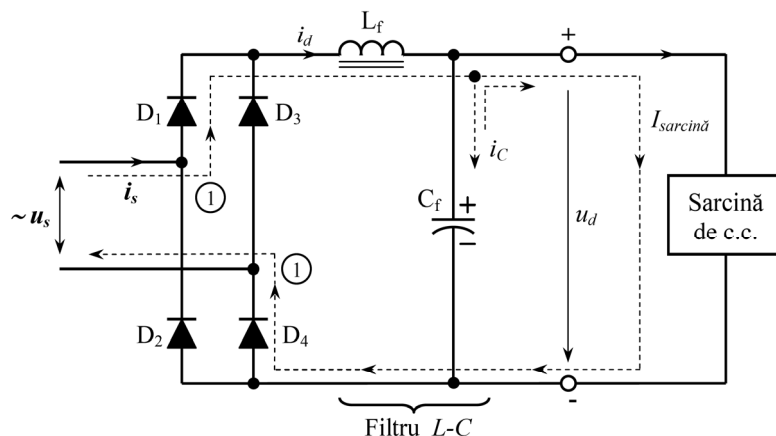


Fig. 10.5 Redresor monofazat în punte prevăzut cu filtru de tensiune L-C.

Prin utilizarea inductanței L_f , bine dimensionată, se poate elimina și rezistența de limitare R_{lim} introdusă temporar în circuit (în poziția inductanței L_f din Fig.10.5) cu rol de limitare a curentului inițial de încărcare a bateriei de condensatoare. Pe de altă parte, prezența inductanței L_f va determina:

- reducerea ponderii armonicilor superioare (creșterea raportului I_{s1} / I_s din formula factorului de putere) prin „aplatizarea” alternanțelor curentului i_s , apropiindu-le mai mult de forma sinusoidală;
- reducerea factorului de vârf (creastă) al curentului i_s care va conduce la reducerea „stresului” asupra diodelor care nu vor mai fi supuse în mod repetat la vârfuri importante de curent;
- o creștere ușoară a defazajului φ_1 (scăderea $\cos \varphi_1$) care afectează ușor factorul de putere în comparație cu efectele benefice enumerate mai sus;

3. Analiza redresorului comandat prevăzut cu filtru de tensiune la ieșire

Soluția utilizării unui redresor comandat asociat cu un filtru de tensiune nu este recomandată decât în anumite condiții speciale. Obiectivul alegerii acestei combinații constă în posibilitatea reglării tensiunii continue U_d între anumite limite corespunzătoare unui anumit curent de sarcină $I_{sarcină}$. O aplicație posibilă este convertorul de frecvență cu circuit intermediar de c.c. și inverter cu undă plină. La acest convertor pentru a regla valoarea efectivă a tensiunii alternative de la ieșire în concordanță cu frecvența (manevră utilizată pentru controlul U/f a vitezei motoarelor asincrone) este necesară modificarea tensiunii din circuitul intermediar de c.c. care conține, obligatoriu, un filtru capacitiv. Astfel, redresorul care alimentează acest circuit trebuie să fie comandat și are la ieșire un filtru de tensiune. O alternativă modernă la utilizarea redresoarelor comandate cu tiristoare în această combinație o constituie utilizarea redresoarelor PWM sau a redresoarelor necomandate asociate cu circuite PFC (*Power Factor Correction*).

Dacă la ieșirea unui redresor comandat cu tiristoare se folosește un filtru de tensiune se recomandă ca acesta să fie de tip $L-C$, așa cum se prezintă în Fig.10.6.

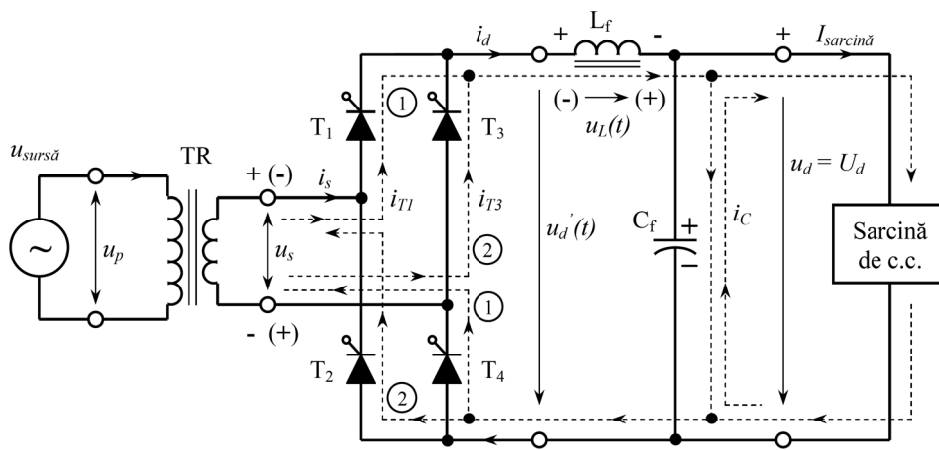


Fig. 10.6 Redresor monofazat în punte comandată prevăzut cu filtru de tensiune $L-C$ la ieșire.

Fiind un redresor monofazat, filtrul de tensiune trebuie să fie important, având în vedere frecvența mică a pulsurilor ($f_p = 1/T_p = 100\text{Hz}$) care trebuie filtrate. Pe lângă capacitatea C_f și inductanța de filtrare L_f trebuie să fie importantă deoarece se urmărește conducția permanentă (continuă) a curentului i_d atunci când sarcina variază

între anumite limite. Astfel, redresorul își menține funcționarea în *regimul de curent neîntrerupt* și tensiunea $u_d(t)$ de la ieșirea redresorului (înaintea filtrului $L-C$) are aceeași formă ca unda tensiunii $u_d(t)$ corespunzătoare redresorului cu filtru de curent prezentată în Lucrarea 8. Rezultă posibilitatea reglării *valorii medii* a tensiunii $u_d(t)$ și implicit a tensiunii $u_d(t)$, fără ca aceasta să depindă de curentul de sarcină:

$$u'_d(t) = u_L(t) + u_d(t) \Rightarrow U'_d = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u'_d(t) \cdot dt = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u_L(t) \cdot dt + \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u_d(t) \cdot dt \quad (10.19)$$

Deoarece valoarea curentului i_d de la începutul intervalului T_p este aceeași cu valoarea de la sfârșitul intervalului ($i_d(t)|_{t=0} = i_d(t)|_{t=T_p}$), conform relației (10.9), integrala tensiunii $u_L(t)$ pe o perioadă T_p este zero și egalitatea (10.19) devine:

$$U'_d = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u'_d(t) \cdot dt = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u_d(t) \cdot dt = U_d = U_{d0} \cos \alpha \quad (10.20)$$

Trebuie ținut cont de faptul că, odată cu scăderea tensiunii continue de la ieșirea sursei, există posibilitatea scăderii și a curentului de sarcină. De asemenea, există posibilitatea modificării sarcinii de c.c. în sensul descreșterii. În ambele situații curentul mediu prin inductanța de filtrare scade deoarece, conform relației (10.13), $I_d = I_{sarcină}$. Astfel, energia acumulată în câmpul L_f se diminuează și sub un anumit prag ($I_{sarcină} < I^*$) redresorul trece în regim de curent întrerupt.

Conducția întreruptă (discontinuuă) poate fi greu evitată la structura din Fig.10.6 deoarece inductanța din componența filtrelor $L-C$ nu este la fel de mare și masivă ca cea din structura filtrelor de curent. Se ține cont de limitările privind gabaritul, masa și prețul filtrului $L-C$. Din acest motiv trebuie luate măsuri ca redresorul să poată funcționa cât mai bine și în regimul de curent întrerupt. O primă măsură avută în vedere se referă a fost discutată în referatul Lucrării 8 unde s-a arătat că tiristoarele nu pot fi comandate sub unghiul α_{min} dat de punctul G (vezi Fig.8.11) deoarece nu pot intra în conducție dacă sunt aplicate pe grilă impulsuri scurte.

Având în vedere faptul că în regim de curent întrerupt tensiunea U_d variază odată cu sarcina, punctul G se deplasează și odată cu el se modifică unghiul α_{min} . În lipsa unui reper fix pentru a evita posibilitatea neamorsării tiristoarelor se vor utiliza impulsuri de comandă cu lățime mare sau impulsuri modulate (tren de impulsuri de lungime mare - Fig.10.7). În acest fel, chiar dacă frontul crescător al impulsului de comandă se află în stânga punctului G ($\alpha < \alpha_{min}$) datorită faptului că pe grila tiristoarelor comanda persistă, ele se vor deschide asemeni unor diode după ce este îndeplinită condiția: $|u_s(t)| > U_d$. Formele de undă în acest caz vor fi cele corespunzătoare unui redresor monofazat în punte necomandat, prezentate în Fig.10.2 și Fig.10.3.

Pentru a pune în evidență posibilitatea reglării tensiunii medii U_d de la ieșirea sursei în Fig.10.6 se prezintă formele de undă în cazul în care unghiul de comandă este cuprins în intervalul:

$$k\pi + \alpha_{\min} \leq \alpha < (k+1)\pi - \alpha_{\min}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (10.21)$$

cu specificația că unghiul α_{\min} variază odată cu valoarea tensiunii U_d .

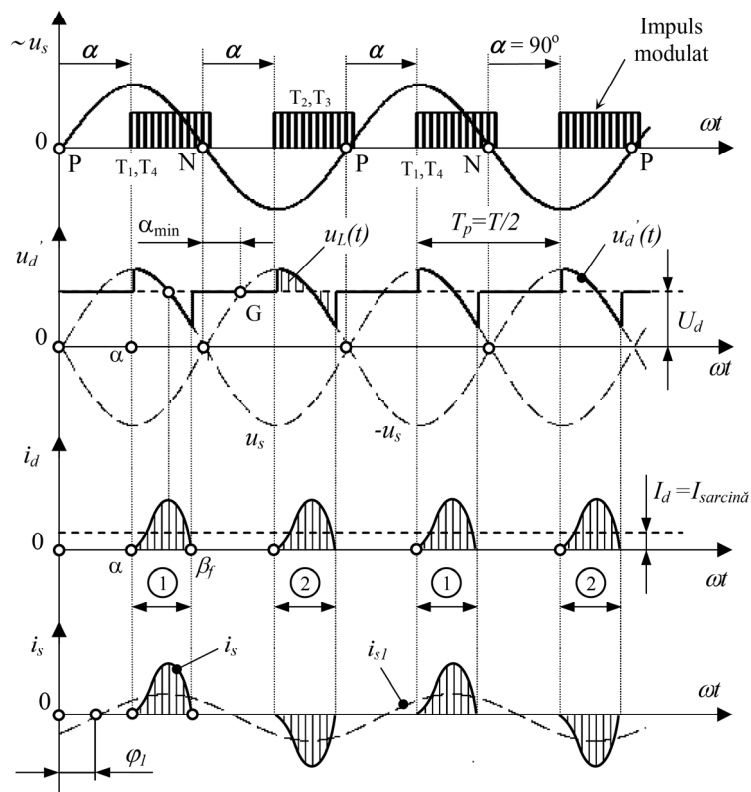


Fig. 10.7 Formele de undă corespunzătoare unui redresor monofazat în punte cu tiristoare și cu filtru de tensiune la ieșire (regim de curent întrerupt).

Dacă este respectată condiția de comandă (10.21) în regim de curent întrerupt tensiunea filtrată de la ieșirea redresorului este dependentă, atât de unghiul de comandă, cât și de curentul de sarcină:

$$U_d = f(\alpha, I_{sarcina}) \quad (10.22)$$

Având în vedere că, odată cu modificarea tensiunii U_d , se modifică de cele mai multe ori și curentul de sarcină $I_{sarcină}$ rezultă că prin intermediul unghiului de comandă tensiunea continuă poate fi reglată într-o gamă restrânsă:

$$U_{d(\min)} \leq U_d \leq U_{d(\max)} \quad (10.23)$$

Accasta este o limitare a redresorului comandat prevăzut cu filtru de tensiune funcționând în regim de curent întrerupt (conducție discontinuă) de care trebuie ținut cont atunci când este integrat într-o aplicație concretă. În funcție de tipul sarcinii și de gama în care poate varia curentul de sarcină, trebuie determinate limitele între care poate fi reglată tensiunea U_d .

Și acest tip de sursă poluează rețeaua de alimentare. Factorul de putere este mai scăzut în cazul redresorului comandat față de redresorul necomandat, deoarece defazajul ϕ_1 dintre armonica fundamentală a curentului de rețea i_{s1} și unda tensiunii u_s este mai mare la redresorul comandat (vezi Fig.10.2 în comparație cu Fig.10.3).

4. Montajul de laborator

Studiul experimental al funcționării unei punți monofazate necomandate prevăzute cu filtru de tensiune la ieșire se va efectua pe o sursă de tensiune continuă a laboratorului. Este o sursă dublă concepută special pentru alimentarea *chopper*-elor și a invertoarelor în topologie „braț de punte”. Structura sursei este prezentată în Fig.10.8. În laboratorul de Electronică de putere sunt realizate și alte redresoare prevăzute cu filtre de tensiune la ieșire, atât în variantă monofazată (vezi Fig.10.11), cât și în variantă trifazată.

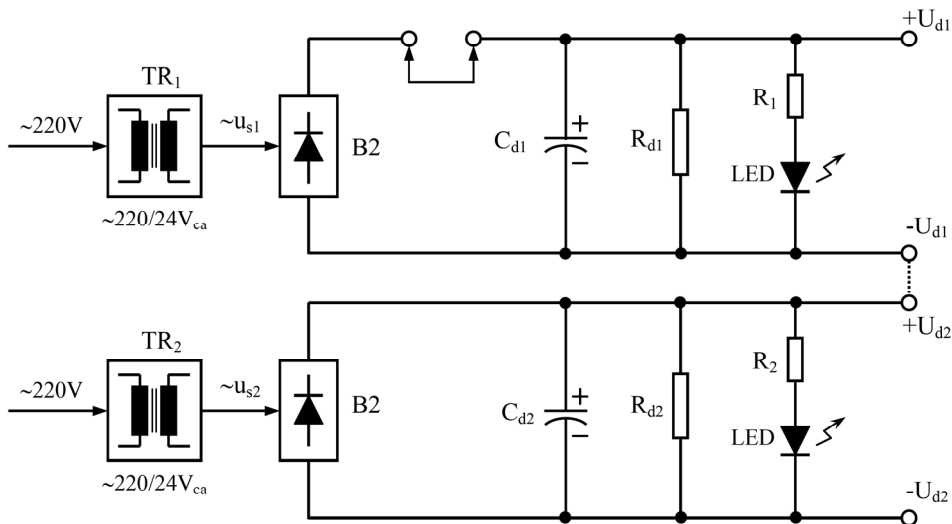


Fig. 10.8 Structura sursei duble realizată cu redresoare monofazate în punte (B2).

Pentru a obține montajul de laborator se va utiliza una din cele două punți B2 sub formă de modul inclus în echipamentul prezentat în Fig.10.8. Este cazul modulului superior din schemă deoarece are prevăzute borne prin intermediul cărora poate fi inserată o inductanță de filtrare (L_f) între redresor și capacitatea de filtrare (C_{d1}) în scopul obținerii unui filtru L - C . Modul de interconectare al celorlalte elemente de circuit pentru a obține montajul experimental este prezentat în Fig.10.9. Imaginea montajului de laborator este prezentată în Fig.10.10.

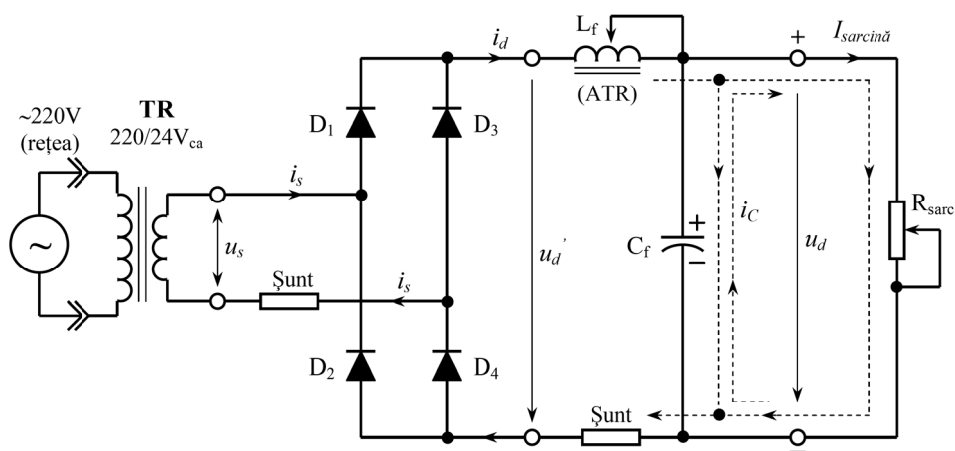


Fig. 10.9 Montajul de laborator – punte redresoare B2 cu filtru de tensiune.

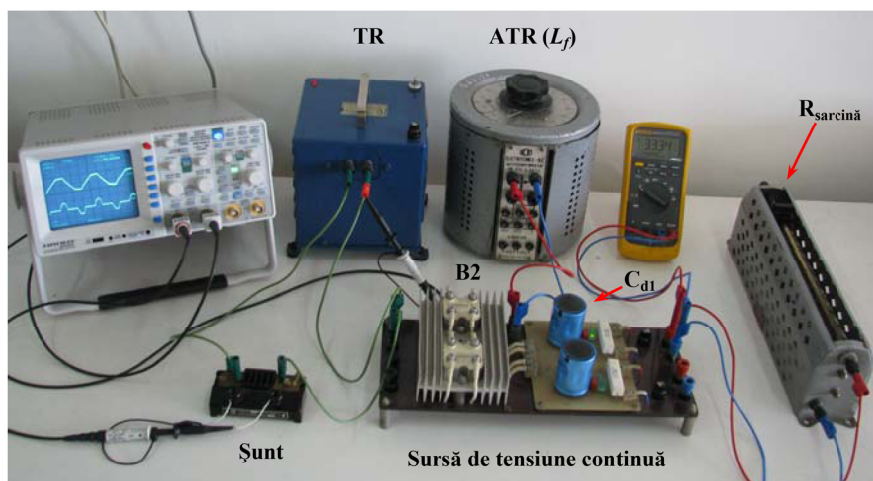


Fig. 10.10 Imaginea montajului din laborator al lucrării (pe osciloscop undele u_s, i_s).

Elementele de circuit necesare pentru realizarea montajului de laborator din Fig.10.9 sunt:

- un transformator (TR) pentru alimentarea montajului cu o tensiune joasă ($24V_{ca}$);
- o punte monofazată (B2) realizată cu diode (modul PIM fixat pe un radiator);
- un autotransformator (ATR) în poziția inductanței de filtrare reglabile;
- un reostat în poziția rezistenței de sarcină ($R_{sarcină}$) reglabile;
- un șunt pentru oscilografierea formelor de undă a curenților i_d și i_s ;

Toate elementele de circuit menționate pot fi interconectate prin intermediul unor conductoare prevăzute cu banane la capete, așa cum se prezintă în imaginea din Fig.10.10. Se va utiliza un voltmetru pentru a măsura valoarea U_d a tensiunii filtrate și un osciloscop cu două spoturi pentru a oscilografia semnalele u_d , i_d , respectiv u_s , i_s .

5. Modul de lucru

1. Se vor studia aspectele teoretice referitoare la funcționarea punții monofazate cu diode în combinație cu filtrul capacitiv, respectiv capacitiv-inductiv: formele de undă, expresia curentului i_d , calculul tensiunii U_d , caracteristica de sarcină, fenomenul de poluare armonică, factorul de putere etc.
2. Se vor studia aspectele teoretice referitoare la posibilitatea funcționării structurii B2 cu tiristoare în combinație cu filtrul $L-C$: conducția continuă, conducția discontinuă, aspecte de comandă, posibilitățile de reglaj ale tensiunii filtrate de la ieșire etc.;
3. Se va realiza schema din Fig.10.9, se va pune în funcțiune cu un filtru capacitiv (fără L_f – cursorul autotransformatorului în poziția zero) și se vor vizualiza formele de undă u_d , i_d , respectiv u_s , i_s pentru diferite sarcini;
4. Se va observa accentuarea riplului tensiunii u_d și scăderea valorii medii U_d la ieșirea sursei odată cu micșorarea rezistenței de sarcină (creșterea curentului $I_{sarcină}$);
5. Se va măsura componenta continuă U_d în corespondență cu $I_{sarcină}$ pentru diferite valori ale rezistenței $R_{sarcină}$ și se va trasa caracteristica de sarcină $U_d = f(I_{sarcină})$ în condițiile unui filtru capacitiv;
6. Se va introduce inductanța de filtrare L_f prin intermediul autotransformatorului, se va evalua efectul valorii acesteia asupra formelor de undă ale curenților i_d și i_s , respectiv asupra factorului de vârf și asupra factorului de putere, în condițiile unui filtru $L-C$;
7. În condițiile prezenței inductanței de filtrare L_f se vor oscilografia u_d' în paralel cu u_d și se va explica diferența dintre cele două forme de undă;
8. Se va trasa din nou caracteristica de sarcină pentru o anumită valoare a inductanței și se va compara cu prima variantă obținută.



Fig. 8.13 Variante de surse existente în Laboratorul de Electronică de Putere realizate cu redresoare monofazate în punte și filtre capacitive.
