A XIII-a Conferinţă Naţională multidisciplinară – cu participare internaţională,
*"Profesorul Dorin PAVEL – fondatorul hidroenergeticii româneşti"*,
SEBEŞ, 2013

# PROIECTAREA CONVERTORULUI CURENT ALTERNATIV-TENSIUNE CONTINUĂ, UTILIZAT ÎN DISPOZITIVELE ELECTRONICE DE PROTECŢIE A MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE DE JOASĂ TENSIUNE

Iosif POPA, Gabriel Nicolae POPA,
Sorin Ioan DEACONU, Corina Maria DINIŞ

# DESIGN OF A.C.-D.C. CONVERTER USED IN PROTECTION ELECTRONIC DEVICES OF LOW VOLTAGE THREE-PHASE INDUCTION MOTORS

*In this paper presents the design of a.c.-d.c. converter used in protection electronic devices of low voltage three-phase induction motors. The main parts of converter are: current transformer, precision full-wave rectifier and low-pass active filter.*

Cuvinte cheie: filtru activ trece-jos, motoare electrice, protecţii, redresor de precizie bialternanţă, transformator de curent
Keywords: active low-pass filter, electric motors, protection, precision Rectifier two banded, current transformer

## 1. Generalităţi

Convertorul curent alternativ-tensiune continuă, este format dintr-un transformator de curent, un redresor de precizie bialternanţă şi un filtru activ trece-jos. Redresorul de precizie bialternanţă şi filtrul activ trece-jos, sunt realizate cu amplificatoare operaţionale.

## 2. Transformatorul de curent

În continuare se face o analiză referitoare la alegerea transformatorului de curent şi a rezistenţei de sarcină a acestuia [5].

Transformatorul de curent (figura 1) este un transformator coborâtor de curent şi ridicător de tensiune. La acest transformator:

$$N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2 \tag{1}$$

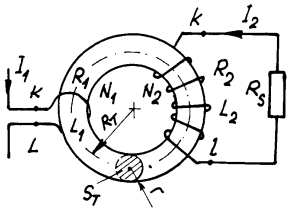


Fig. 1 Transformator de curent

unde $N_1$ este numărul de spire a înfăşurării primare, $N_2$ numărul de spire a înfăşurării secundare, iar $I_1$ şi $I_2$ sunt curenţii care străbat cele două înfăşurări. Raportul de transformare al transformatorului de curent este:

$$k_i = \frac{I_1}{I_2}; k_i = \frac{N_2}{N_1} \tag{2}$$

Cum $N_2 >> N_1$ rezultă $k_i >> 1$.

Raportul de transformare de tensiune al transformatorului se calculează cu:

$$k_u = \frac{U_1}{U_2}; k_u = \frac{N_1}{N_2} \tag{3}$$

deci $k_u << 1$.

Căderea de tensiune $\Delta u_s$ pe rezistenţa de sarcină este:

$$\Delta u_s = R_s \cdot I_2; \Delta u_s = R_s \cdot \frac{I_1}{k_i} \tag{4}$$

Din relaţia (4) se obţine valoarea necesară a rezistenţei de sarcină, pentru un anumit transformator de curent, când se impune valoarea căderii de tensiune $\Delta u_s$:

$$R_s = \Delta u_s \cdot \frac{k_i}{I_1} \tag{5}$$

Puterea disipată de rezistenţa de sarcină se determină cu:

$$P_d = \Delta u_s \cdot \frac{I_1}{k_i} \tag{6}$$

Impedanţa echivalentă a transformatorului de curent, în acest caz este:

$$Z_e = \sqrt{\left[R_1 + k_u^2 \cdot (R_2 + R_s)\right]^2 + \left[2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(L_1 + k_u^2 \cdot L_2\right)\right]^2} \tag{7}$$

în care $R_1[\Omega]$ şi $R_2[\Omega]$ sunt rezistenţele celor două înfăşurări ale transformatorului, $L_1[H]$ şi $L_2[H]$ inductanţele acestora, iar $f[Hz]$ frecvenţa tensiunii de alimentare. Inductanţele bobinelor sunt:

$$L_1 = \frac{N_1^2}{R_m} \tag{8}$$

$$L_2 = \frac{N_2^2}{R_m} \tag{9}$$

unde $R_m$ este reluctanţa circuitului magnetic:

$$R_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_T}{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot S_T}; R_m = \frac{2 \cdot R_T}{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot r^2} \tag{10}$$

Deci:

$$L_1 = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot r^2 \cdot N_1^2}{2 \cdot R_T} \tag{11}$$

$$L_2 = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot r^2 \cdot N_2^2}{2 \cdot R_T} \tag{12}$$

În aceste relaţii $\mu_0[H/m]$ este permeabilitatea magnetică a vidului ($\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ $H/m$), $\mu_{rT}$ $[-]$ este permeabilitatea magnetică relativă a materialului circuitului magnetic al transformatorului de curent, $R_T$ $[m]$ este raza medie a torului, iar $S_T$ $[m^2]$ şi $r$ $[m]$ sunt secţiunea transversală a circuitului magnetic, respectiv raza acestei secţiuni.

Căderea de tensiune pe impedanţa echivalentă a transformatorului de curent, pentru funcţionarea în zona nesaturată a caracteristicii de magnetizare ţinând seamă de relaţiile (3), (7), (11) şi (12) este:

$$\Delta u_{TC} = I_1 \cdot Z_e$$

$$\Delta u_{TC} = I_1 \cdot \sqrt{\left[R_1 + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot (R_2 + R_s)\right]^2 + \left[\frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot f \cdot r^2 \cdot N_1^2}{R_T}\right]^2} \tag{13}$$

În complex, această cădere de tensiune se calculează cu:

$$\underline{\Delta u_{TC}} = \underline{I_1} \cdot \left[ R_1 + \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot (R_2 + R_s) + j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot f \cdot r^2 \cdot N_1^2}{R_T} \right] \tag{14}$$

### 3. Redresorul de precizie bialternanţă

Căderea de tensiune pe rezistenţa de sarcină a transformatoarelor de curent şi în regim de avarie, când curenţii de sarcină depăşesc pe cei nominali, este foarte mică şi nu poate fi redresată cu o punte obişnuită cu diode. Din acest motiv se impune folosirea unui redresor de precizie bialternanţă realizat cu amplificatoare operaţionale.

Performanţele redresorului de precizie bialternanţă sunt precizie ridicată (are erori sub *0,1 %*) şi domeniu larg de frecvenţe ale semnalului redresat (funcţionează, dacă se folosesc circuite integrate rapide, până la sute de kHz; în cazul analizat *f= 50 Hz*).

Dacă ieşirea redresorului, este urmată de un filtru activ trece-jos, ansamblul redresor-filtru formează un convertor de precizie tensiune alternativă-tensiune continuă [1-4].

În figura 2, se dă schema de principiu a redresorului bialternanţă de precizie, realizat cu amplificatoare operaţionale.

Tensiunea de intrare în redresorul de precizie se modifică sinusoidal:

$$u_i = \sqrt{2} \cdot U_i \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \tag{15}$$

şi are valoarea eficace (16) şi curentă (17):

$$U_i = \frac{R_s \cdot I_1}{k_i} \tag{16}$$

$$u_i = \frac{\sqrt{2} \cdot R_s \cdot I_1}{k_i} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \tag{17}$$

În relaţiile (15) şi (17), $\varphi$ este defazajul dintre tensiunile de fază şi curenţii principali ai motorului protejat.

Amplificatorul operaţional $A_1$, împreună cu rezistenţele $R_1$, $R_2$, $R_3$ şi diodele $D_1$ şi $D_2$, formează un circuit limitator de precizie.

Când tensiunea $u_i<0$, conduce dioda $D_1$, iar pentru cazul $u_i>0$, conduce dioda $D_2$.

Considerând că amplificatorul $A_1$ este ideal şi neglijând curenţii reziduali ai diodelor $D_1$ şi $D_2$, funcţionarea redresorului de precizie este descrisă de ecuaţiile:

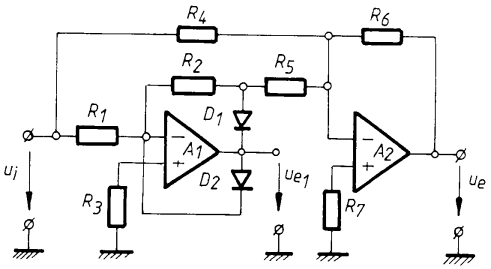


Fig. 2 Schema de principiu a redresorului de precizie bialternanţă

$$u_{e1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_i \text{, pentru } u_i>0; \qquad u_{e1} \approx 0 \text{, pentru } u_i<0 \qquad (18)$$

Potrivit acestor relaţii, dacă $u_i$ este o tensiune sinusoidală, amplificatorul limitator amplifică cu raportul $R_2/R_1$, schimbă semnul semialternanţei pozitive şi taie semialternanţa negativă.

Pentru redresarea ambelor semialternanţe, tensiunea de ieşire $u_{e1}$ a limitatorului de precizie, se însumează cu semnalul de intrare $u_i$, cu sumatorul cu amplificator operaţional format din rezistoarele $R_4$, $R_5$, $R_6$, $R_7$ şi amplificatorul $A_2$.

Tensiunea de ieşire a amplificatorului operaţional $A_2$ este:

$$u_e = -\left(\frac{R_6}{R_5} \cdot u_{e1} + \frac{R_6}{R_4} \cdot u_i\right) \qquad (19)$$

Ţinând seamă de (18) se obţine:

$$u_e = \left(\frac{R_2 \cdot R_6}{R_1 \cdot R_5} - \frac{R_6}{R_4}\right) \cdot u_i \text{, } u_i>0; \qquad u_e = -\frac{R_6}{R_4} \cdot u_i \text{, } u_i<0 \qquad (20)$$

Redresorul de precizie redresează şi amplifică, la fel, ambele semialternanţe, dacă tensiunea de ieşire este caracterizată de sistemul de ecuaţii:

$$u_e = \frac{R_6}{R_4} \cdot u_i \text{, pentru } u_i>0; \qquad u_e = -\frac{R_6}{R_4} \cdot u_i \text{, pentru } u_i<0 \qquad (21)$$

Acest sistem se poate realiza cu condiţia ca între valorile rezistenţelor redresorului de precizie să fie îndeplinită condiţia:

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_6}{R_5} = 2 \cdot \frac{R_6}{R_4} \qquad (22)$$

Pentru determinarea valorii rezistenţelor redresorului de precizie, se impune stabilirea amplificării $k_A$ pe care o realizează acest dispozitiv:

$$k_A = \frac{R_6}{R_4} \tag{23}$$

Se stabileşte valoarea rezistenţei $R_4$ şi rezultă $R_6$:

$$R_6 = k_A \cdot R_4 \tag{24}$$

Pentru simetria sumatorului, se impune egalitatea:

$$\frac{R_6}{R_4} = \frac{R_6}{R_5} \tag{25}$$

Din relaţia (25) rezultă:

$$R_4 = R_5 \tag{26}$$

Cu (22) şi (25) se obţine:

$$R_2 = 2 \cdot R_1 \tag{27}$$

Valorile rezistenţelor $R_3$ şi $R_7$ se calculează cu:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \tag{28}$$

$$R_7 = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6} \tag{29}$$

Ca mărime, cu excepţia rezistoarelor $R_3$ şi $R_7$, celelalte trebuie să aibă valori de ordinul zecilor de $k\Omega$.

În cazul particular, când $k_A=1$ rezultă:

$$R_4 = R_5 = R_6 = R \tag{30}$$

se păstrează egalitatea (24) şi dacă se impune:

$$R_2 = R \tag{31}$$

Rezultă:

$$R_1 = \frac{R}{2} \tag{32}$$

Acum:

$$R_3 = \frac{R}{3} \tag{33}$$

iar

$$R_7 = \frac{R}{2} \tag{34}$$

În concluzie pentru cazul în care $k_A \neq 1$, valorile rezistenţelor redresorului de precizie se determină cu (24), (26), (27), (28) şi (29), iar pentru $k_A=1$, acestea se determină cu (30), (31), (32), (33), (34).

Valoarea medie a tensiunii pentru $k_A \neq 1$ se determină cu:

$$U_{e0} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} \sqrt{2} \cdot \frac{R_6}{R_4} U_i \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) dt \qquad (35)$$

După schimbarea variabilei, se obţine:

$$U_{e0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i \cdot \int_{\varphi}^{\frac{\pi}{2}+\varphi} \sin(\omega \cdot t - \varphi) d(\omega \cdot t - \varphi) \qquad (36)$$

Prin rezolvarea integralei (36), ţinând seamă de (16), rezultă:

$$U_{e0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i ; U_{e0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_s}{k_i} \cdot I_1 \qquad (37)$$

În cazul $k_A=1$, procedându-se în acelaşi mod, se obţine:

$$U_{e0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_s}{k_i} \cdot I_1 \qquad (38)$$

Relaţiile (37) şi (38) sunt adevărate numai când transformatoarele de curent funcţionează cu miezurile nesaturate. În acelaşi caz, valoarea medie a tensiunii redresate este direct proporţională cu valoarea eficace a curentului din instalaţia de forţă a motorului protejat, potrivit relaţiilor (37) şi (38).

### 4. Filtru activ trece-jos

Redresorul de precizie bialternanţă are sarcină rezistivă. După redresor tensiunea $u_e$ este pulsatorie. Aceasta are o componentă continuă $U_{e0}$, care are valoarea medie a tensiunii redresate (37), şi o componentă alternativă $u_{ea}$:

$$u_e = U_{e0} + u_{ea} \qquad (39)$$

Componenta alternativă, în general, este formată din $n$ armonici:

$$u_{ea} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \qquad (40)$$

În relaţia (40), $U_n$ este valoarea eficace a armonicii de ordinul $n$, iar $\varphi_n$ faza iniţială a acestei armonici.

Tensiunea redresată (39), ţinând seamă de (40), se poate descompune în serie Fourier şi devine:

$$u_e = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \qquad (41)$$

În (41) coeficienţii seriei Fourier sunt:

$$b_0 = U_{e0}; b_0 = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i \qquad (42)$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i \left[ \int_0^{\pi} \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) d\omega t - \int_0^{2 \cdot \pi} \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) d\omega t \right] \qquad (43)$$

$$a_n = 0, n = 1,2,...$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i \left[ \int_0^{\pi} \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) d\omega t - \int_0^{2 \cdot \pi} \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) d\omega t \right] \qquad (44)$$

$$b_n = -\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i \cdot \frac{4}{n^2 - 1}, n = 2,4,6...$$

Cu (41), (42), (43) şi (44) rezultă:

$$u_e = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i \cdot \left[ 2 - \frac{4}{3} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{4}{15} \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t) - ... \right] \qquad (45)$$

Cu acestea, se obţine componenta alternativă a tensiunii redresate:

$$u_{ea} = -\frac{4 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_i \cdot \left[ \frac{1}{3} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \frac{1}{15} \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t) + ... \right] \qquad (46)$$

Tensiunea de la ieşirea redresorului de precizie se filtrează cu un filtru activ trece-jos (fig.3), care se proiectează astfel încât armonicile componentei alternative să fie puternic atenuate.

În cazul ideal, impedanţa de intrare $Z_i$ în amplificatorul operaţional este infinită ($Z_i = \infty$) şi relaţia dintre tensiunea de ieşire $U_{eF}$ a filtrului şi cea de intrare $U_{iF}$, este:

$$\underline{U_{eF}} = -\frac{\underline{Z_{2F}}}{\underline{Z_{1F}}} \cdot \underline{U_{iF}} \qquad (47)$$

în care:

$$\underline{Z_{1F}} = R_{1F} \qquad (48)$$

iar: $$\underline{Z_{2F}} = -\frac{j \cdot R_{2F} \cdot X_{C1F}}{R_{2F} - j \cdot X_{C1F}} \qquad (49)$$

În (49), $X_{C1F}$ se calculează cu:

$$X_{C1F} = \frac{1}{\omega \cdot C_{1F}} \tag{50}$$

Cu (49) şi (50), rezultă:

$$\underline{Z_{2F}} = \frac{R_{2F} \cdot (1 - j \cdot \omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})}{1 + (\omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})^2}$$

(51)

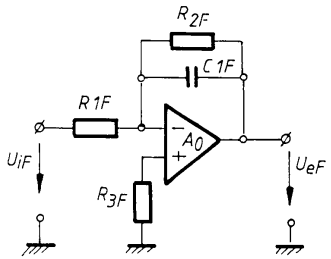


Fig. 3 Filtru activ trece-jos

Cu formulele (48), (51) şi (47), se obţine dependenţa dintre tensiunea de ieşire a filtrului şi frecvenţa armonicilor:

$$\underline{U_{eF}} = -\frac{R_{2F}}{R_{1F}} \cdot \frac{1 - j \cdot \omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F}}{1 + (\omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})^2} \cdot \underline{U_{iF}} \tag{52}$$

Se precizează că tensiunea $U_{iF}$, de la intrarea în filtru, este tensiunea de ieşire a redresorului de precizie bialternanţă ($U_{iF}=u_e$).

Pentru componenta continuă a tensiunii redresate, $\omega=0$ şi din (52), rezultă:

$$U_{eF} = -\frac{R_{2F}}{R_{1F}} \cdot U_{iF} \tag{53}$$

deci filtrul amplifică componenta continuă. Factorul de amplificare, în acest caz este:

$$k_{A0} = \frac{R_{2F}}{R_{1F}} \tag{54}$$

Când $\omega$ creşte, creşte şi atenuarea componentei alternative. Pentru $\omega=\infty$ , $U_{eF}=0$. În curent alternativ, factorul de amplificare $k_{A\omega}$, scade cu creşterea frecvenţei:

$$k_{A\omega} = \frac{R_{2F} \cdot \left(1 - j \cdot \omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F}\right)}{R_{1F} \cdot \left[1 + \left(\omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F}\right)^2\right]} \tag{55}$$

şi în acest fel sunt atenuate armonicile tensiunii redresate.

Pentru dimensionarea filtrului activ trece-jos, se impun frecvenţa de tăiere $f_T$, factorul de amplificare în c.c. $k_{A0}$ şi valoarea rezistenţei $R_{1F}$. Acum din (54) se obţine:

$$\left|R_{2F}\right| = k_{A0} \cdot R_{1F} \tag{56}$$

Frecvenţa de tăiere a filtrului activ trece-jos, se calculează cu:

$$f_T = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{2F} \cdot C_{1F}} \tag{57}$$

Această frecvenţă trebuie să fie mult mai mică decât frecvenţa primei armonici a tensiunii redresate ($f_T << 2f$). Spre exemplu dacă:

$$f_T = \frac{f}{10} \tag{58}$$

cu formulele (56), (57) şi (58) se obţine valoarea capacităţii condensatorului $C_{1F}$:

$$C_{1F} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot R_{2F}}; C_{1F} = \frac{5}{\pi \cdot f \cdot R_{2F}} \tag{59}$$

În relaţia (59), $f$ este frecvenţa tensiunii de intrare $u_i$ în redresorul de precizie bialternanţă ($f=50\ Hz$).

Valoarea rezistenţei $R_{3F}$, se determină cu:

$$R_{3F} = \frac{R_{1F} \cdot R_{2F}}{R_{1F} + R_{2F}} \tag{60}$$

Pentru simplificarea configuraţiei convertorului curent alternativ-tensiune continuă, se impune ca sumatorul, realizat cu amplificatorul operaţional $A_2$ (fig.2), să realizeze şi funcţia de filtru activ. Pentru aceasta, în paralel cu rezistorul $R_6$, se leagă condensatorul $C_{1F}$. În acest caz, pentru dimensionarea filtrului activ trece-jos, se utilizează tot relaţiile (56), (59) şi (60), în care $R_{1F}=R_4$, $R_{2F}=R_6$ şi $R_{3F}=R_7$.

În continuare se consideră că filtru activ trece-jos atenuează complet componenta alternativă a tensiunii redresate, deci $u_{ea} \approx 0$ şi

$$u_e = U_{e0}; u_e = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_s}{k_i} \cdot I_1 \tag{61}$$

Relaţia (61) reprezintă dependenţa dintre tensiunea de ieşire $u_e$ a convertorului şi curentul absorbit de motor pe faza respectivă. Tensiunea $u_e$ este direct proporţională cu acest curent, dacă

funcţionarea transformatorului este în zona liniară a caracteristicii de magnetizare.

## 5. Dimensionarea convertorului

Pentru realizarea protecţiei motorului asincron trifazat de tip *ASI 132M 36-8* cu $P_n$*=5,5 kW* şi $U_{ln}$*=400 V*, cu dispozitivul electronic cu caracteristică independentă, s-a folosit ca traductor transformatorul de curent de tip *METRA*, cu $k_i$*=20*. S-a impus valoarea rezistenţei de sarcină $R_S$*=0,5* $\Omega$ a acestui transformator. Căderea de tensiune pe $R_s$ se modifică liniar, între limitele *0V…2,91 V*, când curentul principal variază în domeniul de valori: *0A…110 A*.

Valorile celorlalte componente (rezistenţe şi condensatoare) ale convertorului curent alternativ-tensiune continuă, s-au calculat cu formulele stabilite la punctele 3 şi 4. Acestea, pentru $k_A$*=1*, $k_{AF}$*=1* şi *f=50Hz*, sunt date în tabelul 1 (Valorile rezistenţelor şi capacităţilor convertorului curent alternativ-tensiune continuă, pentru $k_A$=1 şi $k_{AF}$=1).

.

Tabelul 1

| Relaţia de calcul | (30) | (31) | (32) | (33) | (34) | (56) | (60) | (59) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Valori calculate $R_{iC}$[kΩ] $C_{iC}$[kΩ] | $R_{4C}$= $R_{5C}$= $R_{6C}$= 27kΩ | $R_{2C}$= 27 kΩ | $R_{1C}$= 13,5 kΩ | $R_{3C}$= 9 kΩ | $R_{7C}$= 13,5 kΩ | $R_{1FC}$= $R_{2FC}$= 27 kΩ | $R_{3FC}$= 13,5 kΩ | $C_{1FC}$= 1,18 μF |
| Valori normalizate $R_i$[kΩ] $C_i$[kΩ] | $R_4$= $R_5$= $R_6$= 27 kΩ | $R_2$= 27 kΩ | $R_1$= 12 kΩ | $R_3$= 10 kΩ | $R_7$= 12 kΩ | $R_{1F}$= $R_{2F}$= 27 kΩ | $R_{3F}$= 12 kΩ | $C_{1F=}$ 10μF |

## 6. Concluzii

Principalele contribuţii în cadrul prezentei lucrări sunt:

- determinarea expresiilor (13) şi (14) de calcul a căderii de tensiune pe impedanţa echivalentă a transformatoarelor de curent în funcţie de rezistenţa de sarcină;

- determinarea dependenţei (55) dintre factorul de amplificare $k_{A\omega}$, a filtrului activ trece-jos şi pulsaţia $\omega$, pentru valori constante ale rezistenţelor $R_{1F}$, $R_{2F}$ şi capacităţii $C_{1F}$;

- determinarea relaţiei (61), de legătură dintre mărimea de ieşire $u_e$ şi cea de intrare $I_1$, a convertoarelor curent alternativ-tensiune continuă, utilizate la realizarea releului electronic de protecţie, cu caracteristică independentă.

Prin utilizarea transformatoarelor de curent *METRA* cu raport de transformare $k_i=20$ pot să fie protejate motoare asincrone trifazate cu rotorul în colivie, cu puteri până la *7,5 kW* şi motoare asincrone trifazate cu inele, cu puteri până la *13 kW*. Puterile motoarelor protejate, sunt limitate superior de valoarea curentului de acţionare a blocului de protecţie împotriva regimului de scurtcircuit ($I_1>1,2\cdot I_p$), curent care nu trebuie să determine funcţionarea traductoarelor curent alternativ-tensiune alternativă, cu circuitul magnetic saturat. Protejarea unor motoare de puteri mai mari, se poate realiza cu acelaşi releu electronic de protecţie, utilizând transformatoare de curent cu raport de transformare mai mare ($k_1>20$).

**BIBLIOGRAFIE**

[1] Bolucea, C., şi colectiv, *Circuite integrate liniare*, Editura tehnică, Bucureşti, 1976.
[2] Ciugudean, M., şi colectiv, *Circuite integrate liniare. Aplicaţii*, Editura Facla, Timişoara, 1986.
[3] Dascălu, D. şi colectiv, *Dispozitive şi circuite electronice. Probleme*, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1982.
[4] Manolescu, A., şi colectiv, *Circuite integrate liniare*, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1983.
[5] Popa, I., Popa, G.N., *Dispozitive electronice cu structură cablată şi programată, de protecţie a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune*, Editura Mirton, Timişoara, 2000.

Conf.Dr.Ing. Iosif POPA
membru AGIR
iosif.popa@fih.upt.ro
Şef lucr.Dr.Ing. Gabriel Nicolae POPA
membru AGIR, membru IEEE
Conf.Dr.Ing. Sorin Ioan DEACONU
membru AGIR, membru IEEE
Şef lucr.ec.Dr.Ing. Corina Maria DINIŞ
membru AGIR
Universitatea „Politehnica” Timişoara, Facultatea de Inginerie Hunedoara