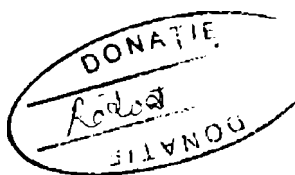


MINISTERUL EDUCAȚIEI NAȚIONALE
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA
FACULTATEA DE INGINERIE HUNEDOARA

Ing. POPA IOSIF

TEZĂ DE DOCTORAT

CONTRIBUȚII LA PROTECȚIA MOTOARELOR ELECTRICE DE JOASĂ
TENSIUNE



BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

Conducător științific:

Prof.univ.dr.ing. SAIMAC ANTON

1998

621277
266 B

INTRODUCERE

În prezent, majoritatea utilajelor industriale sunt acționate cu motoare electrice de joasă tensiune. Se utilizează în acest scop, mai ales motoarele asincrone trifazate, deoarece acestea sunt robuste, au o construcție simplă și o fiabilitate ridicată în exploatare (dacă nu este depășită temperatura maximă admisă de clasa de izolație a înfășurărilor și lucrează în condiții corespunzătoare de mediu).

O problemă de importanță deosebită o constituie protecția motoarelor electrice asincrone trifazate de joasă tensiune, deoarece de modul de protejare, depinde durata lor de funcționare.

Obiectul prezentei teze de doctorat, este conceperea și realizarea unor noi dispozitive de protecție a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, care acționează diferite tipuri de mașini de lucru, având la bază analiza aparatelor și dispozitivelor electrice și electronice de protecție, realizate până acum [1], [9], [17], [22], [29], [30], [47], [48], [49], [52], [54], [69], [74], [75], [76], [79], [117], [123], [130], [140].

Teza cuprinde 5 capitole și 5 anexe.

În capitolul 1 al lucrării, se prezintă aparatele și dispozitivele electrice și electronice actuale de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune, și anume: siguranțele fuzibile [29], [54], [75], [76], [123], [130], [140], releele termobimetalice [1], [29], [52], [54], [75], [76], [79], [123], [140], releele maxime de curent [52], [54], [75], [76], [79], [130], [140] și releele și dispozitivele electronice [9], [17], [22], [30], [47], [48], [49], [69], [74], [117], [130] utilizate în acest scop.

Din analiza efectuată în acest capitol, a rezultat necesitatea realizării unor dispozitive electronice de protecție [104], [115] cu configurații mai simple și cu performanțe comparabile, sau chiar superioare celor realizate până în prezent.

În capitolul 2 se analizează metodele analitice și grafo-analitice de determinare a timpului de pornire a motoarelor electrice de joasă tensiune [12], [34], [42], [43], [60], [72], [119], [120], [132]. Determinarea timpului de pornire a motoarelor electrice de joasă tensiune, în special a celor asincrone trifazate, se impune în scopul reglării timpului de acționare a protecției electronice cu caracteristică independentă de curentul de sarcină [115], pentru ca acesta, să nu determine declanșarea contactorului principal sau a întreruptorului pe durata pornirii, când curentul depășește valoarea reglată. În acest capitol se propun două metode analitice de determinare operativă a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, și anume: o metodă pentru motoare cu cuplu rezistent constant la arbore [92], în cazul acționării unui transportor cu bandă, iar cealaltă pentru cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei (cazul acționării unei pompe centrifuge). Pe baza algoritmilor de calcul stabiliți, pentru cele două metode propuse, s-au conceput programe în TURBO-PASCAL cu care se determină timpul de pornire, în cele două situații. Din literatura de specialitate [72] s-a stabilit, pe baza metodei grafo-analitice, algoritmul de calcul și s-a realizat programul în TURBO-PASCAL, pentru determinarea timpului de pornire al unui motor asincron trifazat de joasă tensiune, cu cuplu rezistent la arbore de formă oarecare.

În capitolul 3 se concep și se realizează circuite electronice [86], [91], [94], [101] care se folosesc în releele electronice de protecție prezentate în capitolul 4.

S-au conceput și realizat relee electronice de timp multifuncționale, cu integrate CMOS și anume

- un relee electronic de timp cu structură variabilă, care realizează opt funcții [91]. [94]. dintre care, patru sunt de bază, iar celelalte, complementare; acesta face obiectul brevetului de invenție RO 106044;

- un relee electronic de timp, cu patru funcții [99], obținut din cel precedent prin realizarea unui decodificator care permite eliminarea funcțiilor de timp complementare.

- un relee electronic de timp, cu temporizare la acționare sau la revenire [100], care derivă tot din circuitul cu opt funcții. Eliminarea celor șase funcții de timp, dintre care patru sunt complementare, iar două de bază (ultimele două, prezentate în continuare mai puțin utilizate în industrie) s-a făcut cu ajutorul unui decodificator proiectat corespunzător.

- un relee electronic de timp cu temporizare la acționare și la revenire [86], [87] care realizează trei funcții de bază, folosite curent în practica industrială

Releul electronic de timp cu structură variabilă realizează funcțiile de bază:

- temporizarea la acționare,
- temporizare la revenire, varianta I-a,
- temporizare la revenire, varianta a II-a,
- funcția de timp corespunzătoare unui relee foto,

și cele complementare. Toate acestea sunt prezentate în tabele 3.2 a și 3.2 b.

Releele electronice de timp cu opt funcții și cele derivate din acesta, prezentate anterior, au ca elemente de bază un circuit electronic de timp de tip R-C, cu diode de selectare a circuitelor de încărcare și de descărcare și un circuit integrat trigger Schmitt și circuite SAU-EXCLUSIV.

Realizarea diferitelor funcții de timp, se face cu circuitele SAU-EXCLUSIV în legătură cu comutatoare logice bipoziționale. Se demonstrează că prin utilizarea unui circuit logic format din trei circuite SAU-EXCLUSIV, în legătură cu comutatoare logice bipoziționale și un circuit logic SI-NU cu două intrări (sau cu un circuit logic SAU-NU, cu două intrări), se pot realiza, pentru diferite poziții ale comutatoarelor, funcțiile logice de bază SI, SI-NU, SAU-NU și SAU (respectiv, SAU, SAU-NU, SI-NU și SI, dacă se folosește circuitul SAU-NU cu două intrări) [93]. Cu un singur circuit SAU-EXCLUSIV, care are o intrare în legătură cu un comutator bipozițional, se realizează funcțiile IDENTITATE, când semnalul primit de la comutatorul bipozițional are valoare logică "0", sau NEGAȚIE, când acest semnal are valoare logică "1".

Pentru toate funcțiile pe care le realizează releul electronic de timp cu structură variabilă, cât și cele derivate din acesta, relația de calcul a timpului de lucru, determinată de autor este comună

Releul electronic de timp cu temporizare la acționare și la revenire, cu circuite integrate CMOS, conceput și realizat în cadrul lucrării, conține două circuite de timp, unul folosit pentru temporizarea la acționare, iar al doilea pentru temporizarea la revenire. Cele două circuite electronice de timp, au aceiași configurație cu cea a circuitului de timp al releului electronic cu opt funcții. Acest relee electronic, pe lângă circuitele logice care realizează funcțiile SI, SI-NU și NEGAȚIE, mai are un circuit basculant bistabil de tip R-S realizat cu circuite logice integrate SI-NU. Pentru acest relee, s-au determinat relațiile de calcul ale timpului de acționare și a celui de revenire

Releul electronic de timp, cu temporizare la acționare și revenire, realizează funcțiile de bază

- temporizarea la acționare și revenire, dacă rezistențele circuitelor de timp au valoarea mai mare de 0Ω

- temporizarea la acționare, dacă rezistența circuitului care realizează temporizarea la revenire are valoarea de 0Ω ;
- temporizarea la revenire, dacă rezistența circuitului care realizează temporizarea la acționare are valoarea de 0Ω .

Tot în cadrul acestui capitol s-a conceput schema generatoarelor de semnal dreptunghiular, comandate logic, care se folosesc la realizarea protecției electronice a motoarelor asincrone trifazate, de joasă tensiune, cu caracteristică dependentă de curentul principal. Spre deosebire de generatoarele de semnal dreptunghiular comandate logic, utilizate în prezent, care în vederea comenzii au un circuit logic SI la ieșire, generatorul propus și realizat, atât cu circuite integrate TTL [101] cât și cu integrate CMOS, începe să oscileze când primește pe intrare semnal de comandă de nivel logic "1" și se oprește când acest semnal are valoare logică "0". Pentru cele două moduri de realizare, autorul a determinat relațiile de calcul a frecvenței semnalului de la ieșirea generatoarelor, în funcție de parametrii R-C și de tensiunea U_a de alimentare

În capitolul 4 al lucrării, se concep și se realizează două tipuri de protecții electronice una cu caracteristică independentă de curentul de sarcină, [115], iar cealaltă, cu caracteristică dependentă de acest curent [104].

Din cercetările teoretice și experimentale efectuate [103], [115] a rezultat necesitatea realizării unui convertor curent alternativ-tensiune continuă cu amplificatoare operationale, deoarece căderea de tensiune pe rezistența de sarcină a transformatorului de curent este mică și nu poate fi redresată cu o punte de diode, obișnuită. De aceea s-a impus amplificarea acestei căderi de tensiune cu un amplificator operational, redresarea tensiunii de la ieșirea amplificatorului cu un redresor bialternantă de precizie, realizat tot cu un amplificator operational [11], [25], [61] și filtrarea tensiunii redresate cu un filtru activ trece jos.

La releul electronic de protecție, cu caracteristică independentă de curentul de sarcină se impune controlul curenților de pe două faze cu ajutorul convertoarelor curent alternativ-tensiune continuă, care transmit semnale de comandă spre circuitele electronice care sesizează scurtcircuiturile și spre cele folosite în scopul acționării protecției când motorul funcționează în suprasarcină. La acest releu declanșarea contactorului principal se realizează și la funcționarea în două faze. În cazul acestei avarii este activă partea electronică a releului care sesizează funcționarea în regim de suprasarcină. Se precizează că releul electronic de protecție acționează, practic instantaneu, la scurtcircuit și după un timp mai mare decât cel de pomire, în regim de suprasarcină sau la funcționarea în două faze. Comenzile de declanșare transmise de sesizoarele de avarie sunt memorate și semnalizate optic cu diode electroluminescente.

La releul electronic de protecție, cu caracteristică dependentă de curent, circuitul electronic care sesizează funcționarea în regim de suprasarcină asigură o declanșare temporizată în funcție de mărimea curentului de sarcină. De aceea acest circuit electronic are o structură mult mai complexă decât cea a circuitului folosit în releul electronic de protecție cu caracteristică independentă de curent. Elementele de bază ale acestui circuit sunt: baza de timp realizată cu convertor numeric-analogic comandat cu două generatoare de semnale dreptunghiulare (analizate în capitolul 3) printr-un divizor de frecvență, convertorul curent alternativ-tensiune continuă și două circuite analogice de înmulțire. Cu acestea el realizează condiția de declanșare la suprasarcină $I > I_n = I_n$.

Se cunoaște că valoarea curenților de suprasarcină este determinată de supraîncărcarea motorului sau la apariția unor defecte mecanice. Din acest motiv curenții de suprasarcină au aceeași valoare eficace pe cele trei faze. La funcționarea

în două faze, valoarea curenților pe fazele active este comparabilă cu mărimea curenților de suprasarcină [2], [4], [8], [19] de aceea, dacă releul electronic de protecție are circuite electronice de sesizare a supraîncărcării pe două faze, la acest deranjament acționează protecția împotriva regimului de suprasarcină. Pentru simplificarea schemei releului electronic de protecție, acesta a fost prevăzut cu un dispozitiv de sesizare a funcționării în două faze. În acest mod se folosește numai pe o singură fază circuitul electronic pentru declanșarea contactorului principal, când motorul funcționează în regim de suprasarcină.

S-a impus folosirea, pe două faze a sesizoarelor electronice de scurtcircuit pentru ca protecția electronică să fie activă și la scurtcircuite bifazate.

Protecția electronică cu caracteristică dependentă de curent, asigură memorarea și afișarea naturii defectului care a determinat acționarea ei.

Circuitele electronice de timp, care realizează diferite funcții, analizate în capitolul 3, s-au folosit în sesizoarele de suprasarcină și în sistemul electronic de afișare a naturii defectului.

În capitolul 5 al tezei se prezintă principalele contribuții originale ale autorului realizate în scopul rezolvării obiectivului propus în tema lucrării.

Teza conține și 4 anexe. În primele trei anexe sunt date listurile programelor de determinare a timpului de pornire a unui motor asincron trifazat de joasă tensiune cu cuplu rezistent constant la arbore, cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei și cu cuplu rezistent de o formă oarecare.

În anexa 4 se dă descrierea invenției " Releu electronic de timp cu structură variabilă" (brevet de invenție RO 106044).

Teza de doctorat s-a finalizat prin lucrări susținute în cadrul diferitelor sesiuni de comunicări și publicate în buletine științifice [86], [87], [89], [90], [92], [93], [94], [95], [96], [97], [98], [99], [100], [101], [102], [103] prin realizarea unei invenții [91] și a unei propuneri de invenție [104] și printr-un contract de cercetare științifică [115], rezolvat în două etape, beneficiar fiind Combinatul Siderurgic "Victoria" Călan, care a avut ca obiect conceperea și realizarea protecției la suprasarcină cu caracteristică independentă de curent, a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune.

Pentru realizarea tezei, în această formă autorul mulțumește călduros, conducătoru științific al lucrării, d-nul prof.dr.ing. Saimac Anton pentru sprijinul acordat pe toată durata pregătirii acesteia, d-lor prof.dr.ing. Șora Ioan de la Facultatea de Electrotehnică din cadrul Universității "Politehnica" Timișoara și conf.dr.ing. Rusu Nicolae de la Facultatea de Inginerie Hunedoara, pentru sfaturile date în legătură cu redactarea tezei și tuturor celor care au contribuit la definitivarea lucrării.

CAPITOLUL 1

ANALIZA APARATELOR SI DISPOZITIVELOR, UTILIZATE ÎN PREZENT LA PROTECȚIA MOTOARELOR ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE

1.1 Generalități

Dispozitivele si instalațiile de protecție ale motoarelor electrice de joasă tensiune, trebuie să acționeze în scopul întreruperii alimentării cu energie electrică la apariția unui defect în instalația electrică de alimentare, în mașină sau la funcționarea motorului în regim de suprasarcină.

Principalele tipuri de defecte care apar în timpul funcționării motoarelor electrice asincrone trifazate sunt: scurtcircuiturile bifazate sau trifazate între bobinele înfășurărilor statorice, scurtcircuiturile între spirele bobinelor de pe aceeași fază, întreruperea unei bobine, puneri la masă a conductoarelor bobinelor statorice, sau defecte complexe cum sunt scurtcircuiturile însoțite de puneri la masă, întreruperi cu puneri la masă, scurtcircuiturile cu rezistență de contact la locul defectului, întreruperi de conductoare cu rezistență la locul defectului, etc. Pentru motoarele electrice asincrone trifazate cu rotorul cu inele, aceleași defecte pot să apară și în bobinajul rotoric.

La motoarele de curent continuu pot să apară defecte simple ca: scurtcircuiturile între spire, întreruperi sau puneri la masă ale conductoarelor bobinelor statorice sau rotorice, sau defecte complexe cum sunt scurtcircuiturile între spire însoțite de puneri la masă, întreruperi cu puneri la masă, etc.

Defectele pot afecta și instalația de alimentare cu energie electrică a motorului. Ca și în cazul motoarelor electrice, aceste defecte pot să fie simple: ca scurtcircuiturile ferme bifazate sau trifazate între conductoare, puneri la pământ sau întreruperi ferme ale conductoarelor, sau defecte complexe cum sunt întreruperi ale conductoarelor liniei de alimentare însoțite de puneri la pământ, scurtcircuiturile cu puneri la pământ, scurtcircuiturile, întreruperi sau puneri la pământ ale conductoarelor cu o anumită rezistență la locul defectului, etc.

Motoarele lucrează în regim de suprasarcină când nu se respectă regimul normal de funcționare al mașinii de lucru pe care o acționează, sau când apar defecte mecanice în motor, în mecanismul de transmisie sau în mașina de lucru.

Protejarea motoarelor electrice de joasă tensiune împotriva regimurilor anormale de funcționare, în prezent se face cu ajutorul dispozitivelor și instalațiilor clasice sau electronice de protecție. În cele ce urmează se vor analiza cele mai importante instalații și dispozitive de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune.

1.2 Analiza dispozitivelor și instalațiilor clasice de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune

Motoarele asincrone trifazate de joasă tensiune sunt prevăzute cu următoarele tipuri de protecții:

- protecția împotriva scurtcircuitelor din motor și din instalația de alimentare cu energie a acestuia, în zona aflată în aval de locul de montare a dispozitivelor de protecție, realizată cu siguranțele fuzibile [29], [54], [75], [76], [123], [130], [140] și prin relee electromagnetice maxime de curent [52], [54], [75], [76], [79], [130], [140];
- protecția împotriva suprasarcinilor cu ajutorul releelor termobimetalice [1], [29], [52], [54], [75], [123], [140] dar și cu siguranțe fuzibile pentru suprasarcini mari;
- protecția combinată împotriva scurtcircuitelor și a suprasarcinilor, cu ajutorul releelor complexe electromagnetice maxime de curent care lucrează în combinație cu relee termobimetalice [52], [54], [76], [79], [130], [140];
- protecția împotriva funcționării în două faze cu instalații realizate cu relee de tensiune sau de curent.

Motoarele de curent continuu sunt prevăzute cu aceleași protecții, mai puțin cele utilizate împotriva funcționării în două faze.

1.2.1 Protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, cu siguranțe fuzibile

Siguranța fuzibilă este un aparat de protecție care deschide un circuit electric, când acesta este parcurs de un curent care depășește o anumită valoare (cum este cel de scurtcircuit sau de suprasarcină mare), prin topirea unuia sau mai multor elemente dimensionate corespunzător acestui scop. Elementul activ, al acestui aparat de protecție, poartă denumirea de fuzibil. Prin întreruperea circuitului, ca urmare a topirii fuzibilului, se asigură protecția instalației, aparatajului și consumatorului împotriva efectelor negative ale regimurilor de avarie.

a Funcționarea siguranței fuzibile

Siguranța fuzibilă funcționează în două regimuri: în regim staționar și în regim tranzitoriu.

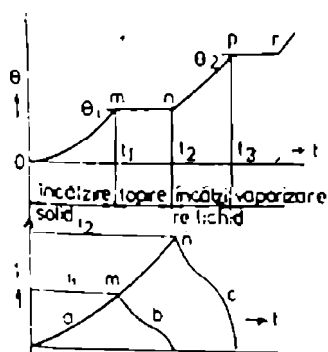


Fig. 1.1 Fazele procesului de ardere a unei siguranțe fuzibile

În regim de scurtcircuit, timpul de topire este foarte mic ($t_1=1...5$ ms) și de aceea se consideră, că întreaga căldură dezvoltată prin efect Joule ($P \cdot dt$), este

acumulată în masa fuzibilului ($m \cdot c \cdot dt$). Ecuația bilanțului termic, în acest caz, are forma particulară:

$$P \cdot dt = m \cdot c \cdot dt \quad (1.1)$$

$$R_f \cdot I^2 = m \cdot c \cdot dt \quad (1.2)$$

Plecându-se de la relația (1.1) în [140] se demonstrează că integrala Joule (care este integrala în timp a pătratului densității de curent J) pe intervalul de timp Δt_1 , este:

$$\int_{t_0}^{t_1} J^2 dt = K_1 \quad (1.3)$$

În relațiile (1.1), (1.2) și (1.3), R_f este rezistența fuzibilului care se încălzește prin efect Joule în intervalul de timp infinitesimal dt , m și c - masa respectiv căldura specifică a materialului fuzibilului, dt - creșterea supratemperaturii în timpul dt , iar K_1 o constantă de material (constanta Meyer) dată de :

$$K_1 = \frac{c \cdot \rho_d}{\rho_0 \cdot \alpha_R} \cdot \ln(1 + \alpha_R \cdot \theta_1); K_2 = \frac{c_1}{\rho_0 \cdot \alpha_R} \cdot \ln(1 + \alpha_R \cdot \theta_1) \quad (1.4)$$

Constanta lui Meyer depinde de căldura specifică volumică c_1 raportată la unitatea de masă ($c_1 = c \cdot \rho_d$, ρ_d densitatea materialului fuzibil), de rezistivitatea ρ_0 la temperatura de referință θ_0 , de coeficientul α_R de temperatură a rezistivității și de temperatura θ_1 .

În intervalul de timp Δt_2 ($\Delta t_2 = t_2 - t_1$), metalul fuzibilului se topește și se găsește parțial în stare solidă. Acum fuzibilul nu-și mai păstrează forma inițială. Asupra picăturilor de metal acționează forțe Lorentz, iar asupra părții în stare solidă, forțe electrodinamice mari. Între picăturile de lichid apare arc electric care în contact cu granulele de nisip de cuarț, din elementul interschimbabil, determină răcirea și în final stingerea lui. În această perioadă integrala Joule are valoarea:

$$\int_{t_1}^{t_2} J^2 dt = K_2 \quad (1.5)$$

K_2 este constantă de material dată de:

$$K_2 = \frac{\lambda}{\rho_m} \quad (1.6)$$

în care λ este căldura volumică de topire, iar ρ_m - rezistivitatea medie a metalului în stare lichidă și solidă.

În intervalul de timp Δt_3 ($\Delta t_3 = t_3 - t_2$), temperatura metalului în stare lichidă crește de la θ_1 la θ_2 ($\theta_2 = \theta_{vap}$). Integrala Joule, în această perioadă, este:

$$\int_{t_2}^{t_3} J^2 dt = K_3 \quad (1.7)$$

K_3 este constanta de material corespunzătoare metalului fuzibil în stare topită care se încălzește, în continuare, până la vaporizare (când ajunge la temperatura θ_{vap}). Această constantă se calculează cu:

$$K_3 = \frac{c_2}{\rho_2 \cdot \beta_R} \cdot \ln[1 + \beta_R \cdot (\theta_2 - \theta_1)] \quad (1.8)$$

În relația (1.8) c_2 este căldura specifică volumică a materialului fuzibil în stare lichidă, ρ_2 - rezistivitatea iar β_2 coeficientul de temperatură al rezistivității materialului topit.

Pentru intervalul de timp de la 0 la t_3 , integrala Joule se determină cu suma integralelor (1.3), (1.5) și (1.7):

$$\int_0^{t_3} J^2 dt = K_1 + K_2 + K_3; \int_0^{t_3} J^2 dt = K \quad (1.9)$$

Tabelul 1.1

Valorile constantelor de material al fuzibilelor, pentru cupru și argint

Constanta	Cupru	Argint
K_1 [A ² sm ⁻²]	8,63.10 ⁸	5,91.10 ⁸
K_2 [A ² sm ⁻²]	1,33.10 ⁸	1,02.10 ⁸
K_3 [A ² sm ⁻²]	1,76.10 ⁸	1,07.10 ⁸
K [A ² sm ⁻²]	11,72.10 ⁸	8,00.10 ⁸

Valorile constantelor de material K_1 , K_2 , K_3 și K , pentru cupru și argint, se dau în tabelul 1.1 [140].

Dacă se ține seama că în realitate arcul electric apare în intervalul de timp Δt_2 (în zona delimitată de curbele b și c din fig.1.1) în care fuzibilul se topește, în calculele practice se adoptă: $K \approx K_1 + K_2$, deci:

$$\int_0^{t_3} J^2 dt \approx K_1 + K_2 \quad (1.10)$$

Intervalul de timp măsurat din momentul producerii scurtcircuitului, până la apariția arcului, se numește durata prearc t_{pa} . Acest timp, considerând $J=ct$, se calculează cu (1.10), ținând seama de (1.3) și (1.5):

$$t_{pa} = \frac{1}{J^2} \cdot (K_1 + K_2), \quad t_{pa} = \frac{A^2}{I^2} \cdot (K_1 + K_2) \quad (1.11)$$

Cu aceste simplificări, relația (1.11) se poate folosi numai în cazul circuitelor de c.c. neinductive. Pentru cazul protecției circuitelor inductive de c.c. și a celor de c.a. în literatură [54], [123] se dau relațiile de calcul atât pentru t_{pa} , cât și pentru curentul limitat.

În regim de scurtcircuit, siguranțele fuzibile limitează atât durata, cât și amplitudinea curentului electric. Aceste limitări, pentru scurtcircuitele simetrice și asimetrice, sunt ilustrate în figurile 1.2.a și 1.2.b.

În aceste grafice, potrivit cu recomandările CEI, s-au făcut următoarele notații: i_p - curentul prezumat, i_{pa} - curentul prezumat tăiat, i_l - curentul limitat, i_k - curentul limitat tăiat, t_{pa} - durata prearc, t_a - durata de ardere a arcului electric, iar $t_{pa} + t_a$ - timpul în care siguranța fuzibilă este străbătută de curentul de scurtcircuit.

Curentul prezumat i_p , este definit ca acel curent, care ar trece prin circuitul protejat dacă fuzibilul ar fi înlocuit cu un conductor de impedanță nulă.

Curentul prezumat tăiat i_{pa} , este valoarea instantanee a curentului prezumat în momentul apariției arcului electric.

Curentul limitat i_l , este valoarea instantanee a curentului de scurtcircuit pe durata t_a a arcului electric. Acesta este valoarea maximală i_k .

Din analiza graficelor $i=f(t)$, din figura 1.2, rezultă că limitarea curentului de scurtcircuit este mai pronunțată pentru scurtcircuitele asimetrice. Durata de ardere a fuzibilului este cu atât mai mică cu cât, curentul nominal al siguranței este mai mic și valoarea curentului de scurtcircuit este mai mare. Supratensiunile care apar în

instalația protejată cresc, când durata $t_{pa}+t_a$ scade. După apariția arcului electric, curentul din circuitul protejat continuă să crească, într-un interval mic de timp, deoarece rezistența arcului încă are o valoare mică.

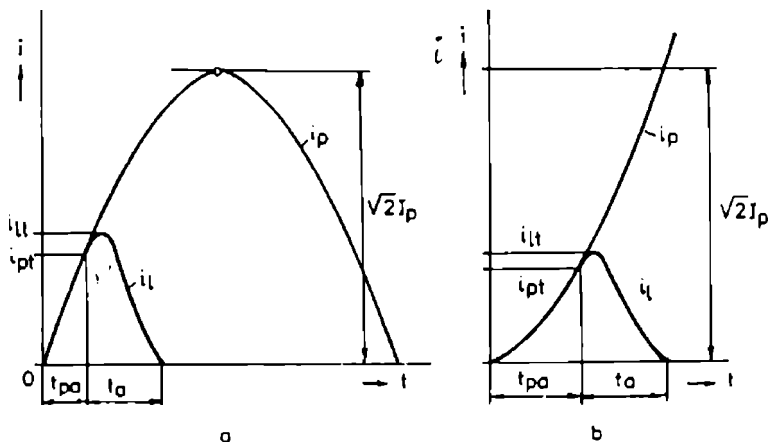


Fig. 1.2

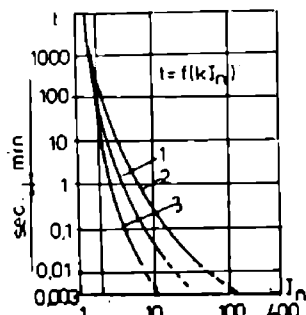
Limitările că durată și amplitudine a curentului de scurtcircuit:
 a) pentru scurtcircuit simetric;
 b) pentru scurtcircuit asimetric.

Curentul de topire a fuzibilului, cu aceeași secțiune, pe toată lungimea lui, se calculează, aproximativ, cu formula [140]:

$$I_{top} = c \cdot d^2 \quad (1.12)$$

În această relație c [$A \cdot m^{-2/3}$] este o constantă a cărei valoare depinde de materialul fuzibilului ($c_{Cu} = 8 \cdot 10^3 A \cdot m^{-2/3}$; $c_{Ag} = 6 \cdot 10^3 A \cdot m^{-2/3}$; $c_{Zn} = 12,9 \cdot 10^3 A \cdot m^{-2/3}$) iar d [m] este diametrul firului fuzibil.

b. Caracteristicile, construcția și alegerea siguranțelor fuzibile, în vederea protecției motoarelor electrice de joasă tensiune



Caracteristica timp - curent $t=f(I)$, este caracteristica de bază a unei siguranțe fuzibile. Ea se mai numește și caracteristica de protecție sau de topire a fuzibilului unei siguranțe și reprezintă dependența grafică dintre timpul de topire și curentul I , care străbate circuitul protejat.

În figura 1.3, se dau caracteristicile de protecție pentru siguranțe rapide (curba 1), lente (curba 2) și ultrarapide (curba 3). Fuzibilul siguranțelor rapide este dintr-un

Fig. 1.3

Caracteristicile de protecție ale siguranțelor fuzibile:
 1 - pentru siguranțe rapide; 2 - pentru siguranțe lente;
 3 - pentru siguranțe ultrarapide.

singur metal (cupru sau argint) și are aceeași secțiune pe toată lungimea sa. Aceste siguranțe se folosesc în circuite fără vârfuri mari de sarcină, cum sunt liniile în cablu și cele din instalațiile de iluminat.

La siguranțele lente, caracteristica de protecție este realizată prin desprindere mecanică, prin efect metalurgic sau chimic. Ele se utilizează în circuite cu vârfuri de curent (transformatoare, motoare).

Siguranțele ultrarapide au fuzibilul realizat dintr-un singur material, sub forma unei benzi cu gătuiri și perforații. Acestea se folosesc la protecția elementelor semiconductoarelor

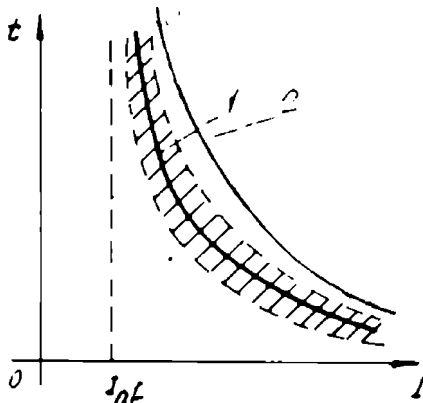


Fig 1 4

- 1 - Caracteristica de topire a fuzibilului;
- 2 - Caracteristica termică a motorului protejat.

Caracteristica 1 de protecție a siguranței fuzibile (fig. 1.4) trebuie să fie situată sub caracteristica termică 2 a motorului protejat. Aceasta este locul geometric al tuturor punctelor de coordonate (i_x, t_y) pentru care motorul protejat se încălzește până atinge temperatura maximă admisă de clasa de izolație a înfășurărilor

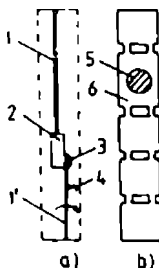


Fig 1 5 Fuzibile cu inerție

- a - cu întrerupere cu desprindere mecanică; 1, 1' - fire fuzibile;
- 2 - piesă cu mare capacitate calorică; 3 - aliaj de lipit; 4 - resort;
- b - cu întrerupere prin efect metalurgic; 5 - aliaj eutectic de Pb și Sn;
- 6 - element fuzibil

Curentul nominal al fuzibilului se alege astfel încât, dacă circuitul protejat este parcurs de curentul $I = I_{nr}$ (fig. 1.4), timpul de topire a lui să fie foarte mare ($t_{top} \rightarrow \infty$). Deoarece acest punct de pe curba de protecție nu poate să fie obținut practic, în uzinele constructoare fuzibilul se verifică la un curent $I = (1,3 \dots 1,5) I_{nr}$, pentru care timpul minim de topire este cuprins între o oră și două ore. Pentru aceste valori ale curentilor, cu certitudine fuzibilul se topește, deci siguranța fuzibilă asigură protecția instalațiilor electrice și la suprasarcini mai mari ($I > 1,3 I_{nr}$).

Siguranțele fuzibile, din punct de vedere constructiv sunt deschise, la care arcurile electrice sunt în aer, sau închise, când fuzibilul se montează într-un tub de material izolant (fibră sau porțelan) închis la capete, cu sau fără nisip de umplură. Pentru mărirea capacității de rupere, s-a trecut de la firul fuzibil cu secțiune constantă pe toată lungimea lui (cu secțiunea în general de formă circulară) care are o putere mică sau medie de rupere, la fuzibil construit din una sau mai multe benzi, legate în paralel, cu gătuiri și perforații alinuate în șiruri longitudinale și transversale (fig. 1.5 b). La acest fuzibil protecția la suprasarcină este asigurată prin efect metalurgic iar la scurtcircuit, prin forma ei. Efectul

metalurgic este realizat cu picătun din aliaj eutectic Pb-Sn, care în stare topită, în contact cu metalul de bază al benzii fuzibile, dizolvă acest metal și întreruperea fuzibilului se face înainte ca acesta să ajungă la temperatura de topire a metalului de bază. În felul acesta se asigură protecția la suprasarcini chiar mai mici decât $1,3 I_n$ și anume când $I = (1,05 - 1,0) I_n$. Mănrea puterii de rupere este realizată prin întreruperea benzii fuzibile în locurile cu secțiune diminuată și stingerea rapidă a arcelor multiple, care apar în acest caz în contact cu nisipul de cuarț din interiorul elementului înlocuitor al siguranței. Nisipul preia căldura dezvoltată de arc și-l deionizează rapid.

În figura 1.5 a se prezintă o altă metodă de mărire a timpului de acționare a siguranței fuzibile. Această metodă constă în lipirea între ele a fuzibililor 1 și 1' cu un aliaj Pb-Sn, care se topește când curentul este mai mic decât cel de scurtcircuit, realizând prin deschiderea circuitului cu resoartele 4, protecția la suprasarcină. Protecția la scurtcircuit se asigură prin arderea fuzibilului.

Siguranțele fuzibile utilizate pentru protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, în general sunt siguranțe fuzibile cu filet și siguranțe fuzibile cu mare putere de rupere (M.P.R.).

Siguranțele fuzibile cu filet au capacitate medie de rupere. Ele sunt realizate în două variante constructive și anume, cu legături în spate (LS), care se montează pe panouri din material electroizolant, sau cu legături în față (LF), care se pot monta pe panouri metalice. La ultimele bornele de legătură cu instalația protejată sunt accesibile. Aceste siguranțe se construiesc pentru curenți nominali de la 6 A până la 100 A cu capacitatea de rupere până la 1 kA, pentru patroanele cu $I_{nmax} = 60$ A, și de 5 kA, pentru patroanele cu curenți nominali de 80 A, 100 A.

Siguranțele M.P.R. au curenți nominali de la 100 A până la 630 A, în curent alternativ, și de 250 A și 400 A, în c.c. Ele sunt realizate în scopul întreruperii unor curenți mari de scurtcircuit (până la 10 kA).

O problemă foarte importantă este alegerea siguranțelor fuzibile folosite la protecția motoarelor electrice, deoarece curentul de pornire I_p este de câteva ori mai mare decât curentul nominal. Alegerea siguranțelor fuzibile se face astfel încât caracteristica de protecție (fig. 1.6) să nu fie intersectată de graficul 3 ($I_p = I(I_p)$). De aceea se alege un element înlocuitor (patron), cu fuzibil care îndeplinește condiția $I_{nf} > I_{nf1}$. Acesta are caracteristica de protecție 2.

Condiția de mai sus este îndeplinită, dacă pentru motoare asincrone trifazate

cu porniri ușoare, caracteristica de protecție a fuzibilului se determină cu [29], [54], [76], [123], [130], [140]:

$$I_{nf} \geq \frac{I_p}{2,5} \quad (1.13)$$

Pentru motoarele asincrone trifazate, cu porniri grele, fuzibilul siguranțelor trebuie să îndeplinească condiția:

$$I_{nf} \geq \frac{I_p}{1,6 + 2} \quad (1.14)$$

La motoarele asincrone trifazate cu porniri grele, I_{nf} se

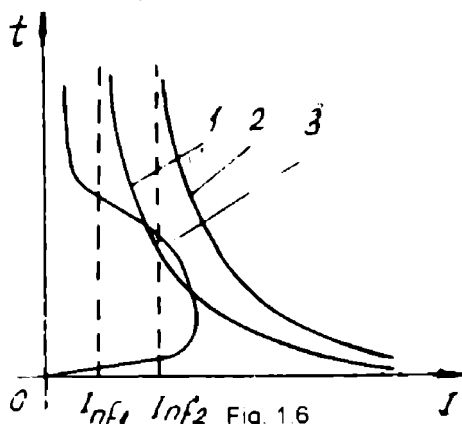


Fig. 1.6

Explicativă la modul de alegere a siguranțelor fuzibile, pentru motoarele asincrone trifazate

calculează cu:

$$I_{nf} \geq \frac{I_n}{0,8 + 1} \quad (1.15)$$

unde I_n este curentul nominal al motorului.

În cazul motoarelor asincrone trifazate, cu pomirea stea-triunghi, curentul de pomire este mai mic și siguranțele fuzibile se aleg cu:

$$I_{nf} \geq \frac{I_p}{3} \quad (1.16)$$

Pentru protecția liniilor magistrale sau radiale, prin care se alimentează cu energie electrică n motoare asincrone trifazate, siguranțele fuzibile trebuie să îndeplinească condiția:

$$I_{nf} \geq I_{f \max} \quad (1.17)$$

$$I_{f \max} = \left(\frac{I_{pk}}{1,6 + 2,5} + \sum_{i=1}^{n-1} I_{ni} \right)_{\max} \quad (1.18)$$

Pentru determinarea curentului $I_{f \max}$, se consideră că motorul cu numărul k ($k=1 \dots n$) pomește, iar restul de $n-1$ motoare, funcționează la parametri nominali, absorbind din rețea curenții I_n ($i=1 \dots (n-1)$). Se calculează un număr de n curenți I_i și se stabilește valoarea maximă a expresiei (1.18) după care se alege un element înlocuitor a cărui curent nominal verifică condiția (1.17).

Pentru protejarea altor consumatori, în literatura de specialitate [29], [54], [76], [123], [130], [140], se dau relațiile de calcul utilizate pentru alegerea curentului I_{nf} .

1.2.2 Protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, prin relee maximale de curent

Releele maximale de curent, folosite la protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, sunt relee electromagnetice care acționează netemporizat, la curenți mari, asigurând protecția împotriva regimului de scurtcircuit. Principiul lor de funcționare este cel al releelor electromagnetice obișnuite, de care se deosebesc prin aceea că bobina este realizată cu un număr mic de spire de secțiune mare și are un dispozitiv de reglare a curentului de acționare. Secțiunea s_c a conductorului, din care este realizată bobina releului, este mult mai mare, decât la releele obișnuite, deoarece bobina releelor maximale de curent este străbătută de curentul principal, la legarea directă sau de un curent proporțional cu cel principal, la legarea indirectă (prin transformatoare de curent în c.a., sau șunturi în c.c.). Bobina acestor relee, are un număr N_c mic de spire, de aceea, aceasta produce solenația necesară pentru acționare numai când este parcursă de curenți mult mai mari (cum sunt cei din regimul de scurtcircuit) decât cel care o străbate la funcționarea normală.

Căderea de tensiune ΔU_c pe bobina releelor maximale de curent, la funcționarea normală este foarte mică. În c.a., la legarea directă aceasta se determină cu:

$$\Delta U_c = I_n \cdot \left(\rho_{Cu} \cdot \frac{N_c \cdot l_{med}}{s_c} + j \cdot \omega \cdot \frac{N_c^2}{R_m} \right) \quad (1.19)$$

Căderea de tensiune pe bobină, în c.c., la legarea directă este:

$$\Delta U_c = I_n \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{N_c \cdot l_{med}}{s_c} \quad (1.20)$$

În aceste relații, I_n este curentul care trece prin bobină la funcționarea normală, ρ_{Cu} - rezistivitatea conductorului din cupru, s_c - secțiunea conductorului, N_c - numărul de spire al bobinei, l_{med} - lungimea medie a unei spire, ω - pulsația tensiunii de alimentare, iar R_m - reluctanța circuitului magnetic al electromagnetului.

Deoarece numărul N_c de spire este mic iar secțiunea s_c mare, rezultă că atât rezistența, cât și reactanța bobinei sunt mici, deci și căderea de tensiune pe bobină este mică.

Reglarea curentului de acționare al releelor maximale de curent se poate face brut, prin modificarea numărului de spire și fin, prin modificarea întrefierului și a cuplului rezistent al resortului rapel. Reglarea brută, se poate face numai când bobinel sunt realizate din secțiuni care pot fi legate în serie sau în paralel.

Pentru protecția maximală de curent a motoarelor asincrone alimentate de la rețele trifazate cu fir neutru, se impune montarea releelor de protecție, împotriva regimului de scurtcircuit, pe fiecare fază. În cazul alimentării cu energie electrică de la un sistem trifazat cu neutrul izolat, releele maximale de curent se montează numai pe două faze.

Pentru protecția motoarelor, curentul reglat I_r (care se mai numește și curent de acționare, sau de pomire a protecției) se poate modifica în domeniul [76], [130]:

$$I_r = (4 \dots 8) \cdot I_{nr}; I_r = K_r \cdot I_{nr} \quad (1.21)$$

unde I_{nr} este curentul nominal al releului, iar K_r - coeficientul de reglaj al acestuia:

$$K_r \in [4 \dots 8] \quad (1.22)$$

Curentul de pomire al motorului este:

$$I_p = K_p \cdot I_n \quad (1.23)$$

K_p este raportul dintre curentul de pomire I_p și cel nominal I_n al motorului (K_p este dat în catalogul mașinii: $K_p=4,5 \dots 7,5$ pentru motoare asincrone trifazate, $K_p=1,5 \dots 1,75$ pentru motorul de c.c. cu excitație derivație, etc.).

Releul maximal de curent se alege astfel încât să fie îndeplinită condiția:

$$4 \cdot I_{nr} \leq I_p (8 \cdot I_{nr}) \quad (1.24)$$

Din inegalitatea:

$$I_r > I_p; K_r \cdot I_{nr} > K_p \cdot I_n \quad (1.25)$$

se obține valoarea coeficientului de reglaj:

$$K_r > K_p \cdot \frac{I_n}{I_{nr}} \quad (1.26)$$

deci protecția maximală de curent nu acționează la curentul I_p , dar trebuie să acționeze la curentul minim de scurtcircuit I_{scmin} . Această condiție este îndeplinită dacă:

$$K_r \cdot I_{nr} \leq \frac{I_{scmin}}{K_s} \quad (1.27)$$

În (1.27) K_s este coeficient de siguranță pentru acționarea protecției la curentul minim de scurtcircuit ($K_s=1,5$). Deci:

$$K_r \leq \frac{1}{K_s} \cdot \frac{I_{scmin}}{I_{nr}} \quad (1.28)$$

Dacă releele maximale de curent protejează o rețea radială, prin care se alimentează cu energie electrică "n" motoare, se consideră că un motor pomește, iar restul de "n-1" motoare funcționează cu sarcină nominală. În acest caz:

$$I_r > \left(I_p + \sum_{i=1}^{n-1} I_{ni} \right)_{max} \quad (1.29)$$

deci:

$$K_r > \frac{1}{I_{nr}} \cdot \left(I_p + \sum_{i=1}^{n-1} I_{n1} \right)_{\max} \quad (1.30)$$

Se determină n valori ale coeficientului K_r și se alege valoarea maximă.

Pentru reducerea volumului de calcul, se determină coeficienții de reglaj a protecției maxime de curent, numai pentru situațiile când pomesc motoarele de puteri mari.

În același timp K_r trebuie să îndeplinească și condiția (1.28), în care $I_{sc \min}$ este curentul de scurtcircuit în nodul de ramificație al liniei.

La legarea indirectă a releelor maxime de curent, în instalația motorului protejat, dacă motoarele sunt asincrone trifazate, ținând seama de condițiile (1.26) și (1.28) coeficientul K_r va fi determinat cu:

$$K_r > \frac{K_F \cdot I_n}{K_I \cdot I_{nr}} \quad (1.31)$$

$$K_r \leq \frac{1}{K_s \cdot K_I} \cdot \frac{I_{sc \min}}{I_{nr}} \quad (1.32)$$

În aceste relații K_I este raportul de transformare al transformatorului de curent.

Dacă la legarea indirectă se folosește releu de tip RC-1 ($K_r \in [0,5 \dots 1]$), alegerea transformatorului de curent se face ținând seama de condiția:

$$0,5 \cdot I_{nr} \leq \frac{I_F}{K_I} \leq I_{nr} \quad (1.33)$$

La protecția liniilor radiale prin care se alimentează cu energie electrică "n" motoare, la conexiunea indirectă a releelor maxime de curent, K_r trebuie să îndeplinească condițiile:

$$K_r > \frac{1}{K_I \cdot I_{nr}} \cdot \left(I_p + \sum_{i=1}^{n-1} I_{n1} \right)_{\max} \quad (1.34)$$

și (1.32). În (1.32) $I_{sc \min}$ este valoarea curentului de scurtcircuit, în punctul de ramificație a liniei.

Pentru protejarea altor consumatori de energie electrică, prin rele maxime de curent, determinarea valorilor coeficientului de reglaj este dată în literatura de specialitate [29], [76], [79], [123], [130], [140].

În instalațiile de joasă tensiune, releele maxime de curent nu sunt temporizate. Când curentul din circuitul protejat atinge valoarea reglată, releele acționează practic instantaneu (în realitate după timpul propriu de acționare al releului) și determină declanșarea întreruptorului sau a contactorului principal.

Caracteristica de protecție, la aceste rele este o dreaptă ($I_r = \text{constant}$), paralelă cu axa 0 - t, la distanța I_r .

1.2.3. Protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, prin rele termobimetalice

a. Generalități

Protejarea cea mai simplă împotriva funcționării electrice în regim de suprasarcină se realizează prin folosirea unor traductoare de temperatură, cum sunt: microîntreruptoarele termobimetalice, termocuplele, termorezistențele și termistoarele, montate în punctele critice ale mașinii. Aceste traductoare se pot

monta numai la fabricarea mașinii, procedeu care este folosit la generatoarele și motoarele sincrone, de puteri mari.

Din punct de vedere teoretic, pentru motoarele electrice de joasă tensiune, se poate asigura protecția la suprasarcină, dacă se realizează o imagine termică a motorului respectiv, pe o rezistență care este parcursă de curentul mașinii, sau de un curent proporțional cu acesta. Acest lucru este dificil de realizat în cazul motoarelor care au porniri sau opriri repetate, sau care funcționează cu viteză variabilă. În ultimul caz, deoarece mașina are răcirea dependentă de viteză (majoritatea motoarelor au ventilator de răcire), acesta este greu de reprodus pe imaginea termică.

Practic, protejarea motoarelor electrice de joasă tensiune, împotriva funcționării la suprasarcină, se realizează cu ajutorul releelor termobimetalice. Acestea au ca element sensibil o lamă bimetalică, încastrată la un capăt care se realizează prin două straturi de metale diferite, intim unite pe toată suprafața de contact, prin sudură sau lipire. Un strat de metal este activ iar celălalt - pasiv. Stratul activ are coeficientul liniar de dilatare cel mai mare și de aceea, prin încălzire lama se deformează cu atât mai mult, cu cât coeficienții de dilatare liniară sunt mai diferiți. Stratul activ este un aliaj Ni-Fe-C-Mn-Cr, iar cel pasiv, un aliaj de tip invar (aliaj Ni-Fe cu 36% Ni). Când săgeata f_0 a bimetalului atinge o anumită valoare, este acționat un microcontact, care determină declanșarea întreruptorului sau a contactului, prin care se realizează alimentarea cu energie electrică a motorului protejat.

Releele termobimetalice nu asigură protecția împotriva curenților de scurtcircuit, deoarece au inerție termică. Acești curenți, având valori mari, ard rezistența de încălzire a plăcuței bimetalice, care este străbătută fie de curentul principal fie de un curent proporțional cu cel al receptorului. Din acest motiv releele termobimetalice lucrează asociate cu aparatele de protecție împotriva scurtcircuitelor cum sunt releele maximale de curent sau siguranțele fuzibile.

b. Funcționarea și construcția releelor termobimetalice

Se presupune că cele două straturi ale elementului sensibil al releului termobimetalic, sunt două lamele din metale cu coeficienți de dilatare diferiți, ($\alpha_1 < \alpha_2$), fără să fie lipite sau sudate. Ele sunt încastrate la un capăt iar lamela superioară este pasivă. Lungimea lor este mai mare decât celelalte dimensiuni. Prin încălzire ele se dilată neuniform și lungimile lor la temperatura θ , vor fi :

$$l_1 = l_0 [1 + \alpha_1 \cdot (\theta - \theta_0)] \quad (1.35)$$

$$l_2 = l_0 [1 + \alpha_2 \cdot (\theta - \theta_0)] \quad (1.36)$$

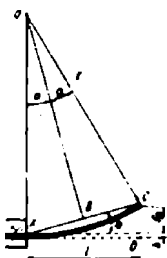
În aceste relații, l_0 este lungimea elementelor sensibile, la temperatura de referință θ_0 .

Când $\theta=0$, $l_1=l_2$. La încălzire $\theta>0$; deoarece $\alpha_2 > \alpha_1$ rezultă că $l_2 > l_1$, deci lamela activă are o dilatare mai mare.

Deoarece cele două lamele sunt sudate intim, stratul superior este supus solicitării de tracțiune, iar cel inferior, la compresiune și bimetalul se curbează, după un arc de cerc (fig. 1.7). Săgeata f_0 de la capătul liber a plăcuței bimetalice, se calculează cu [1], [52], [54], [140]:

$$f_0 \approx K \cdot \frac{l^2}{\delta} \cdot \tau \quad (1.37)$$

în care K este constanta bimetalului ($K=0,156 \cdot 10^{-4} \text{ grad}^{-1}$ [52]), l și δ sunt proiecția pe orizontală a lungimii bimetalului deformat, respectiv grosimea plăcuței bimetalice, iar τ este supratemperatura:



$$\tau = \theta - \theta_c \quad (1.38)$$

Dacă $\theta_0 = 0^\circ\text{C}$, rezultă:

$$\varepsilon_0 \approx K \cdot \frac{l^2}{\delta} \cdot \theta \quad (1.39)$$

Pentru alte forme ale plăcuței bimetalice, săgeata la capătul liber se calculează, cu una dintre relațiile date în tabelul 1.2

Fig 1.7 Deformata prin încălzire, a plăcuței bimetalice

Tabelul 1.2

Relația de calcul ale săgeții f_0 , de la capătul liber al bimetalului cu diferite forme

Forma termobimetalului	Săgeata la capătul liber
	$f = \frac{al^2}{\delta} \Delta\theta$
	$f = \frac{al^2}{4\delta} \Delta\theta$
	$f = \frac{al^2}{2\delta} \Delta\theta$
	$f = \frac{a}{\delta} (d^2 - e^2 + 4r^2 + 2ed + 2\pi r d) \Delta\theta$
	$\alpha = \frac{a_1 l}{\delta} \Delta\theta$

Releele termobimetalice utilizate la protecția motoarelor electrice, au plăcuța bimetalică încălzită direct, indirect sau mixt. Bimetalul este încălzit la un capăt.

La încălzirea directă, curentul principal trece prin bimetal și acesta se încălzește prin efect Joule

Încălzirea indirectă se face cu un rezistor realizat dintr-un conductor de secțiune circulară sau dreptunghiulară înfășurat pe elementul sensibil, prin care trece curentul consumatorului

Bimetalul poate să fie încălzit și mixt (fig. 1.8), când curentul controlat, trece atât prin bimetal, cât și printr-un rezistor format din conductor înfășurat pe elementul sensibil

Protecția la suprasarcină a motoarelor electrice asincrone trifazate se face prin blocuri de relee bimetalice (fig. 1.9) prevăzute pe fiecare fază cu elemente sensibile (plăcuțele bimetalice 1), care prin deformare, în cazul funcționării motorului

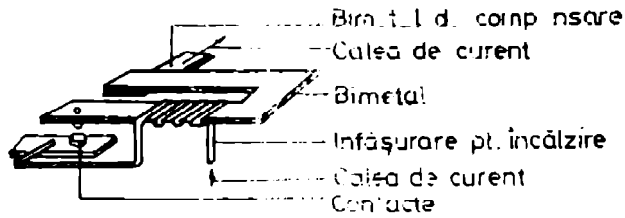


Fig. 1.8
Încălzirea mixtă a unui relee termobimetalic

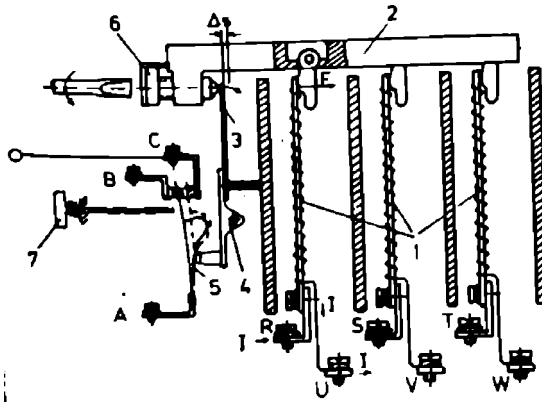


Fig. 1.9 Bloc trifazat de relee termobimetalice

- 1 - elemente sensibile (plăcuțe din bimetal);
- 2 - pârghie din material izolanț;
- 3 - bimetalul de compensare;
- 4 - pârghie de acționare a contactelor;
- 5 - lamelă elastică (contact mobil);
- 6 - buton de reglaj al curentului de acționare;
- 7 - buton de activare a protecției

c. Reglarea releelor termobimetalice

La releele termobimetalice, curentul reglat se determină cu:

$$I_r = K_r \cdot I_s; I_r = (0,6 \div 1) \cdot I_s \quad (1.40)$$

în care K_r este coeficientul de reglaj ($K_r=0,6 \div 1$), iar I_s - curentul de serviciu al releului care corespunde valorii maxime a curentului reglat, pentru care aparatul nu acționează

Reglarea releelor termobimetalice se face în stare rece (la temperatura mediului ambiant: 20 ± 5 °C).

Dacă motorul are pomire ușoară și funcționează la sarcină nominală, în regim de lungă durată [79]: $I_r = I_n$. Se alege, în prealabil, curentul de serviciu al releului (I_{sr}), impunându-se $K_{rmed} = 0,8$. Rezultă:

$$I_{sr} = \frac{I_n}{K_{rmed}} \quad (1.41)$$

Se alege un curent de serviciu normalizat $I_{sn} \geq I_{sr}$, pentru care se obține $0,6 \leq K_r \leq 0,8$. Acum se poate determina valoarea lui K_r :

$$K_r = \frac{I_n}{I_{sn}} \quad (1.42)$$

La fel se procedează și pentru alte regimuri de funcționare. În aceste cazuri $I_r = k_{rg} \cdot I_n$. [79]. Se determină:

$$I_{sn} = \frac{K_{rg} \cdot I_n}{K_{rmed}} \quad (1.43)$$

Se alege I_{sn} și se determină K_r :

$$K_r = \frac{K_{rg} \cdot I_n}{I_{sn}} \quad (1.44)$$

în care K_{rg} este un coeficient a cărui valoare depinde de regimul de lucru al mașinii:

- $K_{rg} = 1,05$ pentru frecvență mică de conectare, dar pomirea este ușoară;
- $K_{rg} = 1,20$ pentru pomire grea și de durată;
- $K_{rg} = 1,15$ pentru frecvență mare de conectare, când pomirea este ușoară.

Pentru pomire ușoară și funcționare în regim de lungă durată, $K_{rg} = 1$ și din (1.44) se obține relația (1.42).

1.2.4 Protecția combinată, prin releu, a motoarelor electrice de joasă tensiune

Acest tip de protecție se utilizează la întreruptoarele automate de joasă tensiune, cu funcționări complexe (USOL, OTOMAX, etc.) [52], [54], [76], [79], [123], [130], [140], care asigură atât protecția împotriva regimurilor de scurtcircuit, prin releu maximale de curent, cât și la suprasarcină, folosind releu termobimetalice. Caracteristica de protecție a acestor releu combinate (fig. 1.10b) este compusă din caracteristica dependentă de curent a releelor de protecție la suprasarcină și caracteristica releelor maximale de curent, care au o acțiune instantanee.

Releu combinate de protecție au două elemente sensibile: lamă bimetal, pentru suprasarcină, și electromagnet, pentru scurtcircuit.

În figura 1.10 a este prezentat un exemplu de declanșator combinat, folosit la întreruptoarele de joasă tensiune (de fabricație Delle Franța).

Declanșatorul combinat are două înfășurări: una primară P (13), parcursă de curentul receptorului protejat (sau de un curent proporțional cu acesta la conexiunea indirectă), care sesizează scurtcircuitul, și alta secundară S (14), la care este legată plăcuța bimetalică 4 (element sensibil la suprasarcină).

În regim de suprasarcină, se încălzește plăcuța bimetalică 4, care prin deformare, deschide zăvorul pârghiei 9 și percutorul 8 acționat de resortul 7, determină declanșarea întreruptorului, potrivit caracteristicilor din zona I (fig. 1.10 b).

La scurtcircuit, bobina de excitație 13, magnetizează puternic bobina 12, care atrage armătura mobilă 3 ce determină declanșarea întreruptorului. Acestui regim îi corespunde zona II a caracteristicii de protecție.

Reglarea protecției combinate se face cu butonul 1 care prin rotire, modifică reluctanța circuitului magnetic și odată cu acesta, curentul de declanșare.

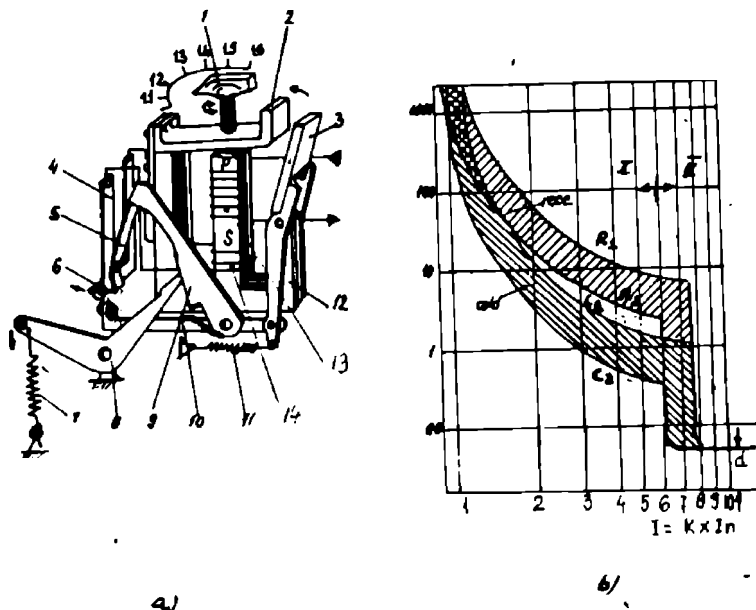


Fig. 1.10

- a. Declanșator combinat realizat cu termobimetal și releu maximal de curent
 b. Caracteristica de protecție a declanșatorului combinat
- 1 - buton de reglaj; 2 - armătură fixă, 3 - armătură mobilă; 4 - lamelă bimetal;
 5 - lamelă bimetal pentru compensarea variației temperaturii ambiante;
 6 - acrosaj; 7 - resort, 8 - percutor; 9 - pârghie cu zăvor; 10 - pârghie; 11 - resort de rapel; 12 - circuit magnetic; 13 - înfășurare de excitație; înfășurare de alimentare a bimetalului.

Curbele de protecție ale declanșatorului sunt date sub formă de plajă de valori, din cauza de dispersiei care apare la funcționarea acestei protecții.

Pe lângă protecția împotriva suprasarcinilor și scurtcircuitelor, întreruptoarelor automate de joasă tensiune (ISOL, OTOMAX, etc.) sunt prevăzute și cu declanșatoare temporizate de tensiune minimă. La alimentarea cu energie electrică a motoarelor asincrone trifazate, această protecție este necesară, deoarece cuplul acestora este direct proporțional cu pătratul tensiunii. Dacă tensiunea scade la $0,7U_n$, cuplul motorului se micșorează la jumătate ($M=0,49M_n$) din valoarea nominală. Dacă cuplul motorului scade sub valoarea cuplului rezistent, motorul se oprește și se ajunge la regim de scurtcircuit, de aceea, în funcție de încărcarea motoarelor, se reglează tensiunea minimă de acționare a releelor de protecție în domeniul $0,3...0,7U_n$. Pentru asigurarea nedeclanșării întreruptoarelor la variațiile bruște de tensiune și de scurtă durată, protecția minimală de tensiune este temporizată. Timpul reglat al releului de timp al protecției minimale de tensiune, este cuprins între 0,1s și 0,5 s.

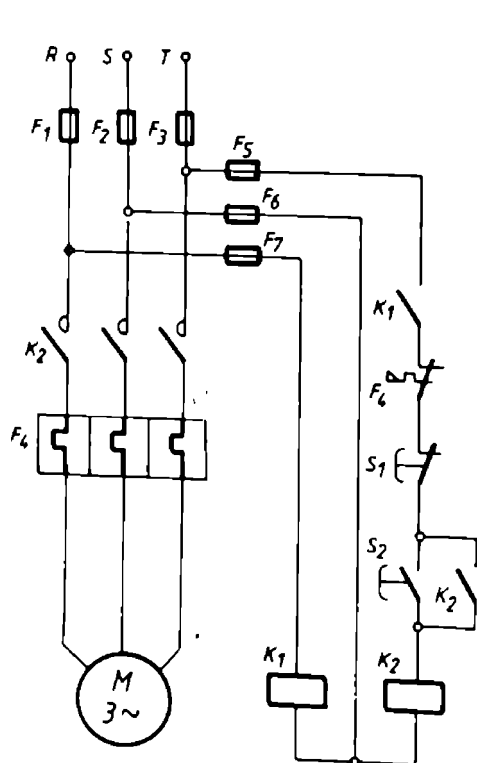
1.2.5 Protecția motoarelor electrice asincrone trifazate, împotriva funcționării în două faze

O altă cauză a arderii motoarelor electrice asincrone trifazate este funcționarea în două faze ca urmare a arderii unei siguranțe din instalația de alimentare cu energie electrică sau a întreruperii unui conductor din instalație sau din infășurările motorului.

Pentru prevenirea funcționării în două faze a motoarelor asincrone trifazate, se folosesc diferite dispozitive și instalații de protecție, care în general se împart în două categorii și anume: dispozitive și instalații bazate pe controlul tensiunii [21], [28] dispozitive și instalații care controlează curentul din cele trei faze [17].

Se precizează că și releele termobimetalice asigură declanșarea temporizată, după caracteristica lor de protecție a contactorului principal sau a întreruptorului, la întreruperea unei faze, deoarece în acest regim, cresc curentii de pe fazele celelalte (aceștia ating valorile curentilor de suprasarcină) [2], [4], [8], [19].

a) Dispozitive și instalații de protecție împotriva funcționării în două faze, bazate pe controlul tensiunii



În general aceste dispozitive și instalații, on'role ză... d... x... siguranțele fuzibile de protecție, sau căderea de tensiune pe aceste siguranțe.

Dacă tensiunea de alimentare a instalației de comandă este egală cu tensiunea de linie a motorului protejat, pentru protecția împotriva funcționării în două faze se poate utiliza un singur relee electromagnetice de tensiune (fig. 1.11). La acest montaj, protecția la scurtcircuite este asigurată cu siguranțele fuzibile F_1 , F_2 și F_3 , iar la suprasarcină, cu releele termobimetalice F_4 . Protecția împotriva funcționării în două faze este asigurată prin controlul tensiunii pe fazele R și S cu releele de tensiune K_1 , iar pe S și T, cu bobina contactorului K_2 . Dacă tensiunea pe una dintre cele trei faze lipsește, nu este posibilă anclanșarea contactorului.

Fig 1.11 Protecția împotriva funcționării în două faze, cu un singur relee de tensiune

Dacă tensiunea de alimentare a instalației de comandă este diferită de tensiunea de linie, protecția împotriva funcționării în două faze a motoarelor trifazate,

se realizează cu două rele de tensiune, ca în figura 1.12. La această variantă, controlul prezenței tensiunii pe fazele R și S se face cu releele F_5 iar pe S și T, cu F_6 . Dacă aceste rele sunt rele minimale de tensiune, instalația asigură și protecția de tensiune minimă.

Instalațiile de protecție împotriva funcționării în două faze, din figurile 1.11 și 1.12 a și b, sesizează întreruperea fazelor înaintea bombei de legare a releelor F_5 și F_6 , la instalația de forță a motorului protejat, deci și când se ard siguranțele fuzibile F_1 , F_2 și F_3 .

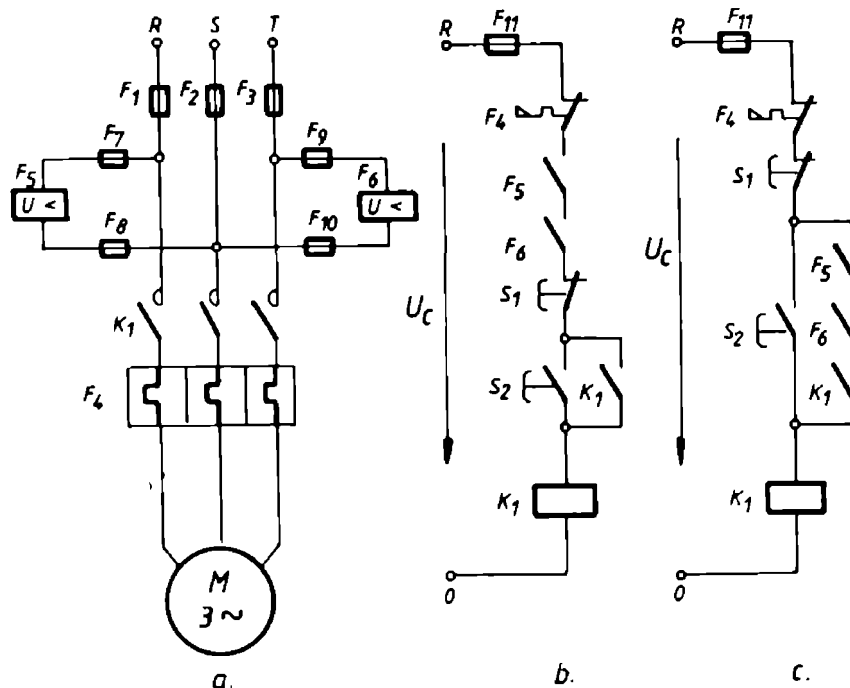


Fig. 1.12

Protecția împotriva funcționării în două faze, cu două rele de tensiune
a - instalația de forță; b și c - instalația de comandă

Dacă relele F_5 și F_6 se conectează între aceleași faze, dar la bornele motorului, instalația de comandă este cea din figura 1.12.c. În acest caz se asigură protecția împotriva funcționării a două faze și la întreruperea conductoarelor rețelei de alimentare a motorului.

Protecția împotriva funcționării în două faze, a trei rele de tensiune (fig. 1.13), asigură declanșarea contactorului K_1 numai când se arde una dintre siguranțele fuzibile F_1 , F_2 sau F_3 . În acest scop, relele de tensiune K_2 , K_3 și K_4 , se leagă în paralel cu cele trei siguranțe fuzibile. Pe baza acestui principiu, s-a realizat un relee de protecție antibifazică [28] cu trei înfășurări de tensiune montate pe același miez al electromagnetului, legate în paralel cu cele trei siguranțe fuzibile. Oricare dintre siguranțe dacă întrerupe circuitul, determină anclanșarea releului de protecție și declanșarea contactorului principal.

Un relee mai complex care asigură atât protecția împotriva funcționării în două faze (cu sesizarea întreruperii conductoarelor rețelei, în amonte de locul de

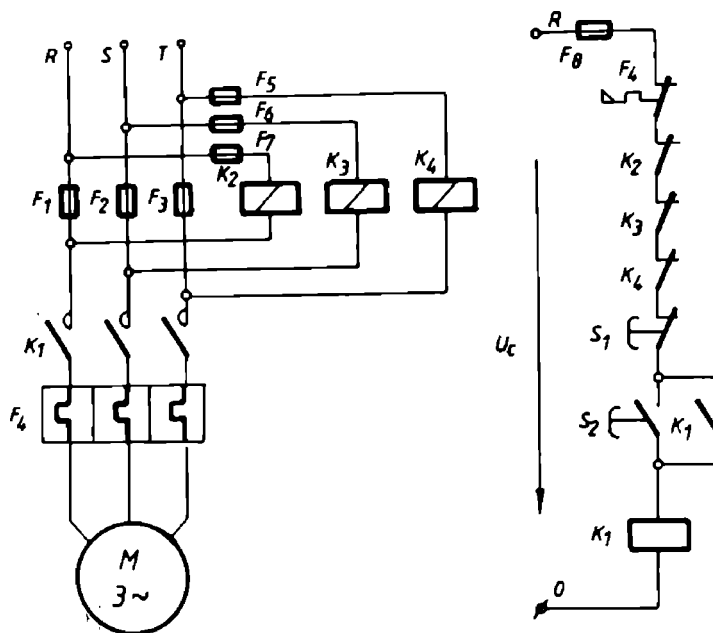


Fig 1.13

Protecția împotriva funcționării în două faze cu trei rele de tensiune care sesizează arderea siguranțelor fuzibile

montare) cât și declanșarea contactorului principal la tensiune minimă și la succesiunea inversă a fazelor [21], este realizat din trei bobine de tensiune, montate pe trei coloane feromagnetice din tole de transformator și un rotor în scurtcircuit (armătură mobilă), care prin deplasare, dacă linia nu este deranjată, are valori între limitele impuse și succesiunea fazelor este corectă, închide un contact care permite anclanșarea contactului principal. În caz contrar, nu este permisă anclanșarea, sau dacă motorul este în funcțiune, releul transmite comandă de declanșare a contactorului principal

Dezavantajul principal al dispozitivelor și instalațiilor de protecție împotriva funcționării în două faze, prin controlul tensiunii, este că acestea acționează numai la deranjamente care determină întreruperea uneia dintre faze, în amonte de locul de conectare a acestor protecții, la instalația de forță a motorului protejat (fig. 1.11; fig. 1.12) Unele dintre dispozitive sau instalații, sesizează numai întreruperea fuzibilului siguranțelor din instalația de forță (fig. 1.13).

b Dispozitive și instalații de protecție împotriva funcționării în două faze, bazate pe controlul curentului motorului protejat

Aceste dispozitive și instalații realizează protecția împotriva întreruperii unei faze, atât în rețeaua de alimentare, cât și în înfășurările motorului. În acest scop instalațiile și dispozitivele din această categorie, sunt prevăzute cu transductoare de sesizare a curentilor absorbiți de motorul protejat.

În figura 1.14 se prezintă schema de principiu a unei instalații de protecție împotriva funcționării în două faze, cu transductoare de curent pe toate fazele.

Releele de curent F_5 , F_6 și F_7 , montate pe fazele R, S și T, declanșează când

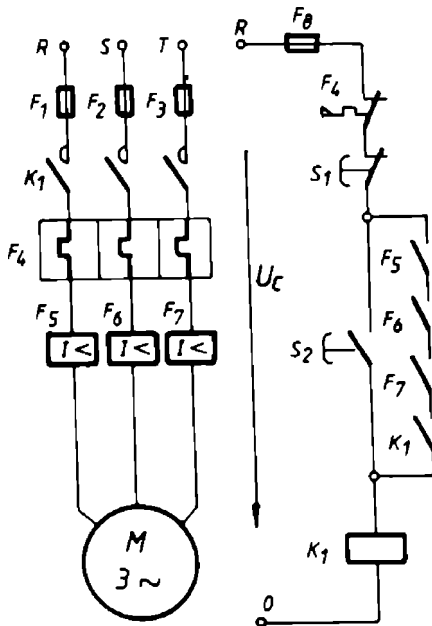


Fig. 1.14

Instalație de protecție împotriva funcționării în două faze, prin controlul curentului motorului protejat

curenții I_R , I_S și I_T _c_d sub valoarea minimă reglată. Această valoare trebuie să fie mai mică decât valorile curenților absorbiți de motor, la funcționarea în gol.

La întreruperea unei faze, curentul de pe fază respectivă este nul, releul de curent declanșează și întrerupe circuitul în care este montată bobina contactorului K_1 . Acesta declanșează și motorul este oprit.

Pe acest principiu este realizată o instalație de protecție împotriva funcționării în două faze cu element de execuție un tiristor comandat de relele de curent de pe cele trei faze [17].

Se precizează ca această instalație permite pornirea în două faze, prin acționarea butonului S_2 , dar după revenirea acestuia, contactorul este declanșat de releul de curent de pe fază în lipsă.

1.3 Analiza dispozitivelor electronice de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune

1.3.1 Generalități

În prezent, datorită stadiului de dezvoltare a electronicii, este posibilă realizarea unor dispozitive electronice complexe de protecție a motoarelor electrice la un preț de cost acceptabil. Tot din același motiv, problema protecției tot mai mult devine o preocupare a constructorului, fiind posibilă montarea dispozitivelor electronice de protecție, în statorul sau chiar în rotorul mașinii protejate [135]. Mai mult, se studiază, și există realizări de protecții electronice unice pentru motorul de acționare și mașina de lucru [49], [135]. În ceea ce privește structura circuitelor electronice de protecție, se merge pe ideea modernizării protecțiilor clasice sau pe realizarea unor dispozitive care au la bază concepții noi. Pentru realizarea fizică a dispozitivelor electronice de protecție se utilizează componente obișnuite (diode, tranzistoare, rezistoare, condensatoare), componente ale electronicii de putere (diode de putere, tiristoare, triace, etc.) sau circuite electronice integrate (circuite integrate liniare, circuite logice TTL și circuite logice integrate în tehnologie CMOS). În funcție de importanța utilajului acționat și de raportul dintre costul dispozitivului de protecție și costul mașinii de acționare, crește și complexitatea dispozitivului de protecție. Pentru astfel de situații, cât și pentru protejarea unor grupe de mașini care

funcționează în regimuri de lucru identice sau chiar diferite, dispozitivele electronice de protecție pot cuprinde în structura lor microprocesoare, care în prezent au un cost accesibil.

Este acceptată unanim ideea că protecția termică reprezintă soluția ideală, cu condiția ca să fie corect determinat modelul termic al motorului protejat [2], aceasta în cazul când dispozitivul electronic de protecție și elementul sensibil al protecției (traductorul) sunt exterioare mașinii de protejat. Deci în situațiile obișnuite, când motoarele nu sunt prevăzute de către constructor cu traductoare sensibile la temperatură montate în înfășurările motorului, o importanță deosebită o are cunoașterea caracteristicii reale de protecție a releului electronic. Problema realizării protecției termice a motorului de acționare, se simplifică considerabil pentru cazul când în înfășurări sunt montate elemente sensibile la temperatură, sau când acestea se montează de beneficiar, în timpul reparațiilor mașinii sau înainte de punerea în funcțiune. Pentru aceste situații dispozitivul electronic este simplu și prezintă siguranță în funcționare impunându-se numai cunoașterea cu precizie a temperaturii maxime admise de clasa de izolație a bobinajului mașinii, în funcție de care se reglează valoarea temperaturii la care trebuie să acționeze protecția. Temperatura reglată trebuie să fie mai mică sau cel mult egală cu temperatura maximă admisă de clasa de izolație.

Sesizarea dispozitivelor electronice de protecție a funcționării în regim de suprasarcină se realizează în trei moduri și anume: prin controlul temperaturii înfășurărilor cu ajutorul termistoarelor, cu traductoare care reacționează la modificările câmpului magnetic al înfășurărilor și prin controlul curenților absorbiți de motor. În general termistoarele folosite la realizarea instalațiilor electronice de protecție, spre deosebire de termistoarele obișnuite, au un coeficient de temperatură pozitiv. La temperatura obișnuită, termistoarele dispozitivului de protecție au o valoare de ordinul sutelor de ohmi, iar în jurul temperaturii critice, valoarea acestora crește brusc la mii de ohmi.

Oricare ar fi modul de realizare al protecției la suprasarcină, aceasta trebuie să fie însoțită de dispozitivele electrice și electronice care sesizează regimul de funcționare în două faze și acționează la apariția acestui regim. La întreruperea unei faze apar curenți de succesiune inversă care trebuie sesizați de dispozitivul electronic de protecție. O altă funcție care trebuie să aibă dispozitivele electronice de protecție, este corecția dispozitivelor de protecție a motoarelor în funcție de temperatura mediului ambiant.

În continuare, se vor prezenta câteva dintre cele mai importante realizări din domeniul dispozitivelor electronice de protecție a motoarelor electrice trifazate asincrone de joasă tensiune.

1.3.2 Dispozitiv electronic cu termistoare de protecție a motoarelor electrice, cu avertizare la apariția de temperatură limită

Așa cum s-a mai arătat, în prezent se caută ca protecția la suprasarcină a motoarelor electrice să fie realizată cu termistoare care sesizează temperatura maximă admisă de clasa de izolație a înfășurărilor mașinii și transmit comanda de declanșare a contactorului principal. Un exemplu de realizare a protecției în acest mod, este dispozitivul din figura 1.15 [48] care constituie una dintre aplicațiile circuitelor integrate tip traductor de poziție (CITP), în particular a circuitului TCA 105 N [9] a cărui schemă bloc este dată în figura 1.16.

Dispozitivul electronic de protecție se compune din două grupe de termistoare R_{T1} și R_{T2} . Prima grupă cu coeficient de temperatură negativ, iar a doua cu coeficient de temperatură pozitiv, montate în bobinajul statoric al motorului

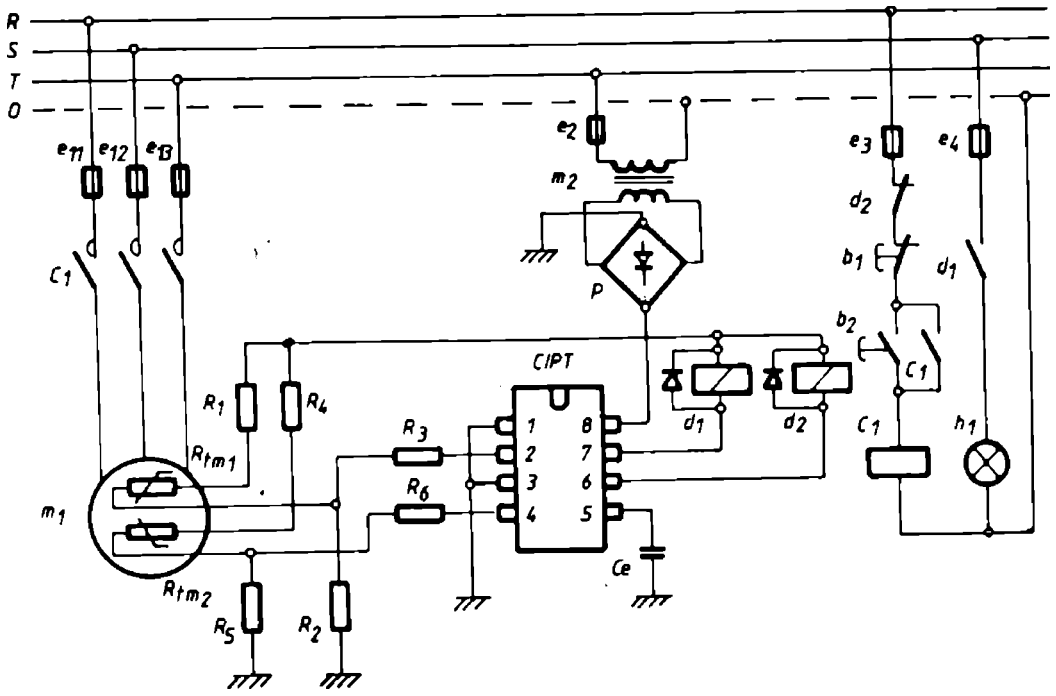


Fig 1.15
 Dispozitiv electronic cu termistoare de protecție a motoarelor electrice, cu avertizare la apropierea de temperatura limită

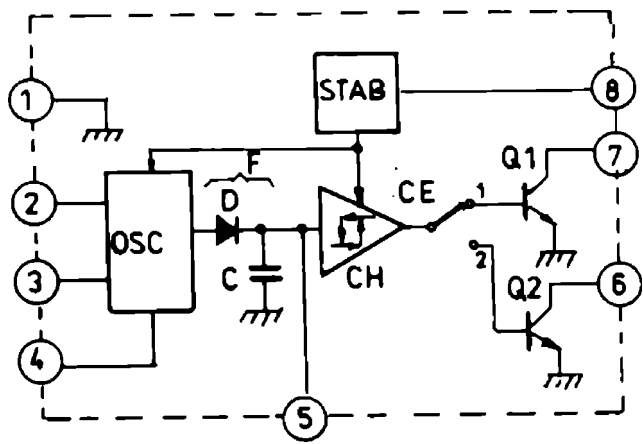


Fig. 1.16
 Schema bloc a circuitului integrat tip traductor de poziție

tensiunile aplicate pe intrările 2 și 3. Acesta este filtrat, cu filtrul F, format din dioda D, condensatorul C și condensatorul exterior C_e , și apoi aplicat comparatorului cu protejat. Grupele de termistoare fac parte din divizoarele rezistive $(R_1+R_{Tm1})-R_2$ și $(R_4+R_{Tm2})-R_5$, legate la oscilatorul OSC al circuitului integrat CIPT, prin rezistoarele R_3 și R_6 . Semnalul de ieșire din oscilator, are amplitudinea variabilă în funcție de histerezis CH, care comandă comutatorul electronic CE și acesta, prin tranzistoarele Q_1 și Q_2 , comandă la rândul lor bobinele releelor d_1 și d_2 .

Circuitul integrat CIP este prevăzut cu un stabilizator de tensiune STAB intern, de la care se alimentează oscilatorul OSC, comparatorul cu histerezis CH și comutatorul electronic CE. Sursa de tensiune exterioră este formată din transformatorul de separare m_2 și puntea redresoare P.

Când temperatura înfășurărilor se apropie de valoarea limită, sesizare făcută de grupul de termistoare R_{Tm1} , se primește semnal de comandă pe ieșirea 7 și acționează releul d_1 . Se aprinde lampa de semnalizare h_1 , care avertizează apropierea de temperatura maximă admisă. Pentru evitarea deconectării de la rețea se vor lua măsuri de micșorare a sarcinii motorului. Dacă se menține funcționarea în regim de suprasarcină a motorului și temperatura atinge valoarea maximă, sesizată de grupa de termistoare R_{Tm2} , circuitul integrat CIP transmite semnal de comandă la ieșirea 6 și acționează releul electromagnetic d_2 , care întrerupe circuitul bobinei contactorului c_1 și este scos de sub tensiune motorul de acționare. După acționarea dispozitivului electronic de protecție, pomirea motorului este posibilă numai când prin răcire, înfășurările ajung la o temperatură mai mică decât valoarea maximă admisă de clasa de izolație.

Acest dispozitiv de protecție este simplu, acționează rapid când temperatura atinge valoarea maximă admisă, realizând și avertizarea optică dacă temperatura se apropie de valoarea critică. Dispozitivul prezintă importanță deosebită deoarece se poate utiliza și la protecția transformatoarelor electrice și chiar a părților mecanice, ale mașinilor și instalațiilor care se încălzesc până la temperaturi nepermise, atât datorită regimului necorespunzător de lucru, cât și a defectelor mecanice.

Dezavantajele acestui dispozitiv de protecție sunt: necesitatea montării termistoarelor în înfășurările motorului, fie de către fabricant, fie de utilizator, costul suplimentar datorat cablului electric prin care termistoarele se leagă la dispozitivul de protecție și posibilitatea funcționării motorului, în cazul defectării circuitelor de protecție.

1.3.3 Dispozitiv electronic de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice realizat cu termistoare și tiristoare [30], [135]

Acest dispozitiv electronic de protecție realizează întreruperea tensiunii de alimentare a motorului, prin declanșarea contactorului c_1 (fig. 1.17) când temperatura înfășurărilor statorice atinge valoarea maximă admisă de clasa de izolație. Elementele sensibile ale dispozitivului electronic de protecție sunt termistoarele R_{Tm1} și R_{Tm2} , iar cele de execuție - tiristoarele T_1 și T_2 . Tiristoarele sunt înseriate cu diodele D_1 și D_2 , iar comanda acestora se dă prin rezistorii R_1 , R_2 și diodele D_3 și D_4 . Alimentarea circuitelor de comandă se face prin diagonala punții Wheatstone formată din termistorii R_{Tm1} , R_{Tm2} , rezistorii R_4 , R_5 și potențiometrul R_6 , cu care se impune valoarea temperaturii, care determină declanșarea contactorului c_1 . Puntea Wheatstone este alimentată cu tensiune continuă de redresorul format din transformatorul m_2 și puntea redresoare, care conține diodele D_5-D_8 . Înfășurarea primară a transformatorului m_2 este bobina contactorului c_1 .

Punerea în funcțiune a motorului m_1 are loc prin acționarea butonului b_1 . Se alimentează cu tensiune primarul transformatorului m_2 și contactorul anclanșază.

Tiristoarele T_1 și T_2 primesc semnale pozitive pe electrozii de comandă, sincronizate cu tensiunea de alimentare. Se realizează memorarea comenzii de anclanșare a contactorului, prin T_1 și D_1 pentru semialtemanța pozitivă a tensiunii de linie u_{23} , și

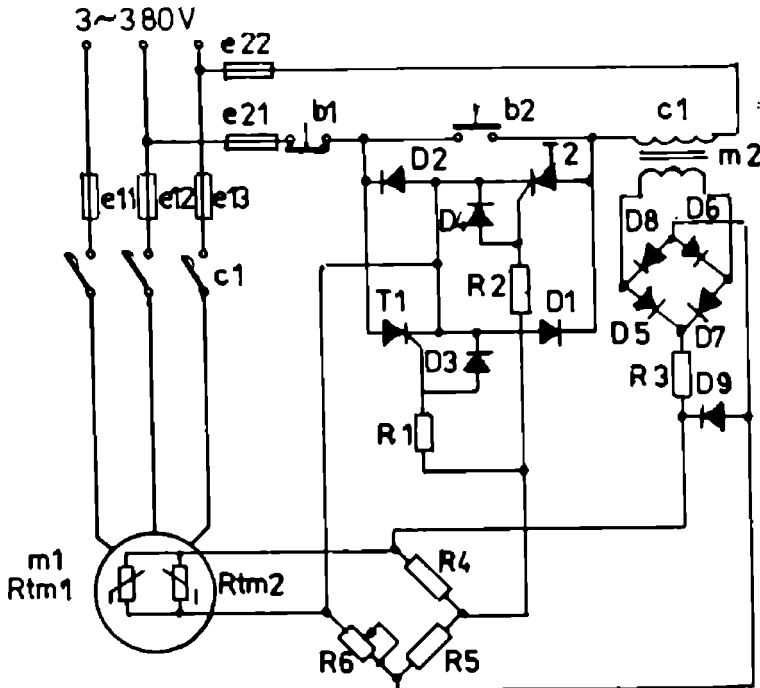


Fig. 1.17

Dispozitiv electronic de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice realizat cu termistoare și tiristoare

prin T_2 și D_2 pentru semialtemanța negativă. Când temperatura crește, scade rezistența termistoarelor, puntea se dezechilibrează în sens invers, se schimbă polaritatea tensiunii din diagonala punții și tiristorii se blochează declanșând contactorul c_1 . Motorul se oprește iar pornirea acestuia va fi posibilă numai după un anumit timp în care temperatura înfășurărilor scade sub valoarea maximă.

Spre deosebire de dispozitivul electronic de protecție care are schema de principiu dată în figura 1.15, instalația de protecție realizată cu termistoare și tiristoare, cu toate că nu asigură semnalizarea la apropierea de temperatura limită, prezintă marele avantaj că este sigură în funcționare; defectele din circuitele de protecție conduc la declanșarea contactorului c_1 prin blocarea tiristoarelor T_1 și T_2 . Dezavantajele principale sunt cele ale dispozitivului prezentat în figura 1.15 și anume necesitatea folosirii în acționările electrice a motoarelor care au incorporate termistoare în înfășurărilor statorice, costul suplimentar datorat cablului prin care termistoarele se leagă în circuitele de protecție, la care se adugă necesitatea montării pe circuitul magnetic al electromagnetului contactorului de acționare, a unei înfășurări suplimentare, care este bobina secundară a transformatorului m_2 .

1.3.4 Instalație electronică de protecție cu termistoare, a motorului de acționare și a mașinii de lucru [49], [135]

Schema de principiu a instalației de protecție este dată în figura 1.18. Aceasta asigură protecția concomitentă a motorului de acționare și a mașinii de lucru.

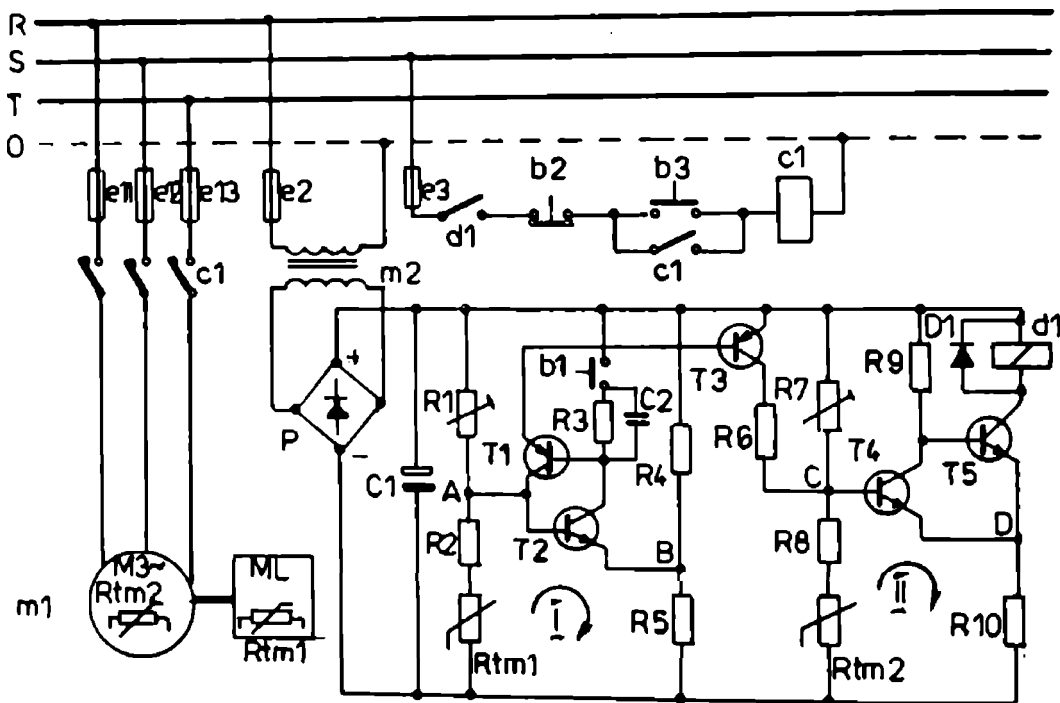


Fig. 1.18

Schema de principiu a instalației electronice de protecție cu termistoare, a motorului de acționare și a mașinii de lucru

Termistoarele au coeficient de temperatură pozitiv. Ele sunt montate în bobinajul statoric al motorului m_1 (termistorul R_{tm2}) și în zona cu încălzirea cea mai mare a mașinii de lucru ML (termistorul R_{tm1}) în timpul funcționării.

Valorile rezistențelor divizoarelor de tensiune, din circuitul electronic sunt în așa fel alese, încât la funcționarea normală a motorului de acționare și a mașinii de lucru, tensiunile U_{AB} și U_{CD} să fie mai mici decât valorile prag ale tensiunilor tranzistoarelor T_2 și T_4 (notate cu U_{pT2} și U_{pT4}) sau chiar de polaritate inversă.

Aplicând teorema a doua a lui Kirchoff pe circuitele I și II, în ipoteza funcționării normale (când tranzistorul T_3 este blocat), și eliminând curenții care străbat divizoarele de tensiune, se obțin tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T_3 și T_4 .

$$U_{BE T2} = U_a \cdot \left(\frac{R_2 + R_{tm1}}{R_1 + R_2 + R_{tm1}} - \frac{R_5}{R_4 + R_5} \right) \quad (1.45)$$

si

$$U_{BET4} = U_a \cdot \left(\frac{R_9 + R_{tm2}}{R_7 + R_8 + R_{tm2}} - \frac{R_{10} \cdot (R_9 + R_{d1})}{R_9 \cdot R_{d1} + R_{10} \cdot (R_9 + R_{d1})} \right) \quad (1.46)$$

în care U_a este tensiunea continuă de alimentare a circuitului electronic, iar R_{d1} rezistența bobinei releului d_1 .

În relația (1.46) s-a neglijat rezistența internă a tranzistorului T_5 , care la funcționare normală este în regim de conducție.

Curentul de bază al tranzistorului T_5 este mult mai mic decât curentul din colector, respectiv din emitor. Pe de altă parte, $R_8 \gg R_{d1}$. Neglijând curentul de bază al tranzistorului T_5 și ținând seamă de inegalitatea $R_9 \gg R_{d1}$, relația (1.46) devine:

$$U_{BET4} = U_a \cdot \left(\frac{R_9 + R_{tm2}}{R_7 + R_8 + R_{tm2}} - \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{d1}} \right) \quad (1.47)$$

Din relațiile (1.45), (1.46) și (1.47) rezultă că $U_{BET2} = f(R_{tm1})$ iar $U_{BET4} = f(R_{tm2})$, deci tensiunile bază-emitor depind de valorile termistoarelor din circuitele de polarizare ale celor două tranzistoare.

Deci pentru: $U_{BET2} < U_{PT2}$ și $U_{BET4} < U_{PT4}$, tranzistoarele T_2 , T_4 , T_1 și T_3 sunt blocate, iar T_5 se găsește în stare de conducție. Este alimentată cu tensiune bobina releului electromagnetic d_1 , deci acesta este acționat și contactul său este închis. Motorul m_1 poate fi pomit.

Dispozitivul electronic determină declanșarea contactorului c_1 când înfășurările motorului sau mașina de lucru se încălzesc și ating temperatura maximă, în zonă în care este montat termistorul.

Dacă înfășurările satorice se încălzesc și ating temperatura maximă, rezistența termistorului R_{tm2} atinge valoarea maximă, pentru care tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_4 ajunge la valoarea prag:

$$U_{BET4} = U_{PT4} \quad (1.48)$$

Tranzistorul T_4 intră în conducție iar T_5 se blochează. Se deschide contactul d_1 și contactorul c_1 declanșază.

Valoarea maximă a rezistenței termistorului R_{tm2} care conduce la declanșarea contactorului c_1 se determină cu (1.47) și (1.48):

$$R_{tm2 \max} = \frac{(R_7 + R_8) \cdot \left(\frac{U_{PT4}}{U_a} + \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{d1}} \right) - R_8}{1 - \left(\frac{U_{PT4}}{U_a} + \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{d1}} \right)} \quad (1.49)$$

După declanșare motorul se racește, scade valoarea rezistenței termistorului R_{tm2} , și când tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_4 este:

$$U_{BET4} = 0,714 \cdot U_{PT4} \quad (1.50)$$

tranzistorul T_4 se blochează T_5 intră în conducție, și acționează releul d_1 . Numai acum este posibilă o nouă pomire a motorului.

Dacă în timpul funcționării mașina de lucru se încălzește, în zona termistorului până la temperatura maximă, rezistența termistorului R_{tm1} crește până la valoarea $R_{tm1 \max}$, pentru care:

$$U_{BET2} = U_{PT2} \quad (1.51)$$

Acum tranzistorul T_2 intră în conducție, după care se închide și T_1 . Trece în stare de conducție T_3 , care pune în paralel cu rezistorul R_7 pe R_6 fapt ce determină o creștere bruscă a tensiunii U_{BET4} la valoarea:

$$U_{\text{BET4ML}} = U_a \cdot \left[\frac{(R_6 + R_7) \cdot (R_8 + R_{\text{tm2}})}{(R_6 + R_7) \cdot (R_8 + R_{\text{tm2}}) + R_6 \cdot R_7} - \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{\text{dl}}} \right] \quad (1.52)$$

Se închide tranzistorul T_4 și se blochează T_5 , care determină declanșarea contactorului C_1 și oprirea motorului. La stabilirea valorii tensiunii U_{BET4ML} , s-a considerat neglijabilă rezistența internă a tranzistorului T_3 (în stare de conducție).

Si în cazul încălzirii mașinii de lucru până la temperatura maximă admisă, se poate determina, ca și la declanșarea datorată încălzirii motorului, valoarea maximă a rezistenței termistorului R_{tm1} . Aceasta se obține din relațiile (1.45) și (1.51):

$$R_{\text{tm1 max}} = \frac{(R_1 + R_2) \cdot \left(\frac{U_{\text{PT2}}}{U_a} + \frac{R_5}{R_4 + R_5} \right) - R_2}{1 - \left(\frac{U_{\text{PT2}}}{U_a} + \frac{R_5}{R_4 + R_5} \right)} \quad (1.53)$$

După întreruperea tensiunii de alimentare, motorul se răcește și scade rezistența termistorului R_{tm1} . Chiar dacă tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_2 devine:

$$U_{\text{BET2}} \leq 0,714 \cdot U_{\text{PT4}} \quad (1.54)$$

când în mod normal tranzistorul T_2 ar trebui să treacă în stare de blocare, această trecere nu are loc deoarece ansamblul T_1 și T_2 se comportă ca un tiristor [82], [106], care odată intrat în stare de conducție nu mai poate să fie comandat pe poartă în vederea blocării. Pomirea motorului este posibilă numai când, fiind îndeplinită relația (1.54) (deci temperatura mașinii de lucru este sub valoarea maximă admisă), se acționează scurt butonul b_1 , care blochează tranzistorul T_1 și determină, în continuare deschiderea tranzistoarelor T_2 , T_3 și T_4 și intrarea în conducție a tranzistorului T_5 , acționează releul d_1 și după ce acesta își închide contactul, se apasă butonul de pomire b_3 .

Din analiza acestui dispozitiv electronic de protecție rezultă ca avantaje de necontestat: protecția concomitentă atât la suprasarcină a motorului cât și împotriva avariilor mașinii de lucru care determină creșterea temperaturii diferitelor organe ale mașinii peste valorile permise, siguranța în funcționare, simplitatea configurației circuitelor electronice și posibilitatea ușoară a modificării temperaturilor impuse de acționare a dispozitivului de protecție. Impunerea temperaturilor de acționare este conformă relațiilor (1.49) și (1.51) și caracteristicilor termistoarelor R_{tm2} și R_{tm1} . Temperaturile impuse se pot modifica cu potențioetrele R_1 și R_7 ale căror cursoare se deplasează în vecinătatea unor scări gradate în unități de temperatură. Ca dezavantaje se pot menționa: necesitatea utilizării de motoare cu termistoare și a montării termistoarelor pe mașina de lucru, folosirea de cabluri suplimentare pentru legarea termistoarelor la circuitul de protecție și pregătirea dispozitivului electronic pentru o nouă pomire, prin acționarea butonului b_1 , în cazul când declanșarea s-a datorat, atingerii valorii maxime a temperaturii admise a mașinii de lucru.

1.3.5 Dispozitiv electronic de măsură, protecție și presemnalizare la supratemperatură a motoarelor electrice [47]

Acest dispozitiv electronic, asigură protecția împotriva încălzirii motoarelor electrice peste anumite praguri, în funcție de clasa de izolație a înfășurărilor, semnalizează apropierea de temperatura limită și măsoară continuu temperatura motorului protejat

Dispozitivul electronic de protecție, semnalizare și măsurare a temperaturii motoarelor electrice este compus dintr-un traductor de temperatură 1 (fig. 1.19)

alimentat de la o sursă de curent constant 2, care transmite semnalul său unui filtru 3, urmat de un amplificator 4 prevăzut cu un circuit de reglaj 5. După amplificator

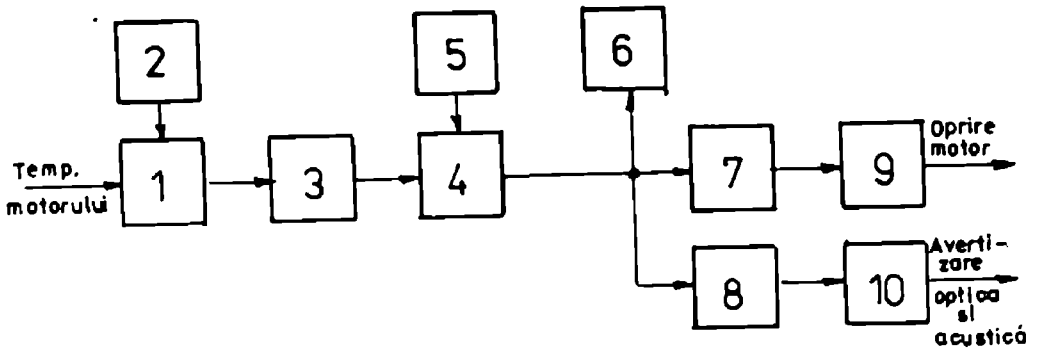


Fig. 1.19

Schema bloc a dispozitivului electronic de măsură, protecție și presemnalizare la supratemperatură a motoarelor electrice

semnalul este transmis voltmetrului 6 și amplificatoarelor de curent continuu 7 și 8, care au ca sarcină relele electromagnetice 9 și 10. Releul 9, prin acționare, determină declanșarea întreruptorului automat sau a contactorului motorului, iar releul 10 pornește avertizarea acustică și optică înainte de declanșare.

Schema de principiu este prezentată în figura 1.20.

Temperatura înfășurărilor motorului, este sesizată cu dioda de detecție D_1 . Aceasta este alimentată de la sursa de curent constant formată din tranzistorul T_1 , rezistoarele R_1 , R_2 și dioda D_2 . Căderea de tensiune pe dioda D_1 , care depinde liniar de temperatură, este filtrată de filtru R-C, format din condensatoarele C_1 , C_2 și rezistența R_3 . Tensiunea filtrată este aplicată pe intrarea neinversoare a amplificatorului operațional AO. Circuitul de reacție al amplificatorului operațional se alimentează de la stabilizatorul cu diodă Zener format din rezistorul R_4 și dioda DZ_1 prin divizorul rezistiv R_5 - R_6 . Reglarea amplificării se face cu potențiometrul R_5 . Tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional variază liniar cu temperatura motorului. Aceasta este măsurată cu milivoltmetru mV etalonat în unități de temperatură. Măsurarea temperaturii se poate face între 20°C și 150°C , pe patru domenii stabilite cu comutatorul K prin modificarea în trepte a rezistenței adiționale R_7 ($R_7 = R_{10} + R_{11} + R_{12}$). Protecția aparatului de măsură la supratensiuni accidentale se face cu diodele D_3 - D_6 . Tensiunea u_A după amplificatorul operațional alimentează divizoarele de tensiune R_{15} - R_{16} și R_{20} - R_{21} . La ieșirile acestor divizoare tensiunea se poate regla cu potențiometrele R_{16} și R_{21} . Acestea, la altă scară, impun valorile prag ale temperaturilor care determină declanșarea sau presemnalizarea optică și/sau acustică când se ajunge cu încălzirea motorului aproape de valoarea maximă admisă. Evident că temperatura prag de declanșare (T_{pd}) este mai mare decât cea de avertizare ($T_{pa} < T_{pd}$). Tranzistoarele T_5 , T_6 și T_7 intră în conducție, se alimentează cu tensiune bobina releului d_2 care transmite comanda sistemului de avertizare prin închiderea contactelor sale. Dacă în această situație nu se scade sarcina la valoarea nominală sau nu se oprește motorul în vederea înlăturării defectului mecanic care a condus la funcționarea în suprasarcină, temperatura continuă să crească; când aceasta atinge valoarea prag T_{pd} , trec în stare de conducție tranzistoarele T_2 , T_3 și T_4 . Acționează releul electromagnetic d_1 și declanșează

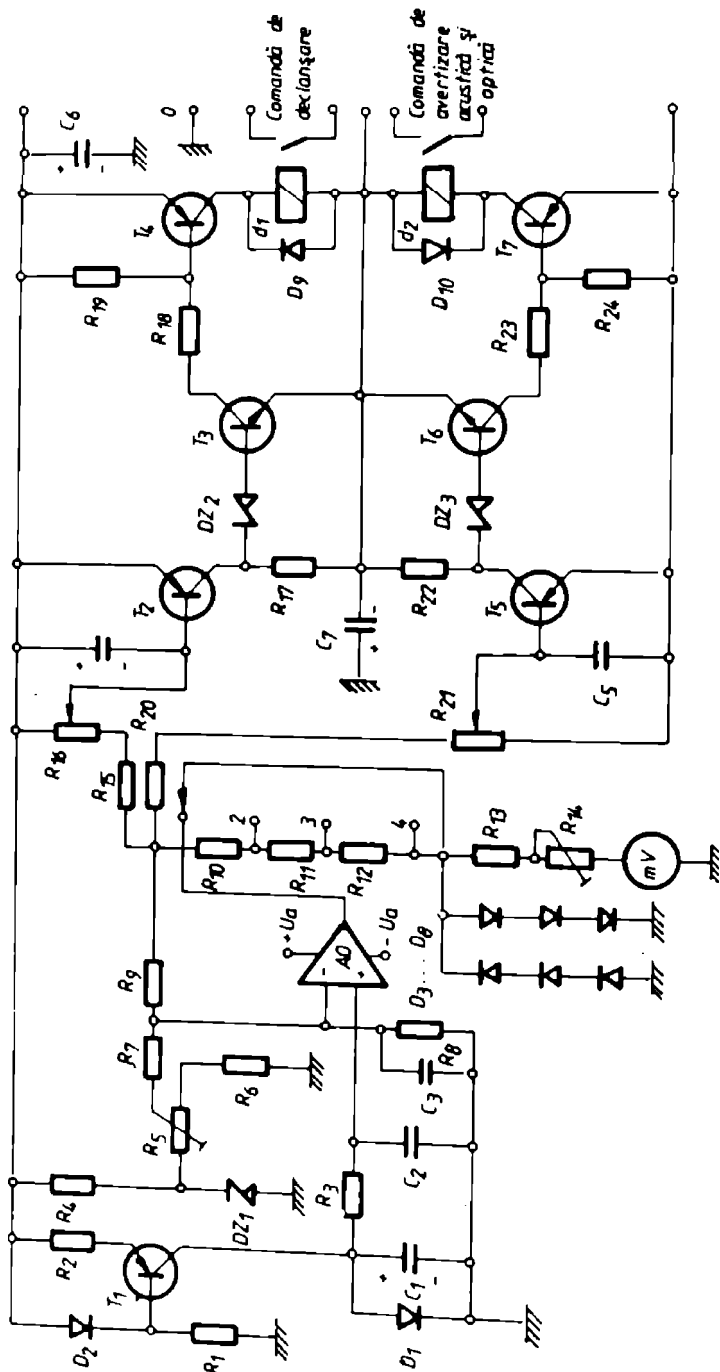


Fig. 1.20 Schema de principiu a dispozitivului electronic de măsură, protecție și presemnalizare la suprasarcină a motoarelor electrice

întreruptorul automat sau contactorul principal. Următoarea pornire este posibilă numai după ce temperatura motorului scade sub valoarea prag T_{pd} . Avertizarea acustică și optică continuă să funcționeze până când motorul se răcește la o temperatură sub valoarea T_{pa} .

Dispozitivul electronic descris prezintă următoarele avantaje:

- ca element sesizor de temperatură are o diodă de detecție, de fabricație curentă, deci dispozitivul este realizat în totalitate cu componente indigene;
- asigură un reglaj larg al protecției la temperatura maximă admisă de utilajul protejat;
- asigură pe lângă protejarea motorului sau a mașinii de lucru și măsurarea și avertizarea optică și acustică la apropierea de temperatura maximă;
- poate fi aplicat la toate tipurile de motoare electrice indiferent de sistemul de răcire folosit;
- permite plasarea traductorului de temperatură în jetul de aer sau lichid utilizat ca element de răcire.

Ca dezavantaje se pot enumera:

- un defect care apare după amplificatorul operațional, în amplificatoarele de curent continuu, sau în relele electromagnetice, poate conduce la reacționarea elementelor de execuție când temperatura atinge valorile prag T_{pa} și T_{pd} ;
- necesitatea existenței unui cablu electric suplimentar între motor și dispozitivul de protecție

Mărirea siguranței în funcționare este posibilă dacă amplificatoarele elementelor de execuție sunt astfel concepute încât pornirea avertizării acustice și optice și declanșarea întreruptorului, să se facă la revenirea relelor electromagnetice. În acest caz pentru declanșare se folosește un contact normal deschis al releului d_1 , iar pentru pornirea avertizărilor acustice și optice, două contacte normal închise ale releului d_2 .

1.3.6. Dispozitiv electronic de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice, prin controlul curentului

Instalațiile și dispozitivele electronice de protecție, analizate până acum, au avut ca element de măsură un traductor de temperatură: termistor sau diodă de detecție. Ca elemente sensibile la temperatură se mai pot utiliza termorezistențele și termocuplele. Dispozitivul electronic de protecție la suprasarcină [116] care se analizează în continuare, cu schema bloc în figura 1.21 și cea de principiu în figura 1.22, spre deosebire de cele prezentate anterior [30], [47], [48], [49], [135], are ca element sensibil un traductor de curent: transformator de curent, pentru motoarele de curent alternativ și respectiv, șunt rezistiv, pentru cele de curent continuu. Acest dispozitiv electronic asigură protecția motoarelor electrice care lucrează în regim intermitent periodic de tip S_3 sau S_4 .

În principiu, acest dispozitiv electronic de protecție este format din elementul de comparație 1, cu două măriri de intrare: o tensiune proporțională cu valoarea curentului absorbit de motor, și a doua, o tensiune de referință, generată de elementul 2, proporțională cu valoarea impusă a curentului de sarcină. Comutatorul 3, acționat de elementul de execuție 8, pe o poziție transmite la intrarea elementului 5 tensiunea de ieșire a comparatorului, un timp care depinde de valoarea curentului de suprasarcină, iar pe cealaltă, o tensiune de polaritate contrară pe o durată fixă. Elementul 5 integrează cele două tensiuni și le transmite pe rând, conform poziției comutatorului 3, circuitul trigger Schmitt 6 a cărui prag superior este impus cu ajutorul elementului 7. Acesta comandă elementul de execuție 8 care acționează

comutatorul 3 și transmite în exterior un semnal de valoare logică 1, care menține deschise tiristoarele, din circuitul de alimentare a motorului, un timp t_1 (fig. 1.23)

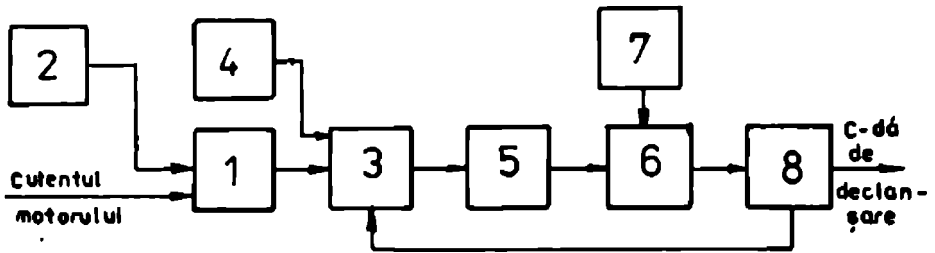


Fig. 1.21

Schema bloc de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice, prin controlul curentului

dependent de curentul motorului, și un semnal de valoare logică 0, într-o durată de timp t_c constantă care determină, prin blocarea tiristoarelor, întreruperea tensiunii de alimentare. Pentru cazul alimentării cu energie electrică a motorului printr-un contactor, pentru semnal de nivel logic 1, contactorul este acționat, iar la primirea semnalului de nivel logic 0, acesta declanșează. Pe durata fixă, care urmează declanșării datorată suprasarcinii motorului, mașina de lucru nu se oprește fiind acționată de inerția elementelor în mișcare.

La alimentarea cu tensiune a dispozitivului electronic de protecție, contactul d_1 al releului electromagnetice este pe poziția a și de la divizorul rezistiv R_7 , se aplică pe intrarea inversoare a circuitului integrat CI 2 un semnal treaptă pozitiv, dat de relația [83], [113]:

$$u_{2a} = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ +K_2 \cdot U_a, & t \geq 0 \end{cases} \quad (1.55)$$

unde

$$K_2 = \frac{\alpha_2}{\alpha_{2\max}} \quad (1.56)$$

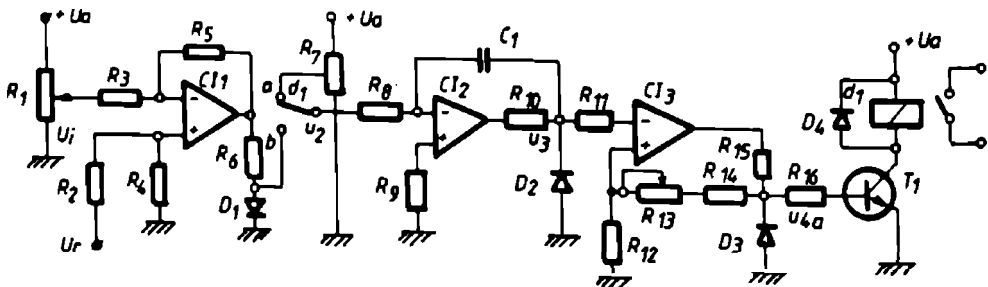
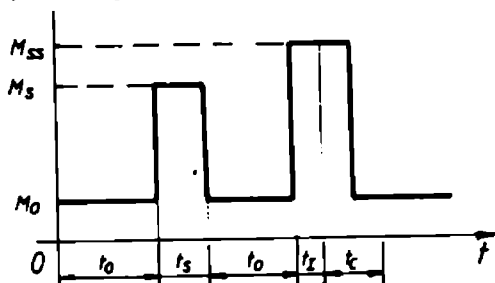


Fig. 1.22

Schema de principiu a dispozitivului de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice, prin controlul curentului

α_2 fiind deplasarea unghiulară a cursorului potențometrului R_7 corespunzător timpului t_c , iar α_{2max} este deplasarea unghiulară maximă posibilă. Tensiunea la ieșirea integratorului, în această situație este [83], [113]:



$$u_{3a} = -\frac{1}{R_8 \cdot C_1} \cdot \int_0^t u_{2a} dt \quad (1.57)$$

Ținând seamă de (1.55) și (1.56), pentru $t \geq 0$ rezultă:

$$u_{2a} = \frac{\alpha_2}{\alpha_{2max}} \cdot U_a$$

Cu aceste relații se obține:

Fig. 1.23 Diagrama de modificare a cuplului rezistent al mașinii de lucru, acționată de motorul protejat

$$u_{3a} = -\frac{1}{R_8 \cdot C_1} \cdot \frac{\alpha_2}{\alpha_{2max}} \cdot U_a \cdot t \quad (1.58)$$

Reprezentarea grafică a variației în timp a celor două tensiuni este dată în

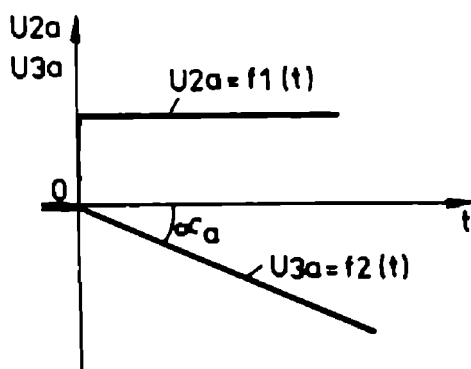


figura 1.24. Dioda D_2 intră în conducție. Tensiunea de la intrarea circuitului trigger-Schmitt realizat cu amplificatorul operațional CI 3, fiind sub valoarea prag inferior U_p , tensiunea u_{4a} de la ieșire este pozitivă, dioda D_3 este blocată, tranzistorul T_1 este în conducție și releul d_1 acționează. Contactul d_1 al comutatorului trece pe poziția b care pune la ieșirea comparatorului, realizat cu circuitul integrat CI 1, în legătură cu intrarea în integrator. Acum motorul de acționare poate fi ---it.

Fig. 1.24 Variația tensiunilor de intrare și de ieșire a integratorului la alimentarea cu tensiune a dispozitivului electronic de protecție

Se consideră că regimul de funcționare al mașinii de lucru este intermitent periodic (fig. 1.23) sau de scurtă durată, cu timpul t_0 de mers în gol mai mare decât timpul t_s de funcționare în sarcină. În cele două perioade cuplurile rezistente sunt M_0 și M_s . Puterea motorului a fost aleasă în funcție de regimul de funcționare al mașinii de lucru (deci de t_0 , t_s , M_0 și M_s), astfel încât motorul să nu se încălzească peste temperatura maximă admisă de clasa de izolație a bobinajului. Dacă momentul rezistent crește peste valoarea M_s , motorul se poate încălzi până la temperatura critică sau chiar peste această temperatură. În acest caz acționează dispozitivul electronic de protecție, blocând tiristorii sau declanșând contactorul din circuitul de alimentare a motorului.

Curentul real I_r al motorului este convertit în tensiunea continuă u_r , cu un convertor curent - tensiune, nefigurat în schemă. Această tensiune este proporțională cu I_r :

$$u_r = K_1 I_r \quad (1.59)$$

La altă scară, tensiunea u_i este proporțională cu mărimea curentului I_i maxim al motorului pentru care temperatura este mai mică decât valoarea critică:

$$u_i = K_1 I_i \quad (1.60)$$

La ieșirea comparatorului se obține tensiunea:

$$u_{2b} = K_3 \cdot (u_i - u_r) \quad (1.61)$$

În aceste relații K_1 și K_3 sunt factori de proporționalitate, primul cu unitatea de măsură V/A iar al doilea adimensional, depinzând de valorile rezistențelor comparatorului. Deci semnalul u_{2b} este proporțional cu diferența curenților I_i și I_r :

$$u_{2b} = K_1 \cdot K_3 \cdot (I_i - I_r) \quad (1.62)$$

La funcționarea normală: $I_r < I_i$, deci $u_{2b} > 0$ situație în care diodele D_1 și D_2 sunt în conducție, iar D_3 este blocată. Tranzistorul T_1 este deschis și releul d_1 rămâne acționat.

La funcționarea în suprasarcină: $I_r > I_i$, deci $u_{2b} < 0$ și dioda D_1 este blocată. Pe intrarea circuitului de integrare se aplică semnal treaptă negativ. Tensiunea de ieșire din circuitul de integrare este:

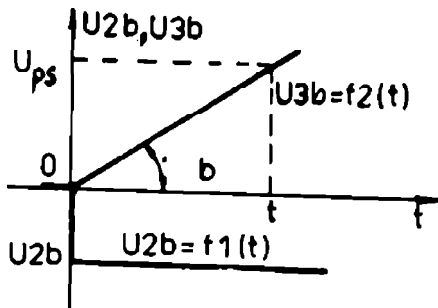
$$u_{3b} = -\frac{1}{R_8 \cdot C_1} \cdot \int_0^t u_{2b} dt; u_{3b} = -\frac{1}{R_8 \cdot C_1} \cdot u_{2b} \cdot t \quad (1.63)$$

Înlocuind în (1.63) pe (1.62) se obține:

$$u_{3b} = -\frac{1}{R_8 \cdot C_1} \cdot K_1 \cdot K_3 \cdot (I_i - I_r) \cdot t \quad (1.64)$$

Formele semnalelor circuitului de integrare sunt date în figura 1.25.

După timpul t_1 tensiunea u_{3b} atinge valoarea prag superior a circuitului trigger



Schmitt și acea a ba determinând blocarea tranzistorului T_1 . Și întrupe tensiunea de alimentare a bobinei releului d_1 și tristoii întreprind alimentarea cu tensiune a motorului. Mașina de lucru continuă funcționarea datorită inerției elementelor în mișcare ale sistemului cinematic. Durata de timp t_1 cât suprasarcina se menține constantă la valoarea:

$$\Delta M_s = M_{ss} - M_s \quad (1.65)$$

Fig. 1.25 Variația tensiunilor de intrare și de ieșire a integratorului la sesizarea regimului de suprasarcină

se determină din (1.64) impunând $u_{3b} = U_{ps}$:

$$t_1 = \frac{R_8 \cdot C_1}{K_1 \cdot K_3 \cdot (I_r - I_i)} \cdot U_{ps} \quad (1.66)$$

În relația (1.66) numai I_r și U_{ps} sunt variabile, deci:

$$t_1 = f(I_r, U_{ps}) \quad (1.67)$$

La creșterea curentului din motor, peste valoarea impusă, scade timpul t_1 . Acest timp se poate regla și cu potențiometrul R_{13} cu care se modifică tensiunea U_{ps} .

Pe durata t_1 diodele D_1 și D_2 sunt blocate iar D_3 este în conducție.

La declanșarea releului d_1 , contactul comutatorului d_1 trece pe poziția a în care tensiunea de intrare în integrator se modifică în treaptă pozitivă iar tensiunea de ieșire scade linear în timp de la valoarea U_{ps} , potrivit relației:

$$u_{3as} = U_{ps} - \frac{1}{R_8 \cdot C_1} \cdot \frac{\alpha_2}{\alpha_{2max}} \cdot U_a \cdot t \quad (1.68)$$

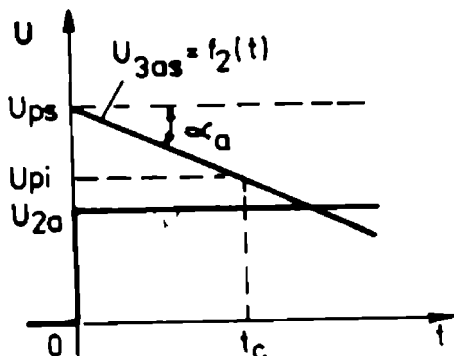


Fig. 1.26 Variația tensiunilor de intrare și de ieșire ale integratorului după declanșarea releului d_1

În timp cele două tensiuni se ---difică ca în figură 1.26. Când tensiunea u_{3as} atinge valoarea U_{pi} a circuitului trigger Schmitt ($u_{3as} = U_{pi}$), acesta bascu ează și acționează releul d_1 . Se alimentează cu tensiune motorul de acționare. Timpul în care tensiunea u_{3as} scade de la valoarea U_{ps} la U_{pi} se determină din (1.68), în care $u_{3as} = U_{pi}$ și $t = t_c$.

$$t_c = \frac{R_8 \cdot C_1 \cdot (U_{ps} - U_{pi}) \cdot \alpha_{2max}}{U_a \cdot \alpha_2} \quad (1.69)$$

Din relația (1.69) rezultă că timpul t_c depinde numai de parametrii constructivi ai dispozitivului electronic de protecție (se consideră U_a constantă). Timpul t_c , practic se poate regla cu potențiometrele R_7 (modificând α_2) și cu R_{13} (de care depind tensiunile U_{ps} și U_{pi}). Potențiometrul R_{13} se folosește numai pentru reglarea timpului t_i . La reglarea timpului t_c , se ține seamă de valoarea lui R_{13} și se modifică α_2 a potențiometrului R_7 . Reglarea celor doi timpi se face în ordinea t_i , t_c .

Folosirea acestui dispozitiv de protecție are următoarele avantaje:

- oferă o mai bună utilizare a motoarelor care lucrează în regim de suprasarcină de scurtă durată sau în regim intermitent periodic de tip S_3 sau S_4 ;
- controlează solicitarea motorului în regim de suprasarcină de scurtă durată sau intermitent periodic;
- durata t_i în care motorul funcționează în regim de suprasarcină, este controlată de supracurentul motorului

$$\Delta I_s = I_s - I_1 \quad (1.70)$$

potrivit relației (1.66):

- nu permite alimentarea motorului cu tensiune, după acționarea protecției, o perioadă de timp t_c , reglată în așa fel încât temperatura motorului, în acest interval de timp, să scadă sub valoarea critică,
- dispozitivul electronic de protecție este relativ simplu și ușor adaptabil la condițiile variate impuse de diferite tipuri de acționări și motoare.

Ca dezavantaje se pot menționa: realizarea numai a protecției la suprasarcină și folosirea ca element de execuție a releului electromagnetic.

1.3.7 Releu electronic de protecție a motoarelor trifazate la supraîncălzire și împotriva funcționării în două faze [74]

Acest releu de protecție, cu schema de principiu dată în figura 1.27 are elementele de bază realizate cu circuite integrate comparatoare. El este compus din

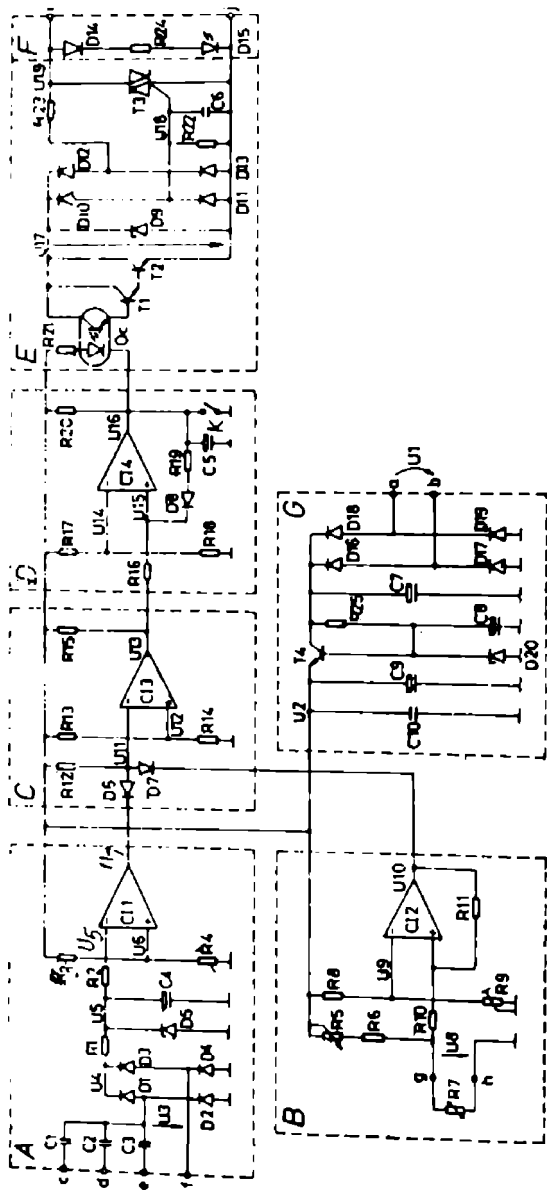


Fig. 1.27 Schema de principiu a releei electronice de protecție a motoarelor trifazate la supraîncălzire și împotriva funcționării în două faze

sesizorul A la funcționarea în două faze, sesizorul B la creșterea temperaturii înfășurărilor peste valoarea maximă admisă de clasa de izolație a bobinajului statoric, blocul C, care realizează funcția logică ȘI-NU și este comandat de semnalele de ieșire ale sesizoarelor A și B, blocul D care memorează comanda de declanșare a întreruptorului sau a contactorului principal, la sesizarea regimurilor anormale de lucru a motorului, elementele E și F de comandă și semnalizare a declanșării, și blocul G care alimentează cu tensiune continuă stabilizată blocurile A, B, C și D.

Sesizarea întreruperii unei faze a motorului se face cu comparatorul CI 1 care pe intrarea neînversoare are tensiunea U_6 , a cărei valoare se poate modifica cu potențiometrul R_4 , din divizorul de tensiune R_3 și R_4 , potrivit relației:

$$U_6 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot U_2 \quad (1.71)$$

iar pe intrarea înversoare tensiunea U_5 . Tensiunea U_5 este proporțională cu tensiunea U_3 care apare, la întreruperea unei faze, între neutrul artificial realizat cu condensatoarele C_1 , C_2 și C_3 , legate prin bornele c, d și e la cele trei faze ale sistemului de alimentare a motorului și steaua motorului (borna f). Tensiunea U_3 este redresată cu puntea de diode D_1 - D_4 și filtrată cu condensatorul C_4 . Deci:

$$U_5 \approx 0,9 \cdot U_3 \quad (1.72)$$

Dacă $U_6 > U_5$ rezultă $U_7=U_2$. Această condiție este îndeplinită la funcționarea normală ($U_3=0V$ și $U_5=0V$).

În cazul întreruperii unei faze a motorului $U_3 > 0V$ și $U_5 > 0V$. Rezistența R_4 , este astfel reglată încât $U_5 > U_6$ și la ieșirea comparatorului CI 1 se obține $U_7=0V$ semnal care conduce în final la întreruperea tensiunii de alimentare a motorului.

Supratemperatura înfășurărilor este sesizată cu termistorul R_7 , cu coeficient negativ de temperatură, care modifică tensiunea U_8 de pe borna neînversoare a circuitului integrat CI 2, din blocul B. Tensiunea U_8 se determină cu:

$$U_8 = \frac{R_7}{R_5 + R_6 + R_7} \cdot U_2 \quad (1.73)$$

Pe intrarea înversoare a comparatorului CI 2 se aplică tensiunea U_9 , a cărei valoare se stabilește cu rezistența semireglabilă R_8 a divizorului rezistiv R_8 - R_9 . Tensiunea U_9 are valoarea dată de

$$U_9 = \frac{R_8}{R_8 + R_9} \cdot U_2 \quad (1.74)$$

Pentru temperaturi mai mici decât valoarea maximă admisă de clasa de izolație a bobinajului motorului, este îndeplinită inegalitatea:

$$U_8 > U_9 \quad (1.75)$$

În acest caz

$$R_7 > R_{7c} \quad (1.76)$$

unde R_{7c} este valoarea rezistenței termistorului corespunzătoare temperaturii critice. Tensiunea de la ieșirea blocului B este:

$$U_{10}=U_2 \quad (1.77)$$

Această valoare nu conduce la declanșarea întreruptorului. Când temperatura înfășurărilor atinge valoarea maximă admisă de clasa de izolație, rezistența termistorului scade la valoarea R_{7c} pentru care $U_8 < U_9$ și la ieșire se obține $U_{10}=0V$, semnal care determină declanșarea.

Elementul C este blocul de decizie al transmițerii comenzii de declanșare. Acesta este un circuit logic ȘI, format din diodele D_6 , D_7 și inversorul CI 3. Tensiunea

$U_{11}=U_2$ la funcționare normală ($U_7=U_{10}=U_2$) când diodele sunt blocate. În acest caz $U_{11} > U_{12}$, deoarece:

$$U_{12} = \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} \cdot U_2 \quad (1.78)$$

și $U_{13}=0V$, valoare a semnalului care nu conduce la declanșare.

La întreruperea unei faze sau la încălzirea motorului până la temperatura maximă, $U_7=0V$ sau $U_{10}=0V$, când intră în conducție una dintre diodele D_6 sau D_7 și $U_{13}=U_2$. Acum are loc declanșarea întreruptorului și oprirea motorului.

Blocul D, care are ca element principal circuitul integrat CI 4, memorează comanda de declanșare. În condiții normale de funcționare $U_{13}=0V$ deci și $U_{15}=0V$. Deoarece tensiunea pe boma neinversoare $U_{15} < U_{14}$, tensiunea U_{16} de la ieșirea circuitului integrat CI 4 este 0 V, deci dioda optocuplorului OC este aprinsă (blocul E), tranzistorul acesteia conduce, conduc și tranzistoarele T_1 și T_2 , triacul T_3 primește sincronizat cu frecvența sursei de alimentare a bobinei contactorului (sau întreruptorului) impulsuri de comandă și circuitul i și j este închis. Dioda electroluminescentă D_{15} din blocul F de avertizare optică, este aprinsă. La avarie, când $U_{11} < U_{12}$ ($U_{11}=0V$), la ieșirea comparatorului CI 3 se obține: $U_{13}=U_2$ deci $U_{15} > U_{14}$ ($U_{15}=U_2$), deoarece:

$$U_{14} = \frac{R_{18}}{R_{17} + R_{18}} \cdot U_2 \quad (1.79)$$

Acum dioda luminescentă a optocuplorului OC se stinge, condensatorul C_5 se încarcă de la sursa U_2 prin rezistența R_{20} și dioda D_8 este blocată. Se blochează fototranzistorul optocuplorului OC care determină blocarea tranzistoarelor T_1 și T_2 în montaj Darginton. Triacul T_3 se blochează și astfel întrerupe circuitul dintre bornele i și j. Condensatorul C_5 , prin încărcare, asigură menținerea inegalității: $U_{15} > U_{14}$ încă un anumit timp (a cărui valoare depinde de constanta de timp a circuitului de descărcare $T_d=C_5(R_{16}+R_{19})$) după revenirea tensiunii U_{13} la valoarea normală ($U_{13}=U_2$). Se asigură în acest fel, menținerea deschisă, în același interval de timp, a circuitului exterior, între bornele i și j. Această temporizare este necesară, pentru eliminarea hazardului în cazul în care declanșarea a fost determinată de întreruperea unei faze, deoarece imediat, după oprirea motorului, $U_3=0V$. La declanșarea datorită supraîncălzirii, U_{13} se menține la valoarea U_2 încă un timp care depinde de constanta de timp a circuitului termic la răcirea motorului.

1.3.8 Dispozitiv automat pentru protecția motoarelor asincrone trifazate [69]

Dispozitivul automat pentru protecția motoarelor asincrone trifazate, are schema bloc din figura 1.28 și cuprinde următoarele blocuri:

- blocul TI-U cu trei traductoare curent tensiune care sesizează valorile curenților de pe cele trei faze,
- blocul de redresare filtrare BRF, care redresează și filtrează tensiunile alternative, proporționale cu valorile curenților I_R , I_S și I_T ;
- blocul BSA de sesizare a diferenței mai mari de 20% dintre curenții de pe cele trei faze,
- blocul BPS, care asigură protecția la suprasarcină a motorului;
- blocul BTE de temporizare-execuție, care primește comenzi de la BSA, BPS și BABP la sesizarea asimetriei curenților, regimului de suprasarcină și a lipsei unei faze în sistemul de alimentare;

- blocul BABP care asigură alimentarea cu tensiuni continui stabilizate a blocurilor BRF, BSA, BPS și BTE, și blocarea posibilității de pornire în două faze a motorului protejat.

Blocul TI-U cuprinde trei traductoare curent-tensiune, câte unul pe fiecare fază, la ieșirea cărora se obțin tensiuni alternative direct proporționale cu valorile eficace ale curenților de pe cele trei faze. Aceste traductoare sunt transformatoare curent-tensiune, care au circuitul magnetic cu reluctanță mare datorită unor întrefieruri.

Blocul BRF de redresare filtrare conține trei redresoare de mare sensibilitate realizate cu amplificatoare operaționale, cu filtre active trece-jos. După acest bloc se obțin trei tensiuni continui care sunt direct proporționale cu cei trei curenți ai motorului.

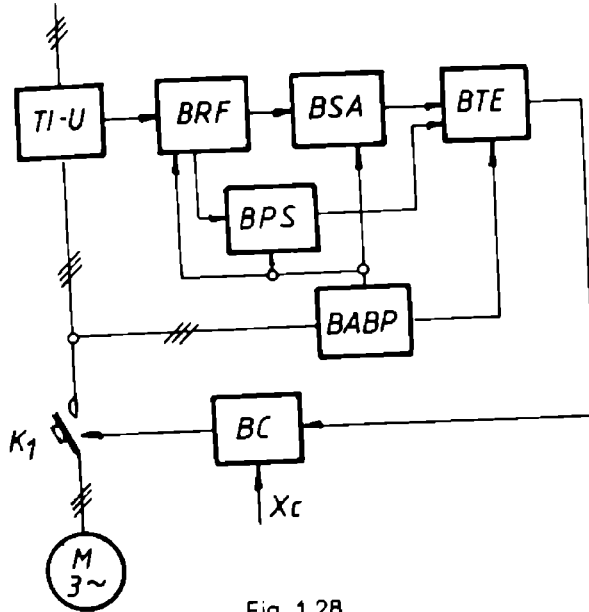


Fig. 1.28

Schema bloc a dispozitivului automat pentru protecția motoarelor asincrone trifazate

Blocul BSA de sesizare a asimetriei curenților de pe cele trei faze, cât și întreruperea unei căi de curent, este format dintr-un amplificator și un comparator, pe fiecare fază, realizate cu circuite integrate, și un circuit logic SAU, cu diode, prin care se transmit comenzi blocurilor BTE și BC de declanșare a contactorului K.

Blocul BPS, care sesizează suprasarcina motorului, este prevăzut cu comutatoare decadice, prin care se stabilește valoarea curentului de declanșare. Are ca element de bază un circuit electronic de timp realizat cu un integrator cu amplificator operațional, cu amplificatoare și comparatoare cu circuite integrate, cu care se obține caracteristica de protecție a dispozitivului. Aceasta are forma unei drepte, cu înclinare negativă situată sub caracteristica $t=f(I)$ a motorului protejat.

Blocul BABP asigură atât alimentarea cu tensiune a circuitelor electronice ale dispozitivului de protecție, cât și blocarea pornirii motorului dacă nu este tensiune pe una dintre fazele sistemului de alimentare. În acest scop blocul de alimentare este prevăzut cu două transformatoare de tensiune (de rețea), fiecare cu câte două înfășurări secundare, unul cu primarul legat între fazele R și S iar al doilea între S și T

Blocul BTE primește comenzi de declanșare în cazul regimurilor de avarie, amintite anterior, și prin circuitul electronic de timp, cu temporizare fixă, și amplificatorul logic, determină întreruperea după timpul reglat (≈ 8 s) a circuitului bobinei releului electromagnet. Acesta prin contactul său declanșază contactorul K și motorul se oprește. Acest bloc transmite comanda de declanșare, cu o întârziere a cărei valoare este mai mare decât timpul de pornire al motorului. Această întârziere este necesară, pentru ca blocul de comandă BC, să nu primească semnal de declanșare pe durata timpului de pornire când curentul este mult mai mare decât cel nominal ($I_p = 4,5 \div 7,5 I_n$)

Pomirea și oprirea motorului, în regim normal de funcționare se face prin semnalul de comandă x_c a cărui valoare depinde de starea butonului de comandă.

1.4 Concluzii

În urma analizei efectuate asupra aparatelor și dispozitivelor utilizate în prezent la protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, se conturează mai multe concluzii, de care trebuie să se țină seama la realizarea unor dispozitive, care din proiectare, să prevină dezavantajele pe care le prezintă actualele aparate și dispozitive de protecție

Astfel rezultă, în ceea ce privește protecția prin siguranțe fuzibile, că acestea prezintă o serie de avantaje cum sunt: construcție simplă, preț de cost redus (cel mai redus în comparație cu alte aparate și dispozitive de protecție), nu prezintă pericol de explozie sau incendiu, întrerup mai repede curentul de scurtcircuit decât întreruptoarele, limitează valoarea curentului de scurtcircuit.

Dintre dezavantajele folosirii siguranțelor fuzibile se menționează: la acționare, în caz de avarie, necesită o perioadă de timp pentru schimbarea fuzibilului sau a elementului înlocuitor; caracteristica de protecție este nereglabilă, necontrolabilă și depinde de temperatura mediului ambiant; în instalațiile trifazate poate să acționeze, în caz de scurtcircuit bifazat sau de punere la pământ, numai siguranța de pe o fază; acționează numai la suprasarcini mari, așa cum rezultă din relațiile (1.13) și (1.14) folosite pentru alegerea curentului nominal al fuzibilului.

Deoarece siguranțele, pot determina prin acționarea lor, funcționarea în două faze, se impune utilizarea unei protecții, antibifazice, mai ales atunci când motoarele de acționare sunt la mare distanță față de locul de comandă, sau când protejează motoare care lucrează în instalații de comandă automată.

Protecția împotriva scurtcircuitelor, prin relee maximale de curent, se realizează simplu. Releele de protecție sunt sigure în funcționare și reglarea practică, se face astfel încât să nu acționeze în timpul pomirii motorului. După acționare contactul lor se blochează și pentru o nouă pornire, releele trebuie armate. În comparație cu siguranțele fuzibile, releele maximale de curent au un timp de acționare mai mare, și un curent de rupere mai mic, dar după acționare, timpul necesar pentru activarea releului este mult mai mic.

Releele de protecție termobimetalice, asigură realizarea caracteristicii de protecție împotriva regimului de suprasarcină dacă sunt exploatate corespunzător. Dacă în timpul funcționării sunt suprasolicitate plăcuțele termobimetalice se pot deforma în zona plastică și la răcire nu mai revin la forma inițială. În acest caz dispozitivul de protecție se dereglează și nu mai este realizată o caracteristică corectă de protecție. Ca și în cazul siguranțelor fuzibile, caracteristica de protecție se încadrează într-o anumită plajă. Această dispersie a caracteristicilor este cauzată de condițiile normale de uzură (corespunzătoare producției de serie) de precizia de

realizare a aliajelor plăcuțelor termobimetalice, etc. Si aceste relee, după acționare, se activează ușor și într-un timp scurt.

Protecția combinată, realizată cu declanșatoare electromagnetice și termobimetalice, acționează atât la scurtcircuite cât și la suprasarcini. Elementele sensibile ale celor două tipuri de protecție, acționează potrivit caracteristicii de protecție, asupra unui contact comun, care determină declanșarea întreruptorului sau a contactorului principal. Declanșatoarele combinate prezintă avantajele și dezavantajele releelor termobimetalice și a celor maximale de curent.

Din analiza instalațiilor clasice pentru protecția împotriva funcționării în două faze, rezultă că protecția cu un singur releu electromagnetic (fig. 1.11) și cea cu trei relee electromagnetice, legate în paralel cu siguranțele fuzibile (fig. 1.13), determină declanșarea numai când lipsește tensiunea pe una dintre faze, până la bornele prin care se leagă instalația de protecție, la instalația motorului (fig. 1.11), sau când se ard siguranțele fuzibile (fig. 1.11 și fig. 1.13). Instalația cu două relee electromagnetice de minimă tensiune (fig. 1.12), dacă este legată la instalația de forță, la bornele de intrare în contactor, se comportă ca și instalația de protecție cu un singur releu electromagnetic. În plus, ea asigură și protecția minimală de tensiune. Când cele două relee electromagnetice se leagă la bornele motorului, se asigură protecția antibifazică pentru întreaga instalație de forță, dar nu sesizează întreruperea bobinelor motorului.

Protecția antibifazică completă se asigură în timpul funcționării numai cu instalația cu trei relee minimale de curent (fig. 1.14). Releele de curent sesizează atât întreruperile din instalația electrică de forță, cât și cele din înfășurările motorului. Un dezavantaj al acestei instalații este că permite pornirea motorului când o fază din instalație sau din motor este întreruptă, dar după comanda de pornire, motorul este scos din funcție de releul de curent de pe faza respectivă. O protecție antibifazică completă se poate realiza, combinând schemele din figurile 1.12, cu cele două relee de minimă tensiune legate la bornele de intrare în contactor, și 1.14.

Din analiza releelor și dispozitivelor electronice, folosite la protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, se pot stabili următoarele concluzii:

- Dispozitivul electronic cu termistoare de protecție a motoarelor electrice, cu avertizare la apropierea de temperatură limită [48] (fig. 1.15), este simplu, acționează rapid când temperatura se apropie de cea critică (situație când realizează avertizare optică) și determină declanșarea contactorului principal sau a întreruptorului, dacă temperatura atinge valoarea critică. Acest sistem de protecție poate fi utilizat și la transformatoarele electrice sau la protejarea mașinilor de lucru care se pot încălzi la temperaturi ridicate, ca urmare a nerespectării regimului normal de funcționare sau a defectelor mecanice. După declanșarea contactorului, pornirea motorului nu mai este posibilă până când temperatura înfășurărilor nu scade sub valoarea critică. Ca dezavantaje care le prezintă, utilizarea în scopul protecției la suprasarcină a acestui dispozitiv se menționează: montare dificilă de către utilizator a termistoarelor în înfășurările motorului, posibilitatea funcționării motorului în cazul întreruperii circuitelor de protecție, nu asigură protecția împotriva funcționării în două faze și la scurtcircuite.

- Dispozitivul electronic de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice, realizat cu termistoare și tiristoare (fig. 1.17) [30], [135] este sigur în funcționare (orice defect care apare în instalația de protecție determină declanșarea contactorului principal) și nu permite, la declanșarea contactorului, o nouă pornire a motorului, decât după ce temperatura înfășurărilor scade sub valoarea critică. Dezavantajele folosirii acestei protecții sunt, în general, aceleași cu cele ale dispozitivului anterior. Aici se mai poate menționa că pentru mărirea siguranței la declanșare, s-a prevăzut

o înfășurare secundară pe electromagnetul contactorului, care la funcționarea normală (cu armătura mobilă atrasă) are rol și de transformator.

- Instalația electronică de protecție cu termistoare a motorului de acționare și a mașinii de lucru (fig. 1.18) [49], [135], asigură protecția concomitentă, împotriva supraîncălzirii atât a motorului de acționare (când acesta lucrează în regim de suprasarcină), cât și a mașinii de lucru. Se remarcă siguranța în funcționare și simplitatea configurației circuitelor electronice. Și această protecție prezintă în general, dezavantajele protecțiilor cu termistoare, enumerate anterior.

- Dispozitivul electronic de măsură, protecție și presemnalizare la supratemperatură a motoarelor electrice (fig. 1.20) [47] are o serie de avantaje dintre care se amintesc:

- asigură, pe lângă protejerea motorului și a mașinii de lucru, prin declanșarea contactorului principal, și avertizarea optică sau acustică la apropierea de temperatura limită.

- poate fi aplicat la toate tipurile de motoare electrice, indiferent de modul de răcire

Ca dezavantaje se menționează neasigurarea protecției antibifazice, împotriva regimului de scurtcircuit și posibilitatea funcționării motorului supraîncălzit, când apar unele defecte în partea electronică a dispozitivului.

- Dispozitivul electronic de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice, prin controlul curentului (fig. 1.22) [116], spre deosebire de protecțiile analizate anterior, apreciază temperatura înfășurărilor motorului prin valoarea curentului principal. Acest dispozitiv controlează indirect solicitarea termică a înfășurărilor motorului, în regim de suprasarcină de scurtă durată sau periodic intermitent. După acționarea protecției, dispozitivul electronic nu permite o nouă pornire decât după un anumit timp reglat, astfel încât înfășurările motorului să se răcească până la o temperatură mai mică decât cea corespunzătoare clasei de izolație a conductoarelor. Se remarcă la acest dispozitiv, simplitatea configurației circuitului electronic și faptul că este ușor adaptabil la condițiile variate impuse de diferite tipuri de acționări și motoare electrice.

Dezavantajul utilizării acestui dispozitiv este că asigură numai protecția la suprasarcină

- Releul electronic de protecție a motoarelor trifazate la supraîncălzire și împotriva funcționării în două faze [74], realizează declanșarea contactorului principal la întreruperea unei faze, sau pentru un anumit grad de dezechilibru a curenților, numai pentru motoare asincrone cu înfășurările legate în stea. Asigură protecția împotriva regimului de suprasarcină prin controlul direct, cu termistor, a temperaturii înfășurărilor. La motoarele cu conexiunea în stea, în cazul scurtcircuitelor nesimetrice (bifazate sau monofazate), protecția antibifazică acționează și în felul acesta, este asigurată și protecția împotriva unor astfel de regimuri de avarie. Această protecție nu acționează la scurtcircuitele simetrice. Pentru motoare asincrone trifazate cu înfășurările conectate în triunghi, acest releu electronic asigură numai protecția împotriva supraîncălzirii bobinelor. Pentru protecția împotriva scurtcircuitelor se impune folosirea siguranțelor fuzibile.

- Dispozitivul automat pentru protecția motoarelor asincrone trifazate [69] asigură, prin declanșarea întreruptorului sau a contactorului principal, protecția antibifazică atât la pornire cât și pe durata funcționării, protecția la asimetrii ale curenților mai mari de 20% și protecția împotriva regimului de suprasarcină. Protecția antibifazică, la pornire, se realizează prin controlul tensiunilor de linie, la bornele de intrare în contactorul principal, iar pe durata funcționării, prin sesizarea curenților din circuitul de alimentare cu energie electrică a motorului. Protecția la suprasarcină se asigură prin controlul curentului de pe faza T, cu un bloc electronic realizat cu amplificatoare operaționale și cu comparatoare, care realizează o declanșare temporizată, în

funcție de mărimea curentului absorbit de motor. Caracteristica de protecție la suprasarcină, realizată de acest dispozitiv, este o dreaptă înclinată (cu coeficient unghiular negativ), situată mult sub caracteristica $t=f(I)$ a motorului protejat și de aceea, nu este folosită toată rezerva de putere, sub aspectul încălzirii motorului. Și acest dispozitiv electronic trebuie să lucreze asociat cu siguranțe fuzibile care să asigure protecția împotriva regimului de scurtcircuit. Siguranțele trebuie să fie montate înaintea celor trei transformatoare de curent-tensiune. În comparație cu alte aparate electronice de protecție un avantaj deosebit al folosirii acestui dispozitiv electronic îl constituie faptul că se utilizează aceleași transformatoare curent-tensiune pentru o plajă largă de curenți (între 10A și 299A) datorită modului de realizare a circuitelor magnetice ale convertoarelor curent-tensiune.

CAPITOLUL 2

CONTRIBUȚII LA STUDIUL REGIMURILOR TRANZITORII DE PORNIRE A MOTOARELOR ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE

Prezentul capitol analizează metodele analitice și grafoanalitice de determinare a timpului de pornire a motoarelor electrice de joasă tensiune [12], [34], [42], [72], [60], [119], [120], [132] în special a celor asincrone.

Analiza efectuată se finalizează prin stabilirea unui algoritm de calcul, care are la baza o metodă grafoanalitică, cu care se întocmește un program de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent de formă oarecare.

De asemenea se prezintă metode analitice originale, [90], [92] de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate pe baza cărora s-au realizat programe de calcul corespunzătoare.

Calculul timpului de pornire a motoarelor electrice se impune pentru reglarea dispozitivului de temporizare a protecției electronice cu caracteristică independentă (capitolul 4).

2.1 Metode grafo-analitice de determinare a timpului de pornire [12], [34], [42], [72], [120], [132]

Pentru determinarea timpului de pornire a motorului asincron trifazat care acționează diferite tipuri de mașini de lucru, aceste metode se bazează pe ecuația fundamentală a mișcării care la acționările electrice cu moment de inerție constant este:

$$M = M_{rr} + J_r \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.1)$$

unde M [Nm] este cuplul motorului, M_{rr} [Nm] este momentul rezistent redus la arborele motorului de acționare, J_r [kgm^2] este momentul de inerție echivalent, redus la arborele motorului iar $d\Omega/dt$ [s^{-2}] este accelerația arborelui motorului.

Momentul motorului este dat de ecuația simplificată a lui Kloss:

$$M = \frac{2 \cdot M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}} \quad (2.2)$$

în care M_k [Nm] este momentul critic al motorului, s_k [-] alunecarea corespunzătoare momentului critic iar s [-] alunecarea motorului.

Aceste mărimi se calculează cu:

$$M_k = \lambda \cdot M_n; M_k = \lambda \cdot \frac{P_n}{\Omega_n}; M_k = \lambda \cdot \frac{30 \cdot P_n}{\pi \cdot n_n} \quad (2.3)$$

$$s_k = s_n \cdot \left(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1} \right);$$

$$s_k = \frac{n_0 - n_n}{n_0} \cdot \left(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1} \right); \quad (2.4)$$

$$s_k = \frac{\Omega_0 - \Omega_n}{\Omega_0} \cdot \left(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1} \right)$$

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}; s = \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0} \quad (2.5)$$

$$s_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0}; s_n = \frac{\Omega_0 - \Omega_n}{\Omega_0} \quad (2.6)$$

În aceste relații λ [-] este coeficientul de supraîncărcare a motorului, dat în catalogul mașinii. P_n [W] este puterea nominală a motorului, n_0 [rot/min] și Ω_0 [s^{-1}] sunt turația de sincronism și viteza unghiulară corespunzătoare acestei turații, n_n [rot/min] și Ω_n [s^{-1}] turația nominală, respectiv viteza unghiulară corespunzătoare turației nominale, n [rot/min] și Ω [s^{-1}] turația la un moment dat și viteza unghiulară corespunzătoare, iar s_k [-], s_n [-] și s [-] sunt alunecările corespunzătoare momentului critic M_k , momentului nominal M_n și momentului curent M .

Caracteristica mecanică a mașinii de lucru este exprimată prin relația generală [72]

$$M_r = M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega_{ML}}{\Omega_{nML}} \right)^x \quad (2.7)$$

unde M_r [Nm], M_m [Nm] și M_{r0} [Nm] sunt momentele rezistent, la un moment dat, nominal și la mersul în gol a mașinii de lucru, Ω_{ML} [s^{-1}] și Ω_{nML} [s^{-1}] sunt vitezele unghiulare curentă și nominală la axul principal al mașinii de lucru (prin care aceasta este antrenată), iar x [-] este o variabilă a cărei valori impun tipul de mașină de lucru acționată de motor ($x = -1, 0, +1, +2$)

Momentul rezistent redus la arborele motorului este:

$$M_{r1} = \frac{i}{\eta_p \cdot i} \cdot \left[M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega_{ML}}{\Omega_{nML}} \right)^x \right] \quad (2.8)$$

unde

$$\eta_p = \frac{P_{rML}}{P_n} \quad (2.9)$$

iar

$$i = \frac{\Omega_n}{\Omega_{rML}} \quad (2.10)$$

În aceste relații η_p [-] este randamentul mecanismului de transmisie (reductor, curele de transmisie, etc), i [-] raportul de transmisie iar P_{rML} [W] este puterea nominală a mașinii de lucru

Cuplul rezistent redus la arborele motorului de acționare poate să fie constant ($x = 0$) în cazul transportoarelor cu bandă care funcționează în gol sau încărcate uniform, etc (2.11), poate să fie proporțional cu viteza unghiulară ($x = 1$) în cazul acționării unui generator de curent continuu cu flux de excitație constant (2.12), cuplul rezistent poate să fie dependent de pătratul vitezei unghiulare, în cazul

pompelor centrifugale, ventilatoarelor și turbocompresoarelor (2.13) sau poate să fie dependent de Ω^{-1} ($x = -1$) la strunguri și la mașini de înfășurat tabla (2.14).

$$M_{rr} = \frac{M_{rn}}{\eta_R \cdot i} \quad (2.11)$$

$$M_{rr} = \frac{1}{\eta_R \cdot i} \cdot \left[M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega_{ML}}{\Omega_{nML}} \right) \right] \quad (2.12)$$

$$M_{rr} = \frac{1}{\eta_R \cdot i} \cdot \left[M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega_{ML}}{\Omega_{nML}} \right)^2 \right] \quad (2.13)$$

$$M_{rr} = \frac{1}{\eta_R \cdot i} \cdot \left[M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega_{nML}}{\Omega_{ML}} \right) \right] \quad (2.14)$$

Momentul de inerție redus la arborele motorului se determină în funcție de configurația sistemului cinematic și de masele și dimensiunile elementelor acestuia în mișcare de rotație și de translație [83,84].

Ecuația (2.1) se mai poate scrie:

$$M = M_{rr} + M_d \quad (2.15)$$

În (2.15) M_d este momentul dinamic:

$$M_d = J_r \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.16)$$

Din (2.16) rezultă:

$$dt = \frac{\tilde{t}}{M_d} \cdot d\Omega \quad (2.17)$$

$$t_p = J_r \int_0^{\Omega_n} \frac{d\Omega}{M_d}; \quad t_p = J_r \int_0^{\Omega_n} \frac{d\Omega}{M - M_{rr}} \quad (2.18)$$

Relația momentului dinamic, dacă se ține seama de (2.2), (2.7) și (2.15), este complicată și integrala (2.18) se rezolvă dificil. Această integrală s-a rezolvat pentru unele cazuri particulare ([92], $x = 0$). Pentru toate situațiile, integrala se poate rezolva ușor prin metoda grafo-analitică. În acest scop folosind relațiile (2.2)...(2.6) se obține curba 1 a caracteristicii mecanice naturale (fig. 2.1) iar cu (2.8) pentru $x = 2$ spre exemplu se trasează caracteristica mecanică a mașinii de lucru. Prin diferență, potrivit relației (2.15) se construiește curba 3 a momentului dinamic.

Suprafața delimitată de curba 3 cu axele $MO\Omega$, se împarte cu drepte echidistante paralele cu axa OM . Distanțele dintre aceste drepte sunt proporționale cu $\Delta\Omega$ ($\Delta\Omega_1 = \Delta\Omega_2 = \dots = \Delta\Omega_n = \Delta\Omega$).

Grafic se stabilesc valorile medii ale momentelor dinamice M_{d1m} corespunzătoare creșterilor finite de viteză $\Delta\Omega$, astfel încât să se obțină egalitatea:

$$\int_0^{\Omega} \frac{d\Omega}{M_d} = \sum_{i=1}^n \frac{\Delta\Omega_i}{M_{d1m}} \quad (2.19)$$

Această egalitate este îndeplinită când M_{d1m} rezultă din (2.21):

$$M_{d1m} = \frac{S_{d1}}{\Delta\Omega_1} \quad (2.20)$$

$$M_{d1m} = \frac{M_{d,i-1} + M_{d,i}}{2} \quad (2.21)$$

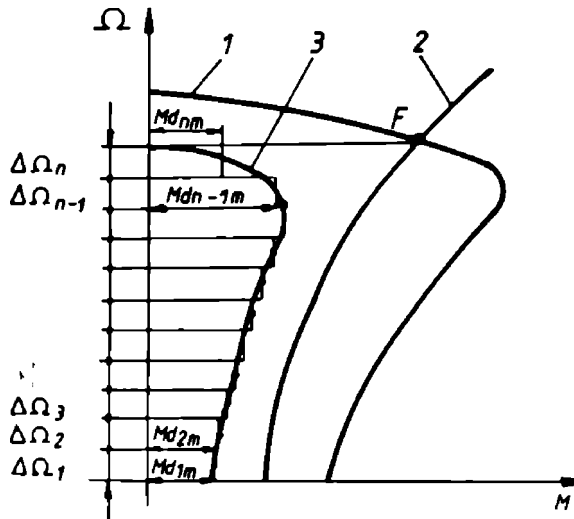


Fig 2.1 Construcție grafică pentru determinarea raportului t_p/J_r (2.22)

În relația (2.20), S_a este suprafața delimitată de curba 3, axa O - Ω și dreptele paralele cu axa O-M cu distanța între ele $\Delta\Omega_i$.

Ținând seama de (2.18) și (2.20), când $\Delta\Omega_1 = \Delta\Omega_2 = \dots = \Delta\Omega_n = \Delta\Omega$, rezultă:

$$\tau_p = J_r \cdot \Delta\Omega \cdot \sum_{i=1}^n \frac{1}{M_{d1m}} \quad (2.22)$$

Din graficele prezentate în figura 1 se determină valorile mărimilor $\Delta\Omega$ și M_{d1m} , care intervin în relația (2.22). În acest scop se utilizează relațiile:

$$\Delta\Omega = d_{\Omega} \cdot \mu_{\Omega} \quad (2.23)$$

$$M_{d1m} = d_{M_{d1m}} \cdot \mu_{M_{d1m}} \quad (2.24)$$

în care d_{Ω} [mm] și $d_{M_{d1m}}$ [mm] sunt segmentele de dreaptă corespunzătoare intervalului de viteză unghiulară $\Delta\Omega$, respectiv momentul dinamic M_{d1m} iar μ_{Ω} [$s^{-1} \cdot mm^{-1}$] și $\mu_{M_{d1m}}$ [$N \cdot m \cdot mm^{-1}$] sunt scările de reprezentare în grafice a vitezei unghiulare și a momentelor.

Cu cele prezentate anterior, timpul de pornire se poate determina și grafic. Pentru aceasta loata construcția grafică din cadrantul I (fig.2.1), se trece în cadrantul II (fig.2.2). Dreptele paralele cu axa OM se prelungesc și în cadrantul I (în planul $t(\Omega)$).

Pe axa OM, se stabilește la scară, un segment \overline{OJ} care are lungimea d_j [mm], proporțională cu momentul de inerție J_r . Scara la care se reprezintă momentul de inerție J_r este μ_j [$kg \cdot m^2/mm$].

$$J = d_j \cdot \mu_j \quad [kg \cdot m^2] \quad (2.25)$$

Pe axa O-Ω se stabilesc punctele A...M,N astfel încât segmentele \overline{OA} , \overline{OM} , ..., \overline{ON} să fie proporționale cu valorile momentelor dinamice medii M_{d1m} ... M_{dnm} . Se trasează segmentele de dreapta \overline{JA} , \overline{JM} , ..., \overline{JN} . Prin originea axelor de coordonate se duce o paralelă cu \overline{JA} care determină un segment \overline{OP} . Prin punctul

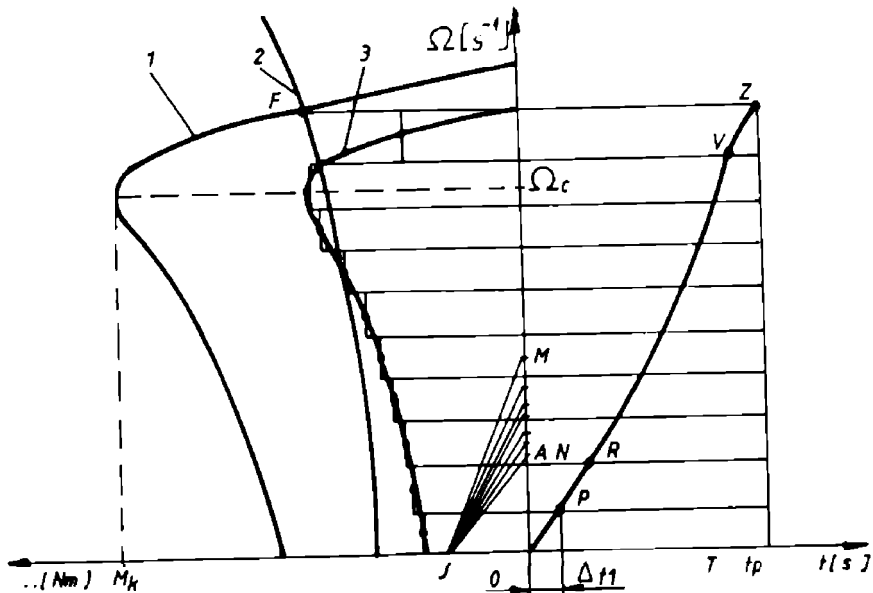


Fig. 2.2 Construcție grafică pentru determinarea timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate

P se trasează o paralelă cu segmentul \overline{OB} , cu care se obține punctul R. Construcția grafică continuă până în punctul Z. Proiecțiile segmentelor \overline{OP} , \overline{PR} , ..., \overline{YZ} pe axa O-t sunt intervalele de timp $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_n$ corespunzătoare creșterilor de viteză $\Delta\Omega_1, \Delta\Omega_2, \dots, \Delta\Omega_n$.

Timpul de pornire t_p la scară este suma acestor proiecții:

$$t_p = \sum_{i=1}^n \Delta t_i \quad (2.26)$$

În construcția grafică, timpul de pornire respectând scara este segmentul $\overline{Ot_p}$ cu lungimea d_T [mm]. Scara de reprezentare a timpului de pornire este μ_T [mm], deci:

$$t_p = d_T \cdot \mu_T [\text{s}] \quad (2.27)$$

Scările de reprezentare a cuplurilor, vitezei unghiulare, momentului de inerție și a timpului se stabilesc astfel încât construcția grafică să se încadreze într-un spațiu impus. Între cele patru scări există relația:

$$\mu_T = \frac{\mu_J \cdot \mu_\Omega}{\mu_M}, [\text{s} / \text{mm}] \quad (2.28)$$

2.2 Metode analitice de determinare a timpului de pornire

2.2.1 Determinarea timpului de pornire a motorului asincron trifazat, la pornirea în gol [12], [15], [34], [42], [119], [120], [132]

Dacă motorul pornește în gol și se neglijează cuplul de frecare ($M_r = 0$), din relația (2.1) se obține:

$$M = J_r \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.29)$$

Din relația alunecării (2.5) rezultă dependența dintre Ω și s :

$$\Omega = \Omega_0 \cdot (1 - s) \quad (2.30)$$

de unde prin derivare se obține:

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_0 \cdot \frac{ds}{dt} \quad (2.31)$$

Înlocuind (2.31) în (2.29) rezultă:

$$M = -J_r \cdot \Omega_0 \cdot \frac{ds}{dt} \quad (2.32)$$

Deoarece constanta electromecanică de timp T_m are valoarea:

$$T_m = \frac{J_r \cdot \Omega_0}{M_k} \quad (2.33)$$

din relațiile (2.2) și (2.32), se obține:

$$dt = -T_m \cdot \left(\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} \right) \cdot ds \quad (2.34)$$

După integrare între limitele: $s_n = 1$ și $s_m = s_n$, se obține relația de determinare a timpului de pornire:

$$t_p = \frac{T_m}{2} \cdot \left(\frac{1-s_n^2}{2} + s_n \cdot \ln \frac{1}{s_n} \right) \quad (2.35)$$

În locul relației (2.2) se poate folosi expresia exactă a cuplului dezvoltat de motoarele electrice asincrone trifazate:

$$M = \frac{2 \cdot M_k \cdot (1 + \alpha \cdot s_k)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 \cdot \alpha \cdot s_k} \quad (2.36)$$

în care:

$$\alpha = \frac{R_1}{C \cdot R_2^1} \quad (2.37)$$

$$C = 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} \quad (2.38)$$

În aceste relații α [-] și C [-] sunt coeficienți care se calculează cu formulele (2.37) și (2.38), ($C \approx 1,02 \dots 1,05$), R_1 [Ω] și R_2^1 [Ω] sunt rezistențele înfășurării statorice, respectiv a celei rotorice raportată la stator, iar $X_{\sigma 1}$ [Ω] și X_m [Ω] sunt rezistențele de dispersie a înfășurării statorice și cea mutuală dintre stator și rotor.

Folosind expresiile (2.32) și (2.36) se obține ecuația:

$$\frac{2 \cdot M_k \cdot (1 + \alpha \cdot s_k)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 \cdot \alpha \cdot s_k} = -J \cdot \Omega_0 \cdot \frac{ds}{dt}$$

din care rezultă:

$$dt = - \frac{T_k}{2 \cdot (1 + \alpha \cdot s_k)} \cdot \left(\frac{s}{s_k} + \frac{1}{s} + 2 \cdot \alpha \right) \cdot ds \quad (2.39)$$

În expresia (2.39), T_k este constanta electromecanică de timp:

$$T_k = \frac{J \cdot \Omega_0 \cdot s_k}{M_k} \quad (2.40)$$

Prin integrarea relației (2.39) între limitele s_1 și s_2 se obține ([42]):

$$t = \frac{T_k}{2 \cdot (1 + \alpha \cdot s_k)} \cdot \left(\frac{s_1^2 - s_2^2}{s_k^2} + \ln \frac{s_1}{s_2} + 2 \cdot \alpha \cdot (s_1 - s_2) \right) \quad (2.41)$$

Din expresia (2.41) se obține relația (2.42) de calcul a timpului de pornire în gol a motorului asincron, impunând $s_1 = 1$ și $s_2 = 0,05$:

$$t_p = \frac{T_k}{2 \cdot (1 + \alpha \cdot s_k)} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot s_0^2} + 3 + 1,9 \cdot \alpha \right) \quad (2.42)$$

Deci timpul de pornire în gol ideal a motorului asincron se poate determina folosind relațiile (2.35) sau (2.42).

2.2.2 Determinarea timpului de pornire a motorului asincron trifazat cu cuplu rezistent constant [34]

Dacă cuplul rezistent redus la arborele motorului este constant cu relațiile (2.1), (2.2), (2.31), (2.33) și

$$\frac{M_{rr}}{M_k} = m \quad (2.43)$$

se obține ecuația:

$$dt = \frac{T_m}{m} \cdot \frac{s^2 + s_k^2}{s^2 - 2 \cdot s \cdot s_k \cdot \frac{1}{m} + s_k^2} \cdot ds \quad (2.44)$$

Timpul de pornire se obține integrând ambii membri ai ecuației (2.44):

$$t_p = \frac{T_m}{m} \cdot \int_{s_1=1}^{s_2=0,05} \frac{s^2 + s_k^2}{s^2 - 2 \cdot s \cdot s_k \cdot \frac{1}{m} + s_k^2} \cdot ds \quad (2.45)$$

$$t_p = \frac{T_m}{m} \cdot \left[\frac{s}{s_k} - 1 + \frac{1}{2 \cdot \sqrt{1-m^2}} \cdot \left((1 + \sqrt{1-m^2}) \cdot \ln \frac{s_k \cdot m - s_k \cdot (1 + \sqrt{1-m^2})}{m - s_k \cdot (1 + \sqrt{1-m^2})} - \right. \right. \\ \left. \left. - (1 - \sqrt{1-m^2}) \cdot \ln \frac{s_k \cdot m - s_k \cdot (1 - \sqrt{1-m^2})}{m - s_k \cdot (1 - \sqrt{1-m^2})} \right) \right] \quad (2.46)$$

2.3 Contribuții la determinarea timpului de pornire a motoarelor electrice asincrone trifazate

În cele ce urmează folosind relațiile de bază din paragraful 2.1, se determină analitic expresiile timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cupluri rezistente constante și dependente de pătratul vitezei de antrenare și un program de calcul a timpului de pornire pentru o formă oarecare de modificare a momentului rezistent.

2.3.1 Metodă analitică de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu constant la arbori

a. Determinarea relației de calcul a timpului de pornire [92]

Pentru determinarea relației de calcul a timpului de pornire a motorului asincron trifazat, care acționează mașini de lucru cu cuplu constant, în cazul momentului de inerție constant, se apelează la ecuația fundamentală a mișcării (2.1).

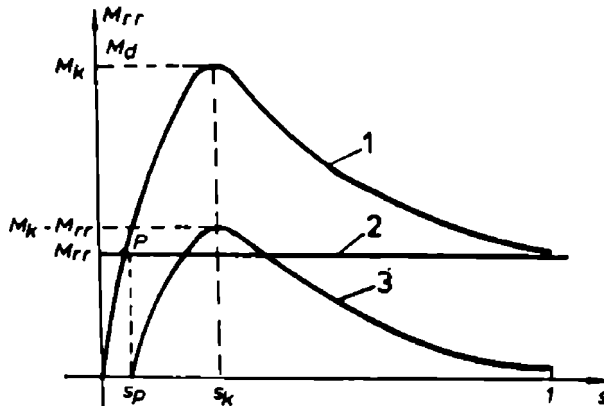


Fig. 2.3 Explicativă la determinarea timpului de pornire a motorului asincron cu cuplu rezistent constant

Se consideră că în perioada pornirii, cuplul motorului asincron trifazat se modifică cu alunecarea s (curba 1, fig.2.3) potrivit relației simplificate a lui Kloss (2.2). Momentul rezistent redus la arborile motorului de acționare (dreapta 2) se determină cu (2.11).

Folosind relațiile (2.15), (2.2) și (2.11) se obține curba 3 a momentului dinamic, care are ecuația:

$$M_d = \frac{2 \cdot M_k \cdot s}{s + s_k} - \frac{M_{rr}}{s} \quad (2.47)$$

În cazul acționării mașinilor de lucru cu cuplu constant, momentul dinamic are forma grafică a cuplului mecanic dezvoltat de motor, (figura 2.3) de aceea el poate să fie exprimat analitic prin relația:

$$M_d = \frac{2 \cdot M_{kd}}{s_d + s_{kd}} \cdot \frac{s}{s + s_k} \quad (2.48)$$

în care, momentul critic dinamic M_{kd} , și alunecarea critica dinamica s_{kd} , se determină cu:

$$M_{kd} = M_k - M_{rr} \quad (2.49)$$

$$s_{kd} = s_k \quad (2.50)$$

Mărimea s_d este alunecarea corespunzătoare cuplului dinamic. Ea este definită de relațiile:

$$s_d = \frac{\Omega_p - \Omega}{\Omega_p} ; s_d = \frac{n_p - n}{n_p} \quad (2.51)$$

în care indicele P se referă la punctul P de funcționare (figura 2.3) a sistemului motor - mecanism de transmisie - mașină de lucru.

Cu (2.48) și (2.49), rezultă:

$$M_d = \frac{2 \cdot (M_k - M_{rr})}{\frac{s_d}{s_k} + \frac{s_k}{s_d}} \quad (2.52)$$

Din (2.51) rezultă:

$$\Omega = \Omega_p \cdot (1 + s_d) \quad (2.53)$$

Derivata vitezei unghiulare Ω în raport cu timpul este:

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_p \cdot \frac{ds_d}{dt} \quad (2.54)$$

Cu formulele (2.16), (2.52) și (2.54), se obțin succesiv relațiile:

$$-\Omega_p \cdot J_r \cdot \frac{ds_d}{dt} = \frac{2 \cdot (M_k - M_{rr})}{\frac{s_d}{s_k} + \frac{s_k}{s_d}} \quad (2.55)$$

$$dt = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Omega_p \cdot J_r}{(M_k - M_{rr})} \cdot \left(\frac{s_d}{s_k} + \frac{s_k}{s_d} \right) \cdot ds_d \quad (2.56)$$

Prin integrarea ambilor membri ai ecuației (2.53) se obține timpul de pornire a motorului:

$$\tau_p = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Omega_p \cdot J_r}{M_k - M_{rr}} \cdot \int_{s_{din}}^{s_{dfin}} \left(\frac{s_d}{s_k} + \frac{s_k}{s_d} \right) ds_d$$

$$\tau_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Omega_p \cdot J_r}{M_k - M_{rr}} \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot s_k} \cdot (s_{din}^2 - s_{dfin}^2) + s_k \cdot \ln \frac{s_{din}}{s_{dfin}} \right] \quad (2.57)$$

Deoarece $s_{din} = 1$ și $s_{dfin} = s_p$, rezultă pentru timpul de pornire expresia:

$$\tau_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Omega_p \cdot J_r}{M_k - M_{rr}} \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot s_k} \cdot (1 - s_p^2) + s_k \cdot \ln \frac{1}{s_p} \right] \quad (2.58)$$

Viteza unghiulară Ω_p corespunzătoare punctului P de funcționare este:

$$\Omega_p = \frac{\pi \cdot n_p}{30} \quad (2.59)$$

deci:

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot n_p \cdot J_r}{60 \cdot (M_k - M_{rr})} \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot s_k} \cdot (1 - s_p^2) + s_k \cdot \ln \frac{1}{s_p} \right] \quad (2.60)$$

În relația (2.60) nu se cunosc alunecarea s_p și turatia n_p corespunzătoare punctului P de funcționare.

Alunecarea s_p se obține din ecuația simplificată a lui Kloss. După timpul de pornire τ_p , $M_d = 0$ și $M = M_{rr}$, deci:

$$M_{rr} = \frac{2 \cdot M_k}{\frac{s_p}{s_x} + \frac{s_k}{s_p}} \quad (2.61)$$

Din această ecuație se obține:

$$s_{P1,2} = s_k \cdot \frac{M_k \pm \sqrt{M_k^2 - M_{rr}^2}}{M_{rr}} ; s_p = s_k \cdot \frac{M_k - \sqrt{M_k^2 - M_{rr}^2}}{M_{rr}} \quad (2.62)$$

Se adoptă soluția cu semnul - pentru care $s_k > s_p$, deci punctul P de funcționare a motorului se află pe ramura caracteristicii mecanice corespunzătoare funcționării stabile.

Turația n_p se calculează cu:

$$n_p = \frac{30 \cdot \Omega_p}{\pi} ; n_p = \frac{30}{\pi} \cdot \Omega_0 \cdot (1 - s_p) \quad (2.63)$$

b. Determinarea momentului de inerție redus la arborele motorului [15], [34], [89]

În expresia (2.60) a timpului de pornire a motorului asincron trifazat cu cuplu rezistent constant la arbore intervin mărimile J , și M_r .

Relația de calcul a momentului de inerție J , redus la arborele motorului depinde de tipul mașinii de lucru acționată. Între mașinile de lucru care necesită pentru acționare un cuplu constant se numără benzile transportoare, utilizate frecvent în transportul materiilor prime, materialelor de construcții, ș.a.

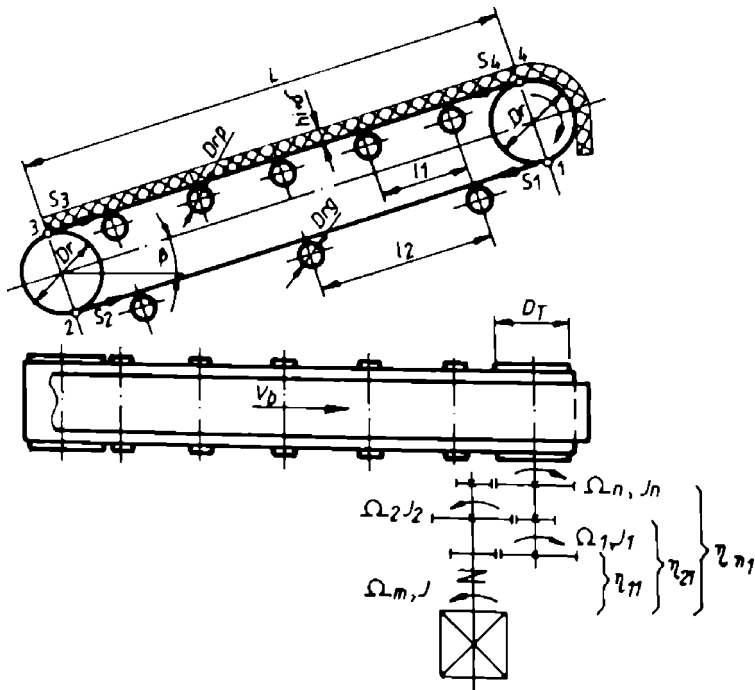


Fig 2.4 Schema cinematică a unui transportor înclinat cu bandă, fără tobe de deviere

În cele ce urmează, se determină atât momentul de inerție redus, cât și momentul rezistent redus M_r la arborele motorului de acționare a unei benzi transportoare fără tobe de deviere (fig.2.4) și cu tobe de deviere (fig.2.5).

În cazul transportoarelor cu bandă fără tobe de deviere, momentul de inerție J_r redus la arborele motorului de acționare se obține din ecuația:

$$\frac{J_r \cdot \Omega_n^2}{2} = J \cdot \frac{\Omega_n^2}{2} + \frac{1}{\eta_1} \cdot \frac{J_1 \cdot \Omega_1^2}{2} + \frac{1}{\eta_2} \cdot \frac{J_2 \cdot \Omega_2^2}{2} + \dots + \frac{1}{\eta_n} \cdot \frac{J_n \cdot \Omega_n^2}{2} + \frac{1}{\eta_n^1} \cdot \frac{m_e \cdot v_b^2}{2} \quad (2.64)$$

deci:

$$J_r = J + \sum_{i=1}^n \frac{J_i}{\eta_{i1}} \cdot \left(\frac{\Omega_i}{\Omega_n} \right)^2 + \frac{m_e}{\eta_n^1} \cdot \left(\frac{v_b}{\Omega_n} \right)^2 \quad (2.65)$$

În această relație J [Kgm^2] este momentul de inerție echivalent a tuturor elementelor care au viteza arborelui motorului (rotorul motorului, cuplajul mecanic de pe arborele motorului și pinionul primei trepte de transmisie cu axul său), J_1, J_2, \dots, J_n în [kgm^2] sunt momentele de inerție echivalente pe axele reductorului, $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_n$ în [s^{-1}], sunt vitezele unghiulare ale celor "n" axe ale reductorului, m_e masa echivalentă a elementelor în mișcare de translație și în mișcare de rotație antrenate de bandă, v_b [ms^{-1}] este viteza benzii transportoare iar $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n, \eta_n^1$ randamentele transmisiei de la axele reductorului și a tobei de acționare, la motor.

Masa echivalentă m_e se determină din:

$$\frac{m_e \cdot v_b^2}{2} = \frac{m_b \cdot v_b^2}{2} + \frac{m_{q1} \cdot v_b^2}{2} + J_T \cdot \frac{\Omega_T^2}{2} + n_{sp} \cdot n_{rsp} \cdot J_{rp} \cdot \frac{\Omega_{rp}^2}{2} + n_{sg} \cdot n_{srg} \cdot J_{rg} \cdot \frac{\Omega_{rg}^2}{2} \quad (2.66)$$

$$m_e = (m_b + m_{q1}) + J_T \cdot \left(\frac{\Omega_T}{v_b} \right)^2 + n_{sp} \cdot n_{rsp} \cdot J_{rp} \cdot \left(\frac{\Omega_{rp}}{v_b} \right)^2 + n_{sg} \cdot n_{srg} \cdot J_{rg} \cdot \left(\frac{\Omega_{rg}}{v_b} \right)^2 \quad (2.67)$$

În relația (2.67), m_b [kg] este masa benzii transportoare, m_{q1} [kg] masa încărcăturii, J_T [kgm^2] este momentul de inerție al tobei de întoarcere, n_{sp} și n_{sg} - numărul de suporturi corespunzător celor două ramuri (ramura încărcată și cea goală) ale benzii, n_{rp} și n_{rg} reprezintă numărul de role de pe un suport al ramurii pline respectiv a celei fără sarcină, J_{rp} și J_{rg} în [kgm^2] sunt momentele de inerție a rotelor respective (de pe suportii celor două ramuri), iar Ω_{rp} și Ω_{rg} în [s^{-1}] sunt vitezele unghiulare ale rotelor de pe suporturi.

Dacă se cunosc greutatea specifică q_b ale benzii transportoare și q_i a încărcăturii în [N/m], se pot determina masa benzii și masa încărcăturii:

$$m_b = \frac{q_b}{g} \cdot \left[2 \cdot L + \pi \cdot (D_T + \delta) \right] \quad (2.68)$$

$$m_{qi} = \frac{q_i}{g} \cdot \left[L + \frac{\pi}{4} \cdot (D_T + \delta + h_i) \right] \quad (2.69)$$

unde L [m] este distanța între axele tobei de acțiune și a celei de întoarcere, D_T [m] diametrul celor două tobe, δ [m] grosimea benzii transportoare, h , [m] înălțimea încărcăturii pe bandă, iar g [ms^{-2}] accelerația gravitațională.

Vitezele unghiulare Ω_p și Ω_q se determină în funcție de viteza benzii transportoare:

$$\Omega_{rp} = \frac{2}{D_{rp}} \cdot v_b \quad (2.70)$$

$$\Omega_{rq} = \frac{2}{D_{rq}} \cdot v_b \quad (2.71)$$

În aceste relații D_{rp} [m] și D_{rq} [m] sunt diametrele roților de pe suportii ramurilor benzii.

Numărul de suporturi n_{sp} și n_{sq} , se calculează cu:

$$n_{sp} = \frac{L}{l_1} - 1 \quad (2.72)$$

$$n_{sq} = \frac{L}{l_2} - 1 \quad (2.73)$$

în care l_1 [m] și l_2 [m] sunt distanțele dintre suportii ramurii pline și a ramurii goale.

La funcționarea fără alunecare viteza benzii transportoare se determină cu:

$$v_b = \Omega_p \cdot \frac{D_T}{2}; v_b = \Omega_{NT} \cdot \frac{D_T}{2} \quad (2.74)$$

iar

$$\Omega_{NT} = \frac{\Omega_m}{i} \quad (2.75)$$

deci:

$$v_b = \frac{\Omega_m}{i} \cdot \frac{D_T}{2} \quad (2.76)$$

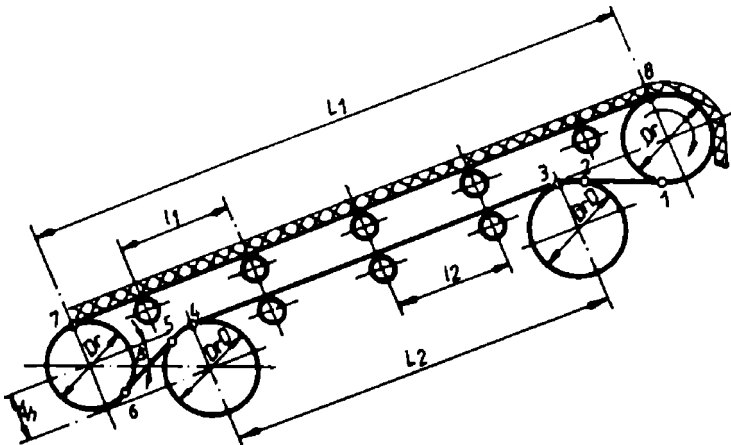


Fig. 2.5 Transportor înclinat cu bandă, cu tobe de deviere

Ω_{NT} [s^{-1}] fiind viteza unghiulară normală a tobei de întoarcere.

Pentru transportoarele cu bandă cu tobe de deviere momentul de inerție redus la arborele motorului se determină tot cu formula (2.65).

În acest caz masa echivalentă m_e se obține din:

$$\frac{m_e \cdot v_b^2}{2} = \frac{m_b \cdot v_b^2}{2} + \frac{m_{q1} \cdot v_b^2}{2} + J_T \cdot \frac{\Omega_T^2}{2} + 2 \cdot J_{TD} \cdot \frac{\Omega_{TD}^2}{2} +$$

$$+ n_{sp} \cdot n_{rsp} \cdot J_{rp} \cdot \frac{\Omega_{rp}^2}{2} + n_{sg} \cdot n_{rsg} \cdot J_{rg} \cdot \frac{\Omega_{rg}^2}{2}$$
(2.77)

deci:

$$m_e = (m_b + m_{q1}) + J_T \cdot \left(\frac{\Omega_T}{v_b}\right)^2 + 2 \cdot J_{TD} \cdot \left(\frac{\Omega_{TD}}{v_b}\right)^2 +$$

$$+ n_{sp} \cdot n_{rsp} \cdot J_{rp} \cdot \left(\frac{\Omega_{rp}}{v_b}\right)^2 + n_{sg} \cdot n_{rsg} \cdot J_{rg} \cdot \left(\frac{\Omega_{rg}}{v_b}\right)^2$$
(2.78)

În această expresie m_b , m_{q1} , n_{sp} , n_{sg} și Ω_{TD} se determină cu:

$$m_b = \frac{q_b}{g} \cdot \left[L_1 + \pi \cdot (D_T + \delta) + L_2 + \sqrt{(L_1 - L_2)^2 + [D_T + D_{TD} - 2 \cdot (\Delta h - \delta)]^2} \right]$$
(2.79)

$$m_{q1} = \frac{q_1}{g} \cdot \left[L_1 + \frac{\pi}{4} \cdot (D_T + \delta + h_1) \right]$$
(2.80)

$$n_{sp} = \frac{L_1}{l_1} - 1$$
(2.81)

$$n_{sg} = \frac{L_2}{l_2} - 1$$
(2.82)

$$\Omega_{TD} = \frac{2}{D_{TD}} \cdot v_b$$
(2.83)

în care L_1 [m] este distanța între tobele de acționare și de întoarcere, L_2 [m] este distanța dintre tobele de deviere iar D_{TD} [m] este diametrul tobelor de deviere. Și pentru această variantă constructivă a benzilor transportoare, relația (2.83) este adevărată numai la funcționarea fără alunecare a benzii pe tobele de deviere.

c. Determinarea momentului rezistent redus la arborele motorului [15], [34], [63], [89]

Tensiunile în bandă, pentru transportorul înclinat cu $\beta > 0$, fără tobe de deviere (fig.2.4), în punctele 1 ... 4 sunt:

$$S_1 = S_x \text{ [N]} \tag{2.84}$$

$$S_2 = S_x + (q_b + q_{rg}) \cdot L \cdot w \cdot \cos \beta - q_b \cdot L \cdot \sin \beta \text{ [N]} \tag{2.85}$$

$$S_3 = k_1 \cdot S_2 \text{ [N]} \tag{2.86}$$

$$S_4 = S_3 + (q_b + q_a + q_{rp}) \cdot L \cdot w \cdot \cos \beta + (q_b + q_a) \cdot L \cdot \sin \beta \text{ [N]} \tag{2.87}$$

În aceste relații, tensiunea S_x în punctul de desprindere a benzii de pe toba motoare nu se cunoaște, q_p [Nm^{-1}] și q_w [Nm^{-1}] sunt greutatețile uniforme repartizate ale părților mobile ale roților trenului superior, respectiv ale celui inferior, w [-] este rezistența specifică la mișcare a benzii ($w = 0,03 \dots 0,05$, pentru role din țevă), iar K_1 [-] este

un coeficient care pune în evidență aportul tobelor de întoarcere și de deviere, la modificarea tensiunilor în bandă.

Greutățile uniform repartizate q_p și q_m se calculează cu:

$$q_{rp} = \frac{G_{rF}}{l_1} \quad (2.88)$$

$$q_{rg} = \frac{G_{rg}}{l_2} \quad (2.89)$$

unde G_p [N] și G_m [N] sunt greutatele părților în mișcare ale roților trenului superior, respectiv ale roților trenului inferior.

Coeficientul K_f are valori de 1,05 ... 1,07 pentru unghiuri de înfășurare de 180° , de 1,03 ... 1,05 pentru unghiuri de înfășurare de 90° și de 1,02 ... 1,03 pentru unghiuri de înfășurare mai mici de 90° .

Condiția de nealunecare a benzii pe toba motoare este data de ecuația lui Euler:

$$k_f \cdot S_4 = S_1 \cdot e^{\mu \cdot \alpha} \quad [N] \quad (2.90)$$

în care K_f [-] este coeficientul de siguranță împotriva nealunecării pe toba motoare ($K_f = 1,2 \dots 1,3$), e este baza logaritmilor naturali, μ [-] coeficient de frecare între bandă și toba de acționare $\mu = 0,25 \dots 0,35$ iar α [rad] - unghiul de înfășurare a benzii pe toba motoare.

Cu relațiile (2.84) ... (2.87) și (2.90) se obțin expresiile:

$$S_1 = \frac{k_f \cdot L \cdot \left\{ w \cdot \cos \beta \cdot [q_r \cdot (1 + k_f) + k_f \cdot q_{rg} + q_i + q_{rp}] + \sin \beta \cdot [q_b \cdot (1 - k_f) + q_i] \right\}}{e^{\mu \cdot \alpha} - k_f \cdot k_f} \quad (2.91)$$

$$S_4 = k_f \cdot S_1 + \frac{S_c}{k_f} \quad [N] \quad (2.92)$$

Momentul rezistent redus la arborele motorului de acționare se determină cu:

$$M_{rr} = \frac{(S_4 - S_1)}{\eta_R \cdot i} \cdot \frac{D_T}{2} \quad [Nm] \quad (2.93)$$

în care tensiunile în banda S_1 și S_2 sunt date de expresiile (2.92) și (2.93).

Pentru transportoarele orizontale, fără lobe de deviere $\beta = 0$ și din expresiile (2.91) și (2.92) rezultă:

$$S_1 = \frac{k_f \cdot L \cdot w \cdot [q_r \cdot (1 + k_f) + k_f \cdot q_{rg} + q_i + q_{rp}]}{e^{\mu \cdot \alpha} - k_f \cdot k_f} \quad [N] \quad (2.94)$$

$$S_4 = L \cdot \left\{ k_f \cdot S_1 + w \cdot [q_b \cdot (1 + k_f) + k_f \cdot q_{rg} + q_i + q_{rp}] \right\} \quad [N] \quad (2.95)$$

Momentul rezistent redus la arborele motorului de acționare, se determină tot cu formula (2.93) în care S_1 și S_2 sunt date de expresiile (2.94) și (2.95).

În continuare, se determină momentul rezistent redus la arborele motorului de acționare, pentru transportorul cu bandă, cu tobe de deviere, prezentat în figura 2.5. Tensiunile în bandă, în punctele 1 ... 8, pentru $\beta > 0$, sunt:

$$S_1 = S_x \quad [N] \quad (2.96)$$

$$S_2 = S_1 \quad [N] \quad (2.97)$$

$$S_3 = k_f \cdot S_1 \quad [N] \quad (2.98)$$

$$S_4 = S_3 + (q_b + q_{ry}) \cdot l_2 \cdot w \cdot \cos \beta - q_b \cdot l_2 \cdot \sin \beta \quad [N] \quad (2.99)$$

$$S_5 = k_{11} \cdot S_4 \quad [N] \quad (2.100)$$

$$S_6 \approx S_5 \quad [N] \quad (2.101)$$

$$S_7 = k_{12} \cdot S_6 \quad [N] \quad (2.102)$$

$$S_8 = S_7 + (q_b + q_a + q_{cp}) \cdot L_1 \cdot w \cdot \cos \beta + (q_b + q_a) \cdot L_1 \cdot \sin \beta \quad [N] \quad (2.103)$$

unde $K_{N1}[-]$ este coeficientul de încărcare a benzii ca urmare a trecerii peste tobele de deviere ($K_{N1}=1,02 \dots 1,03$) iar $K_{N2}[-]$ coeficientul de încărcare a benzii la trecerea peste toba de întoarcere ($K_{N2} = 1,07 \dots 1,09$). Coeficienții de încărcare a benzii la trecerea peste tobele de deviație au aceleași valori deoarece unghiurile de înfășurare a benzii pe aceste tobe sunt egale.

Condiția de nealunecare a benzii pe toba motoare este:

$$k_f \cdot S_8 = S_1 \cdot e^{\mu \cdot \alpha} \quad (2.104)$$

Cu formulele (2.96) ... (2.104) se obțin expresiile:

$$S_1 = \frac{k_f \cdot S_8}{e^{\mu \cdot \alpha} - k_{11}^2 \cdot k_{12} \cdot k_f} \quad [N] \quad (2.105)$$

$$S_8 = S_1 \cdot k_{11}^2 \cdot k_{12} + S_A \quad [N] \quad (2.106)$$

în care S_A are forma:

$$S_A = w \cdot \cos \beta \cdot (q_b \cdot (L_1 + k_{11} \cdot k_{12} \cdot L_2) + q_{cp} \cdot k_{11} \cdot k_{12} \cdot L_2 + L_1 \cdot (q_a + q_{cp})) + \sin \beta \cdot (L_1 \cdot (q_b + q_a) - k_{11} \cdot k_{12} \cdot q_b \cdot L_2) \quad (2.107)$$

Pentru transportoare horizontale ($\beta = 0$) cu tobe de deviere a benzii, tensiunile S_1 și S_8 din banda sunt:

$$S_1 = \frac{k_f \cdot S_B}{e^{\mu \cdot \alpha} - k_{11}^2 \cdot k_{12} \cdot k_f} \quad [N] \quad (2.108)$$

$$S_8 = S_1 \cdot k_{11}^2 \cdot k_{12} + S_B \quad [N] \quad (2.109)$$

în care S_B se calculează cu:

$$S_B = w \cdot [q_b \cdot (L_1 + k_{11} \cdot k_{12} \cdot L_2) + q_{cp} \cdot k_{11} \cdot k_{12} \cdot L_2 + L_1 \cdot (q_a + q_{cp})] \quad [N] \quad (2.110)$$

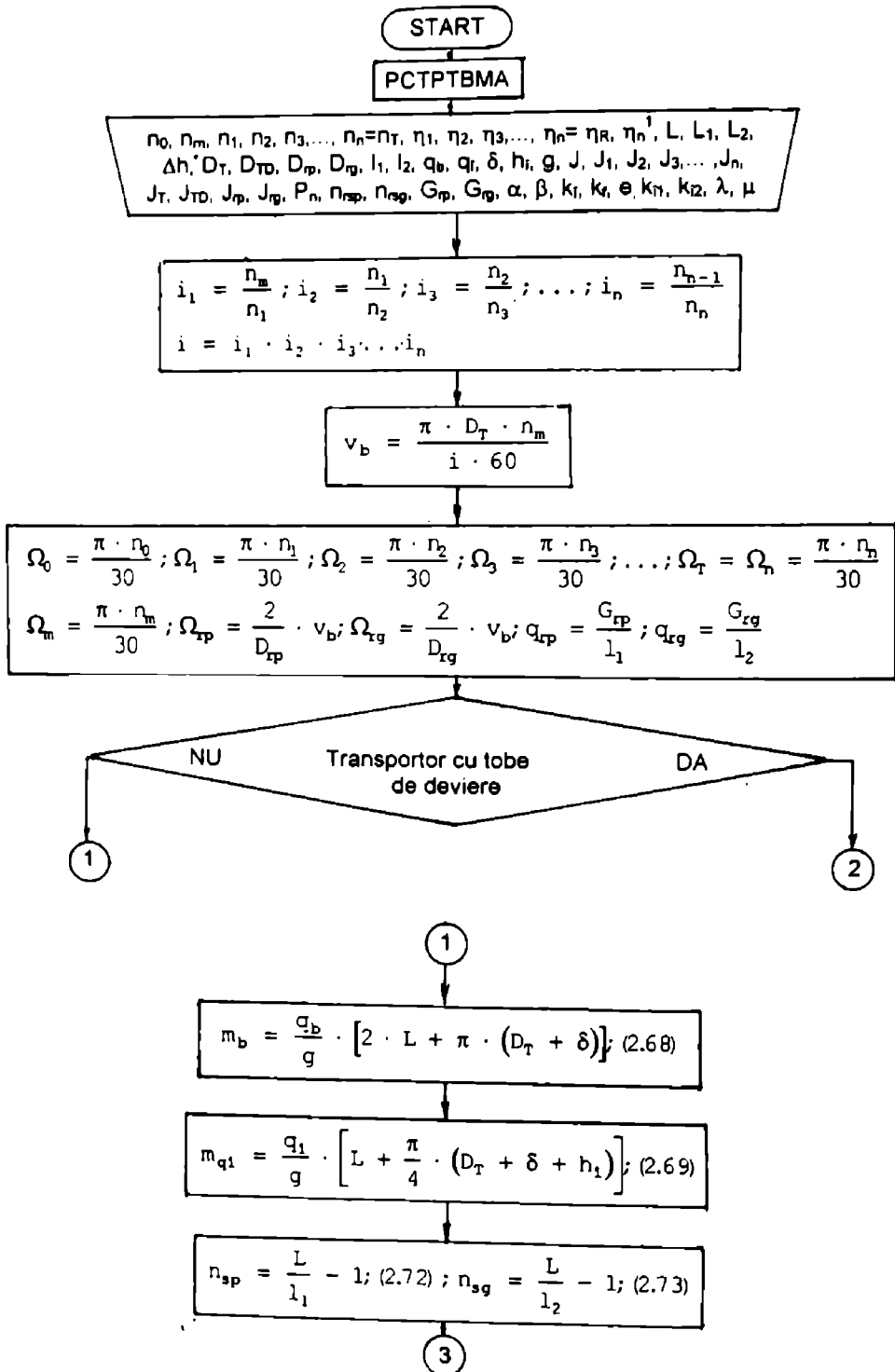
Pentru cele două situații ($\beta > 0$ și $\beta = 0$), momentul rezistent redus la arborele motorului de acționare se calculează cu:

$$M_{rr} = \frac{(S_8 - S_1)}{\eta_R \cdot i} \cdot \frac{D_T}{2} \quad [Nm] \quad (2.111)$$

d. Programul de calcul al timpului de pomire

Cu formulele prezentate în paragraful 2.3.1 s-a întocmit un program de calcul al timpului de pomire a unui motor asincron trifazat care este utilizat pentru acționarea transportoarelor cu bandă.

Schema logică a programului este dată în figura 2.6 iar programul realizat este listat, în anexa nr.1.



3

$$m_e = (m_b + m_{q1}) + J_T \cdot \left(\frac{\Omega_T}{v_b}\right)^2 + n_{sp} \cdot n_{r_{sp}} \cdot J_{r_{sp}} \cdot \left(\frac{\Omega_{r_{sp}}}{v_b}\right)^2 + n_{s3} \cdot n_{r_{s3}} \cdot J_{r_{s3}} \cdot \left(\frac{\Omega_{r_{s3}}}{v_b}\right)^2; (2.67)$$

$$\xi = k_f \cdot L \cdot \left\{ w \cdot \cos \beta \cdot [q_b \cdot (1 + k_1) + k_1 \cdot q_{sp} + q_1 + q_{sp}] + \sin \beta \cdot [q_b \cdot (1 - k_1) + q_1] \right\}; (2.91a)$$

$$S_1 = \frac{S_c}{e^{\mu \alpha} - k_f \cdot k_1}; (2.91b)$$

$$S_4 = k_1 \cdot S_1 + \frac{S_c}{k_f}; (2.92)$$

$$M_{rr} = \frac{(S_4 - S_1)}{\eta_R \cdot i} \cdot \frac{D_T}{2}; (2.93)$$

4

2

$$m_b \approx \frac{q_b}{g} \cdot \left[L_1 + \pi \cdot (D_T + \delta) + L_2 + \sqrt{(L_1 - L_2)^2 + [D_T + D_{TD} - 2 \cdot (\Delta h - \delta)]^2} \right]; (2.79)$$

$$m_{q1} = \frac{q_1}{g} \cdot \left[L_1 + \frac{\pi}{4} \cdot (D_T + \delta + h_1) \right]; (2.80)$$

$$n_{sp} = \frac{L_1}{l_1} - 1; (2.81); n_{s3} = \frac{L_2}{l_2} - 1; (2.82); \Omega_{TD} = \frac{2}{D_{TD}} \cdot v_b; (2.83)$$

$$m_e = (m_b + m_{q1}) + J_T \cdot \left(\frac{\Omega_T}{v_b}\right)^2 + 2 \cdot J_{TD} \cdot \left(\frac{\Omega_{TD}}{v_b}\right)^2 + n_{sp} \cdot n_{r_{sp}} \cdot J_{r_{sp}} \cdot \left(\frac{\Omega_{r_{sp}}}{v_b}\right)^2 + n_{s3} \cdot n_{r_{s3}} \cdot J_{r_{s3}} \cdot \left(\frac{\Omega_{r_{s3}}}{v_b}\right)^2; (2.78)$$

5

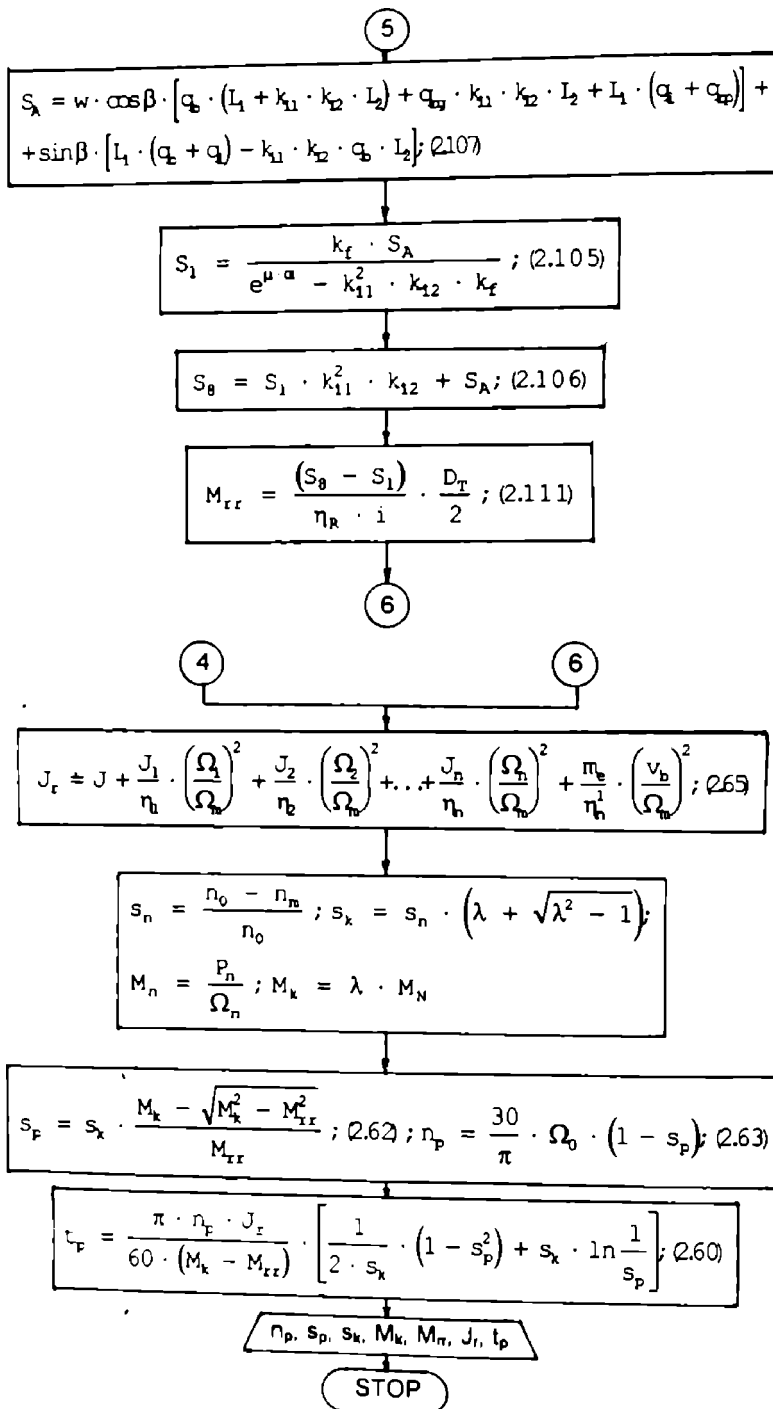


Fig. 2.6 Schema logică a programului de calcul a timpului de pornire a unui transportor cu bandă acționat de motor asincron trifazat

2.3.2 Metodă analitică de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei

a. Determinarea relației de calcul a timpului de pomire

În acest paragraf se propune o metodă analitică de determinare a timpului de pomire a motoarelor asincrone trifazate care acționează mașini de lucru cu cuplu dependent de pătratul vitezei. Astfel de mașini sunt pompele centrifugale, ventilatoarele, turbocompressoarele, etc.

În cele ce urmează se consideră un motor asincron trifazat care acționează o pompă centrifugală.

Pentru determinarea timpului de pomire se utilizează relația (2.18). În cazul general, motorul de acționare nu funcționează cu încărcarea nominală, de aceea integrarea se face între limitele de viteză $0[s^{-1}]... \Omega_F[s^{-1}]$.

Cu formula (2.18) se poate determina timpul de pomire dacă se cunoaște valoarea momentului dinamic: $M_d = M - M_r$.

Cuplul motorului se calculează cu relația simplificată a lui Kloss (2.2) iar mărimile M_k , s_k , s_n și s cu expresiile (2.4), (2.5) și (2.6) în care:

$$\Omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} \quad [s^{-1}] \quad (2.112)$$

$$\Omega_0 = \frac{\pi \cdot n_0}{30} \quad [s^{-1}] \quad (2.113)$$

iar

$$\Omega = \frac{\pi \cdot n}{30} \quad [s^{-1}] \quad (2.114)$$

Momentul rezistent redus al pompei centrifugale, în timpul pomirii se modifică cu pătratul vitezei de antrenare și este exprimat analitic de expresia (2.13). Pompele centrifugale sunt cuplate direct pe arborele motorului deci $i = 1$. În acest caz $\Omega_{ML} = \Omega$ și $\Omega_{nML} = \Omega_n$ și cuplul rezistent redus la arborele motorului este:

$$M_{rr} = M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega}{\Omega_n} \right)^2 \quad [Nm] \quad (2.115)$$

Momentul de inerție redus la arborele motorului de acționare se calculează cu:

$$J_r = J_m + J_c + J_p \quad [kgm^2] \quad (2.116)$$

în care $J_m [kgm^2]$ este momentul de inerție al rotorului motorului, $J_c [kgm^2]$ este momentul de inerție al cuplajului mecanic dintre motor și pompă, iar $J_p [kgm^2]$ momentul de inerție echivalent al rotorului pompei centrifugale.

Modificările cuplului electromagnetic M al motorului, a momentului rezistent M_r și a cuplului dinamic M_d în timpul pomirii sunt prezentate în figura 2.7.

Viteza unghiulară a rotoarelor motorului de acționare și a pompei centrifugale, în regim stabilizat are valoarea Ω_F care, în general, este diferită de viteza nominală Ω_n , dar apropiată de aceasta. Pentru efectuarea integralei (2.18), se calculează momentul dinamic mediu M_{dm} ca diferență dintre cuplul electromagnetic mediu M_m , al motorului și cuplul rezistent mediu M_{rm} al pompei:

$$M_{dm} = M_m - M_{rm} \quad [Nm] \quad (2.117)$$

Cu (2.18) și (2.117), se obține:

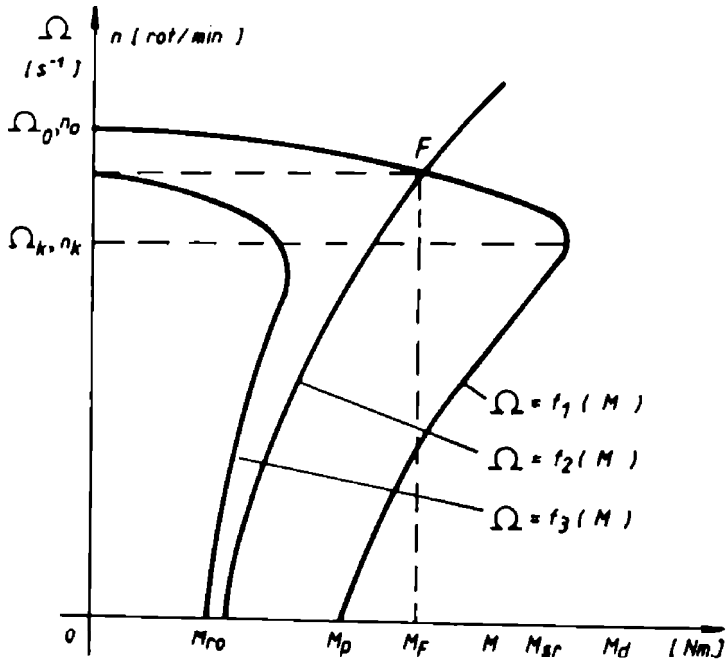


Fig. 2.7 Caracteristicile mecanice ale motorului de acționare ($\Omega=f_1(M)$), mașinii de lucru ($\Omega=f_2(M)$) și variația momentului dinamic ($\Omega=f_3(M)$) în perioada de pornire pentru un agregat de pompare

$$\tau_p = \frac{J_r \cdot \Omega_F}{M_m - M_{r,em}} \quad [s] \quad (2.118)$$

Pentru calculul cuplului electromagnetic mediu al motorului, se schimbă variabila s , din relația (2.2), cu Ω (ținându-se seamă de (2.5)). După schimbarea variabilei, ecuația caracteristicii mecanice a motorului asincron trifazat devine:

$$M = \frac{2 \cdot M_k \cdot s_k \cdot \Omega_0 \cdot (\Omega_0 - \Omega)}{\Omega^2 - 2 \cdot \Omega \cdot \Omega_0 + \Omega_0^2 \cdot (1 + s_k^2)} \quad [Nm] \quad (2.119)$$

Cuplul electromagnetic mediu al motorului se calculează cu:

$$M_m = \frac{1}{\Omega_F} \cdot \int_0^{\Omega_F} M d\Omega; \quad M_m = \frac{1}{\Omega_F} \cdot \int_0^{\Omega_F} \frac{2 \cdot M_k \cdot s_k \cdot \Omega_0 \cdot (\Omega_0 - \Omega)}{\Omega^2 - 2 \cdot \Omega_0 \cdot \Omega + \Omega_0^2 \cdot (1 + s_k^2)} d\Omega \quad (2.120)$$

După efectuarea integralei (2.120) se obține:

$$M_m = -M_k \cdot s_k \cdot \frac{\Omega_0}{\Omega_F} \cdot \ln \left[1 + \frac{\Omega_F^2 \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{\Omega_0}{\Omega_F} \right)}{\Omega_0^2 \cdot (1 + s_k^2)} \right] \quad (2.121)$$

Momentul rezistent mediu se determină cu:

$$M_{r_{\text{med}}} = \frac{1}{\Omega_F} \cdot \int_0^{\Omega_F} \left[M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega}{\Omega_n} \right)^2 \right] d\Omega \quad (2.122)$$

După calcule rezultă:

$$M_{r_{\text{med}}} = \frac{1}{3} \cdot \left[3 \cdot M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega_F}{\Omega_n} \right)^2 \right] \quad [\text{Nm}] \quad (2.123)$$

Cu (2.122), (2.123) și (2.118) se obține:

$$\tau_p = \frac{J_r \cdot \Omega_F}{A} \quad (2.124)$$

în care:

$$A = \left\{ M_k \cdot s_x \cdot \left(\frac{\Omega_c}{\Omega_f} \right) \cdot \ln \left[1 + \frac{\Omega_c^2 \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{\Omega_c}{\Omega_f} \right)}{\Omega_c^2 \cdot (1 + s_x)} \right] + \frac{1}{3} \cdot \left[3 \cdot M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{\Omega_F}{\Omega_n} \right)^2 \right] \right\} \quad (2.125)$$

În cazul particular, când $\Omega_F = \Omega_n$, relațiile (2.124) și (2.125) devin:

$$\tau_p = \frac{J_r \cdot \Omega_n}{A} \quad (2.126)$$

$$A = \left\{ M_k \cdot s_x \cdot \left(\frac{\Omega_c}{\Omega_f} \right) \cdot \ln \left[1 + \frac{\Omega_c^2 \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{\Omega_c}{\Omega_f} \right)}{\Omega_c^2 \cdot (1 + s_x)} \right] + \frac{1}{3} \cdot \left[3 \cdot M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \right] \right\} \quad (2.127)$$

Dacă în expresiile (2.124), (2.125), (2.126) și (2.127), în locul vitezelor unghiulare Ω_0 , Ω_n și Ω_F , se folosesc turațiile n_0 , n_n și n_F , rezultă, în cazul funcționării pompei cu o turație oarecare ($n_F \neq n_n$):

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot n_F \cdot J_r}{30 \cdot A} \quad (2.128)$$

$$A = \left\{ M_k \cdot s_x \cdot \left(\frac{n_c}{n_f} \right) \cdot \ln \left[1 + \frac{n_c^2 \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{n_c}{n_f} \right)}{n_c^2 \cdot (1 + s_x)} \right] + \frac{1}{3} \cdot \left[3 \cdot M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \cdot \left(\frac{n_F}{n_n} \right)^2 \right] \right\} \quad (2.129)$$

Dacă $n_F = n_n$, timpul de pompare a motorului de acționare a pompei este:

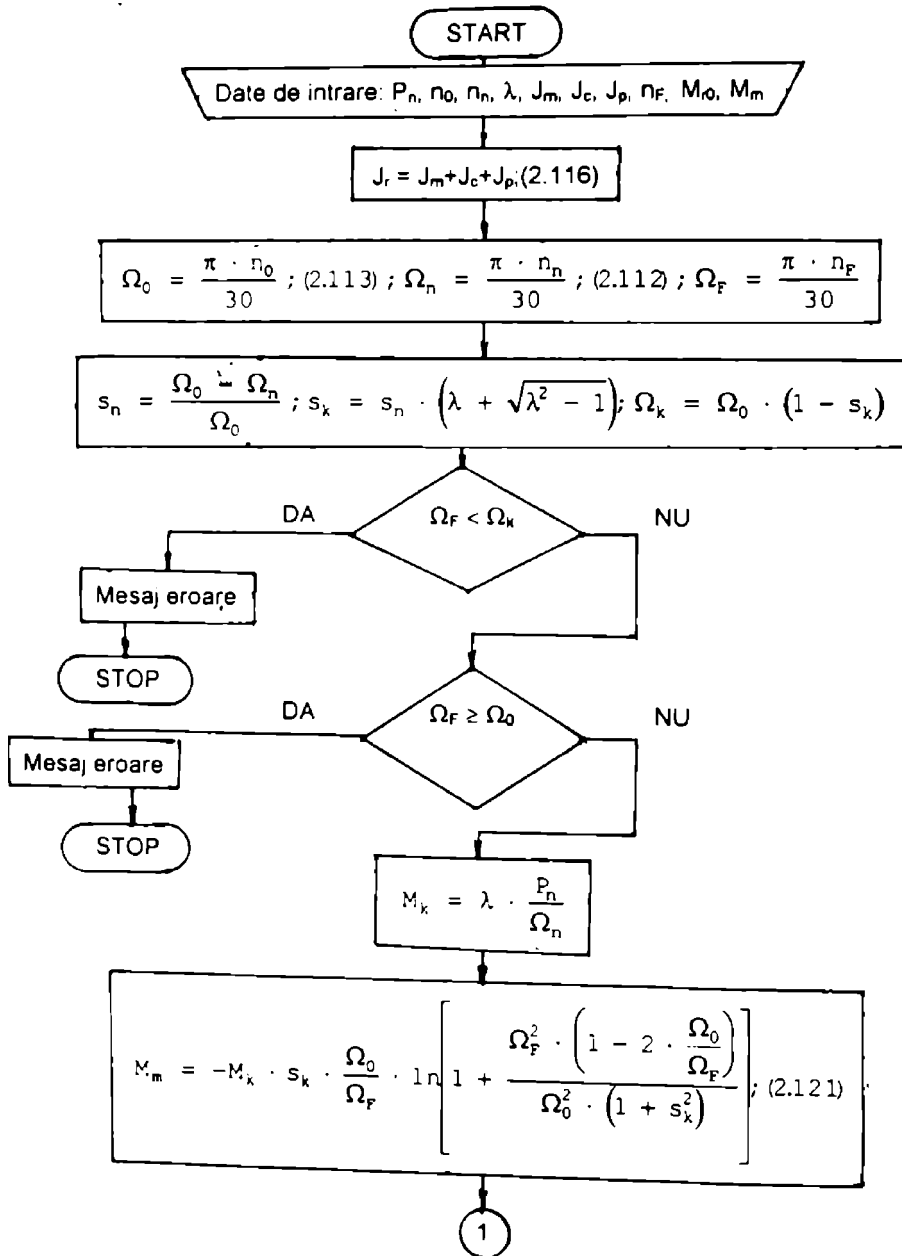
$$\tau_p = \frac{\pi \cdot n_n \cdot J_r}{30 \cdot A} \quad (2.130)$$

în care:

$$A = \left\{ M_k \cdot s_x \cdot \left(\frac{n_c}{n_f} \right) \cdot \ln \left[1 + \frac{n_c^2 \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{n_c}{n_f} \right)}{n_c^2 \cdot (1 + s_x)} \right] + \frac{1}{3} \cdot \left[3 \cdot M_{r0} + (M_{rn} - M_{r0}) \right] \right\} \quad (2.131)$$

b. Programul de calcul a timpului de pomire

Cu algoritmul de calcul a timpului de pomire a motorului asincron trifazat de acționare a unei pompe centrifugale prezentat în paragraful 2.3.2 a., s-a întocmit programul de calcul, listat în anexa nr. 2. Schema logică a programului realizat, este dată în figura 2.8.



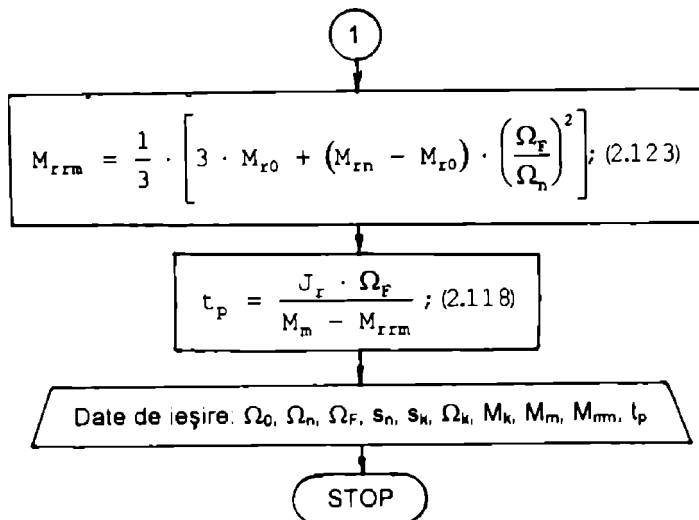


Fig. 2.8 Schema logică a programului de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei

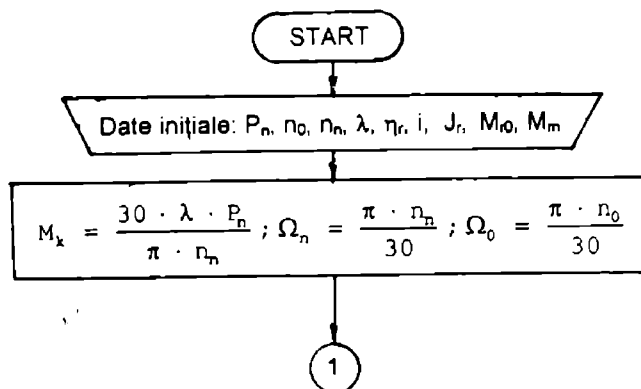
2.3.3 Program de calcul a timpului de pornire a unui motor asincron trifazat cu cuplu rezistent de formă oarecare

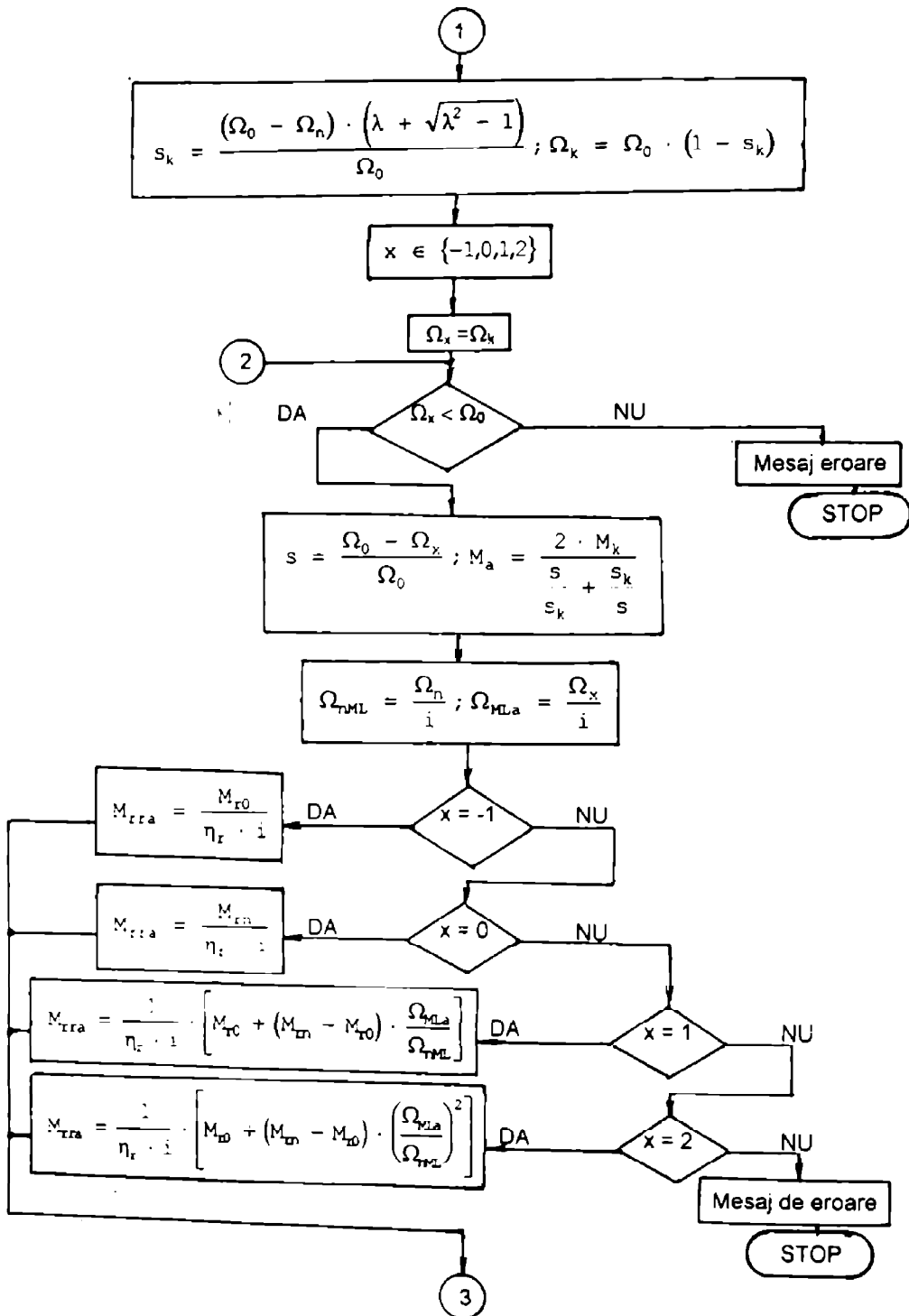
Programul realizat, a cărui schemă logică este dată în figura 2.9, se bazează pe algoritmul de calcul format din relațiile (2.1),..., (2.22). Timpul de pornire a motorului asincron trifazat se determină cu formula (2.22).

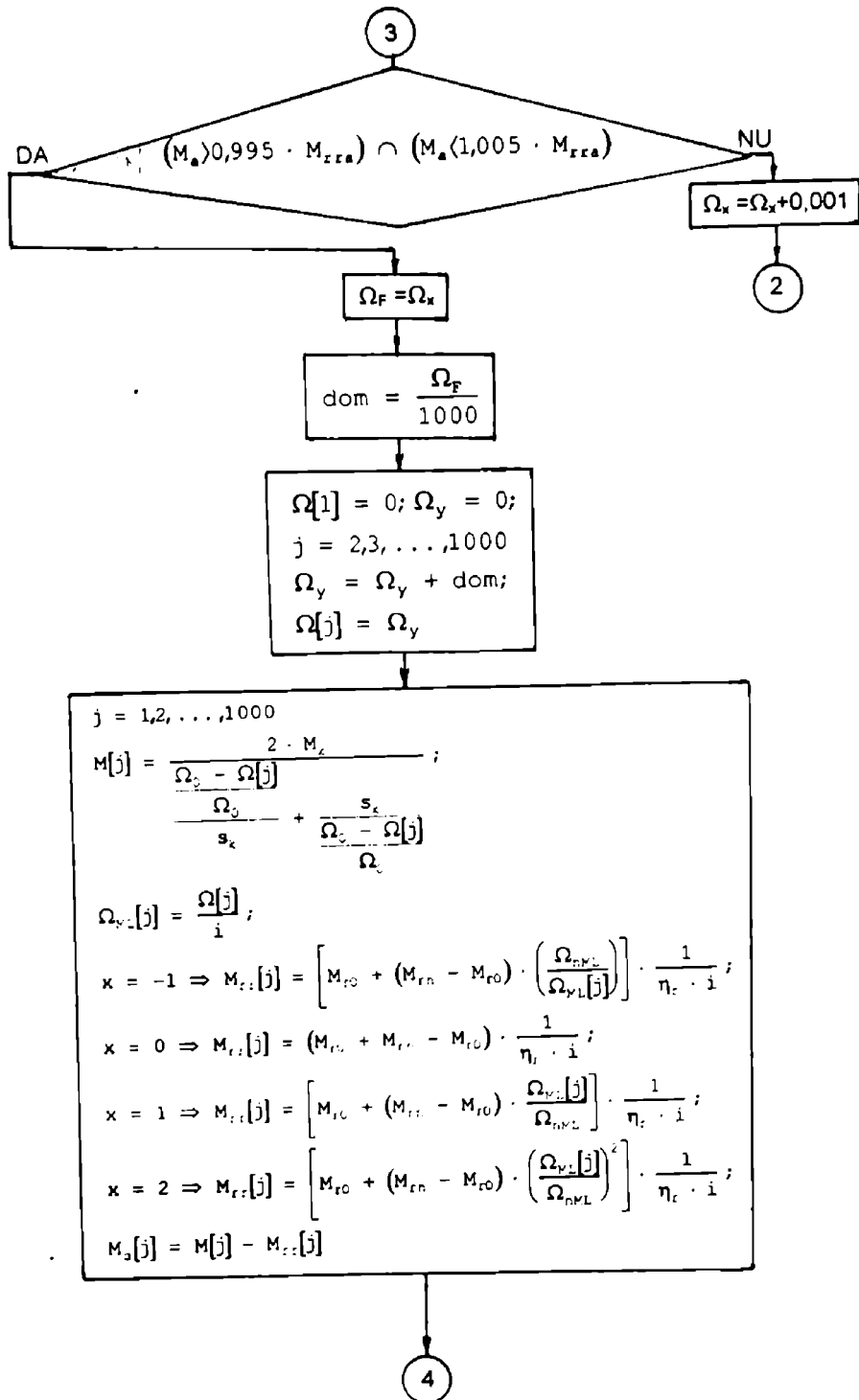
Pentru toate cazurile de cupluri rezistente (relația (2.8), cu $x = -1, 0, 1, 2$), s-a determinat inițial, punctul de intersecție F dintre caracteristica mecanică a motorului și caracteristica mecanică a mașinii de lucru raportată la arborele motorului (fig. 2.1).

Domeniul de viteză unghiulară $[0... \Omega_F]$ a fost împărțit în 1000 de intervale, pentru fiecare interval calculându-se valoarea medie a momentului dinamic, pe baza relațiilor (2.15) și (2.21).

Listiugul programului de calcul este dat în anexa nr. 3.







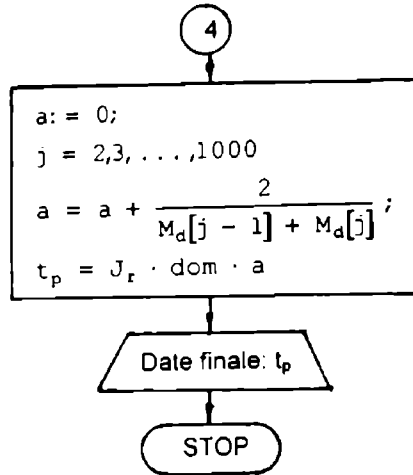


Fig 2.9 Schema logică a programului de calcul a timpului de pomire a unui motor asincron trifazat cu cuplu rezistent de forma oarecare

2.4 Concluzii

În acest capitol în prima parte, s-au analizat metodele de determinare a timpului de pomire a motoarelor asincrone trifazate, prezentate în literatura de specialitate [12], [34], [42], [60], [72], [119], [120], [132]. Analiza aceasta s-a finalizat prin realizarea unui program de calcul a timpului de pomire a unui motor asincron trifazat cu cuplu rezistent de formă oarecare, cu schema logică dată în figura 2.9 și listingul, în anexa nr. 3. Acest program corespunde algoritmului de calcul bazat pe relațiile (2.1), ..., (2.22).

Se propune o metodă analitică originală de determinare a timpului de pomire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent constant [88,89], definită de relația (2.51) Timpul de pomire, potrivit acestei metode se calculează, în funcție de viteza unghiulară Ω_p sau de turația n_p cu (2.58), respectiv (2.60).

S-a întocmit programul de calcul a timpului de pomire a motorului asincron trifazat care acționează un transportor cu bandă, utilaj a cărui cuplu se consideră constant. Programul are schema logică din figura 2.6 și listingul în anexa nr. 1. Pentru acest utilaj s-au determinat momentul de inerție redus la arborele motorului, [15], [89] cu expresiile (2.65), (2.67), pentru transportoare cu bandă fără tobă de deviere și (2.65), (2.78) pentru transportoare cu bandă, cu tobe de deviere și momentul rezistent redus, [10,51,65,84], cu (2.93), (2.94) și (2.95), când transportoarele sunt fără tobe de deviere și cu (2.111), (2.106), (2.105), (2.107), (2.109), (2.108) și (2.110), pentru transportoarele cu tobe de deviere.

De asemenea, se propune, o nouă metodă de determinare a timpului de pomire a motoarelor electrice trifazate care au un cuplu rezistent proporțional cu pătratul vitezei. Această metodă se bazează pe determinarea momentului dinamic mediu M_{dm} (2.117), ca diferență dintre cuplul mediu al motorului M_m (2.121) și momentul rezistent mediu M_{rm} (2.123) Timpul de pomire în acest caz, se calculează cu (2.124) și (2.125) dacă se știe viteza unghiulară Ω_F la funcționare normală, sau cu

(2.128) și (2.129), în funcție de turația nr. Pentru verificarea acestei metode, s-a întocmit programul de calcul cu schema logică în figura 2.8 și listigul din anexa nr. 2.

Utilizând metodele stabilite în acest capitol și programele de calcul realizate, se determină operativ timpul de pornire a motoarelor asincrone trifazate care acționează diferite mașini de lucru, în vederea reglării temporizării electronice cu caracteristică independentă, prezentată în capitolul 4. Timpul reglat al acestei protecții, trebuie să fie mai mare decât timpul de pornire deoarece curentul ei de acționare este mai mic decât curentul de pornire al motorului.

CAPITOLUL 3

CONCEPEREA ȘI REALIZAREA UNOR DISPOZITIVE ELECTRONICE UTILIZATE ÎN APARATELE DE PROTECȚIE ALE MOTOARELOR ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE

În prima parte a acestui capitol, sunt analizate diferite tipuri constructive de circuite și relee electronice de timp, și anume: relee realizate cu tranzistoare [41], [82] cu circuite integrate logice [35], [70], [81] cu circuite integrate specializate [3], [44], [65], [81], [107] și relee electronice numerice [67], [70], [80]. Această analiză are scopul de a asigura cele mai adecvate configurații ale circuitelor electronice de timp pentru realizarea aparatelor electronice de protecție a motoarelor electrice asincrone trifazate, de joasă tensiune.

În urma acestei analize s-au conceput și realizat:

- relee electronice de timp, cu temporizare la acționare și revenire, cu tranzistoare [97], [98] și cu circuite integrate CMOS [86];
- un relee electronic de timp cu structură variabilă, care are opt funcții, cu circuite logice integrate CMOS [91], [94];
- un relee electronic de timp, cu patru funcții, cu circuite integrate CMOS [99];
- un relee electronic de timp, cu temporizare la acționare, sau la revenire, cu circuite integrate CMOS.

Ultimile două tipuri de relee electronice, sunt particularizări ale releului electronic de timp cu structură variabilă [91], [94]. Dintre releele electronice de timp concepute și realizate în acest capitol, releul cu structură variabilă a fost brevetat [91] (Brevet de invenție RO 106044) și poate fi utilizat, ca și variantele sale prezentate anterior, la realizarea aparatelor electronice de protecție a motoarelor electrice asincrone trifazate, de joasă tensiune.

Tot în acest capitol se concepe și se realizează un generator de semnale dreptunghiulare cu circuite integrate, cu posibilitatea de a fi comandat logic [101]. El se utilizează la realizarea protecției electronice a motoarelor electrice trifazate cu caracteristică dependentă de curent [104], pentru comanda divizoarelor de frecvență.

3.1 Analiza releelor electronice de timp utilizate în prezent, în instalațiile electrice

3.1.1 Generalități

Releele electronice de timp, în general, sunt de două tipuri constructive și anume: relee de timp analogice integratoare și relee de timp numerice.

Releele electronice de timp analogice, au ca elemente de bază, un circuit integrator și un circuit sesizor de prag de tensiune, de regulă un circuit trigger Schmitt. Integratorul frecvent utilizat, este circuitul R-C, alimentat de la o sursă de tensiune continuă de valoare constantă. La acest tip de relee, reglarea timpului de lucru se face brut, prin modificarea în trepte a capacității echivalente C, când se modifică, cu un comutator numărul de condensatoare puse în paralel, sau fin, prin modificarea continuă a rezistenței R, când se utilizează un potențiomtru liniar. În

general reglarea timpului de lucru, se face fin folosind potențiometre cu peliculă de carbon, cu rezistență mare (până la $1M\Omega$). Precizia de reglare a timpului de lucru al releelor electronice de timp, depinde de calitatea condensatoarelor. Din acest motiv, se folosesc condensatoare cu pierderi mici în dielectric care au în general, capacitatea maximă $200\mu F$.

La releele electronice analogice de timp, realizate cu circuite logice, elementul de bază este circuitul basculant monostabil [3], [35], [70], [81], [107], [136]

Releele de timp numerice, au ca elemente de bază un generator de semnal dreptunghiular, stabilizat în frecvență, divizoare de frecvență, numărătoare care comandă un dispozitiv numeric analogic (după care se obține un semnal care crește în trepte) și un comparator cu amplificator operațional. Timpul de lucru la aceste rele se poate regla brut, prin modificarea numărului prin care se divide frecvența (obișnuit acest număr este 10^x , $x=0,1,2,\dots,n$) și fin, cu potențiometrul comparatorului.

3.1.2 Relee electronice de timp cu tranzistoare

În acest paragraf se analizează funcționarea releului electronic de timp, de tip Miller [32], a releului electronic cu temporizare la acționare [97] și a celui cu temporizare la revenire [97].

Releul electronic, de tip Miller, are schema bloc dată în figura 3.1.a, iar cea de principiu, în figura 3.2.

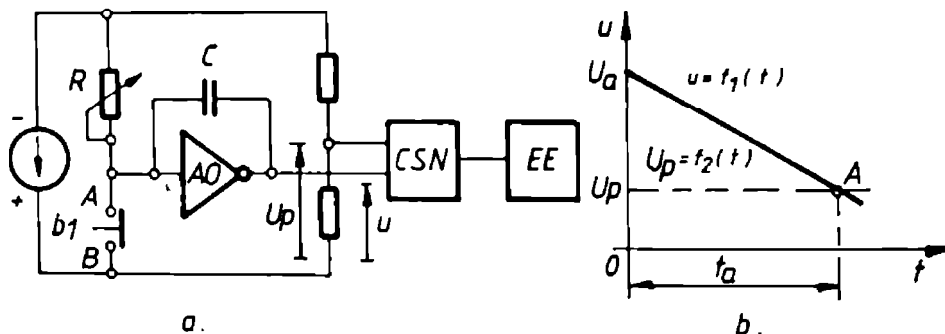


Fig. 3.1

- a. Schema bloc a releului electronic de timp, de tip Miller;
b. Diagramele semnalelor $u=f_1(t)$ și $U_p=f_2(t)$

Releul este format din următoarele elemente: circuitul de integrare cu amplificatorul operațional AO, circuitul CSN de sesizare a nivelului și elementul de execuție EE, care este un relee electromagnetic.

La deschiderea contactului b_1 , după circuitul de integrare scade liniar (fig. 3.1b), potrivit relației [82]:

$$u = U_a \cdot \left(1 - \frac{t}{R \cdot C}\right) \quad (3.1)$$

Când $u = U_p$ (3.2)

$t = t_a$ (3.3)

si circuitul CSN transmite semnal elementului de execuție EE (se declanșază releul electromagnetic).

Cu (3.1), (3.2) si (3.3) se obține timpul de acționare al releului electronic de timp:

$$t_a = R \cdot C \cdot \left(1 - \frac{U_p}{U_a}\right) \quad (3.4)$$

În schema de principiu, din figura 3.2, se pun în evidență cele trei elemente de bază a releului electronic de timp.

În continuare, se analizează modul de funcționare a releului electronic de timp, de tip Miller.

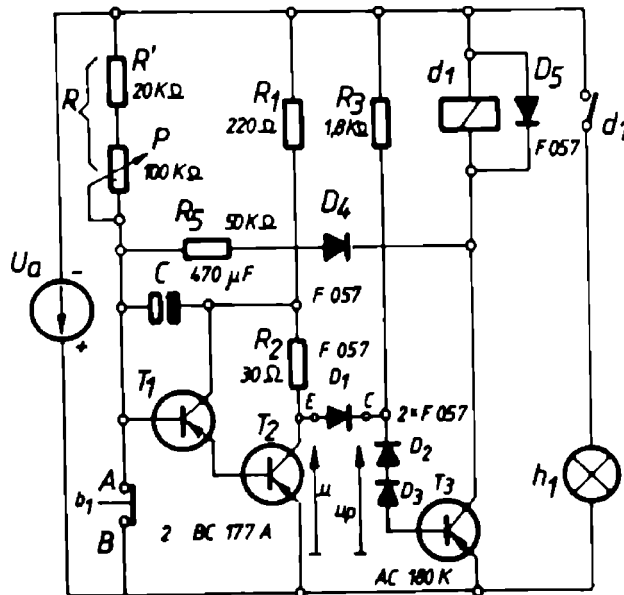


Fig. 3.2 Schema de principiu a releului electronic de timp, de tip Miller

În starea inițială, deoarece contactul b_1 este închis, tranzistorul T_1 este polarizat pozitiv pe bază. De aceea tranzistoarele T_1 și T_2 sunt blocate. Rezistența internă R_{ECB} a tranzistorului T_2 , în stare de blocare este foarte mare ($R_{ECB} \gg R_1 + R_2$), de aceea, tensiunea u ($u = u_{AC}$), de la ieșirea divizorului rezistiv $R_1 - R_2 - R_{ECB}$, tinde către valoarea U_p . Această tensiune este mult mai mare decât tensiunea prag U_p ($u \gg U_p$), ca urmare dioda D_1 este blocată și tranzistorul T_3 este polarizat negativ pe bază prin rezistența R_3 . El se găsește în stare de conducție, deci releul electromagnetic d_1 este acționat și lampa de semnalizare h_1 este stinsă. Condensatorul C_1 , se încarcă rapid de la sursă prin contactul b_1 și rezistența R_1 . Constanta de timp a circuitului de încărcare este:

$$T_1 = R_1 \cdot C \quad (3.5)$$

La acționarea butonului b_1 , condensatorul C_1 începe descărcarea, inițial prin conturul format din $P - R_1 - R_1 - C$ și apoi, ca urmare a micșorării continue a rezistențelor

inteme ale tranzistoarelor T_1 , T_2 , descărcarea se face și pe conturul $P-R^1-U_a-(T_1, T_2, R_2)-C$. Tensiunea u scade liniar de la valoarea U_a , către 0 V și când $u \leq U_p$ (tensiunea prag este determinată de căderile de tensiune pe diodele D_2 și D_3 în conducție și pe rezistența emitor-bază a tranzistorului T_3 , de asemenea în conducție), tranzistorul T_3 se blochează, releul d_1 deconșază și se închide contactul d_1 (lampa de semnalizare h_1 , se aprinde). Când se închide contactul b_1 , T_1 și T_2 se blochează iar T_3 intră în stare de conducție și anlanșază d_1 .

Rezultă că în cazul utilizării atât la intrare, cât și la ieșire a contactelor normal închise, releul electronic realizează funcția de temporizare la acționare.

În paragrafele 3.2.1.a și 3.2.1.b se analizează detaliat modul de funcționare a releului electronic de timp, cu temporizare la acționare [97], și a celui cu temporizare la revenire, rele realizate cu tranzistoare. Schemele de principiu ale acestor rele sunt date în figurile 3.10 și 3.15.

Spre deosebire de releul electronic de tip Miller (fig. 3.2), releul electronic de timp, cu temporizare la acționare, din figura 3.10, utilizează atât la intrare, cât și la ieșire, contacte normal deschise.

Se precizează că analizele efectuate în paragrafele 3.2.1.a și 3.2.1.b au permis determinarea configurației releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire realizat cu tranzistoare (fig. 3.18).

3.1.3 Relee electronice de timp realizate cu circuite logice integrate

a. Monostabil cu circuite integrate ȘI-NU

Aceste rele, au ca element de bază, circuitul basculant monostabil [20], [70], [81] fig. 3.3 a)

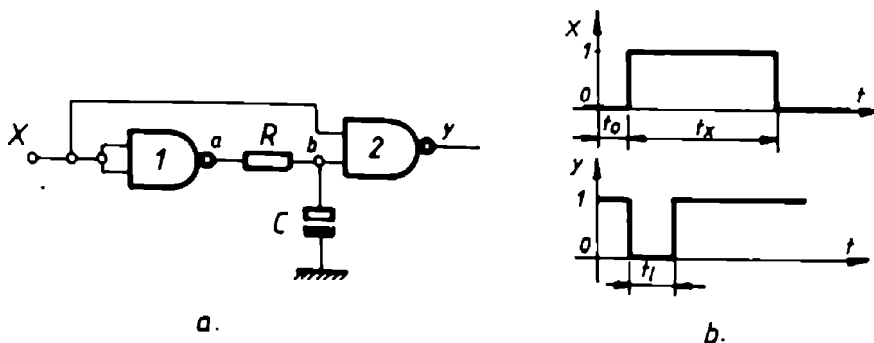


Fig. 3.3

- a. Circuit basculant monostabil
b. Diagrammele semnalelor de intrare și de ieșire

În starea inițială, când semnalul de intrare x are valoarea logică "0" ($x=0$), semnalul y , de la ieșirea circuitului ȘI-NU 2, are valoarea logică "1" ($y=1$). După circuitul ȘI-NU 1, semnalul $a=1$ și condensatorul C se încarcă, de la sursa de tensiune a circuitului basculant monostabil, prin rezistența de ieșire a circuitului ȘI-NU 1 (pentru $a=1$, aceasta are valoarea R_{a1} ; $R_{a1}=130\Omega$, pentru circuitele integrate

TTL si 0Ω , pentru circuitele logice realizate în tehnologie CMOS) si prin rezistența R. Constanta de timp a circuitului de încărcare este:

$$T_1 = (R_{e1} + R) \cdot C \quad (3.6)$$

Condensatorul C se consideră încărcat, dacă semnalul x se menține la valoarea logică 0 (deci $a=1$) un timp:

$$t > 5T_1 \quad (3.7)$$

Când se schimbă valoarea semnalului de la intrare ($x=1$), deoarece si $b=1$, pe durata t_1 [81]:

$$t_1 = R \cdot C \cdot \ln 2 \quad (3.8)$$

semnalul de ieșire $y=0$. Acum condensatorul C se descarcă pe circuitul format din C-R- R_{∞} . R_{∞} este rezistența de ieșire a circuitului ȘI-NU 1, când $a=0$. După trecerea duratei de timp t_1 de la schimbarea valorii semnalului $x(x=0 \rightarrow x=1)$, semnalul $b=0$, deci $y=1$.

Cu circuitul basculant monostabil, din figura 3.3 a, se pot realiza relee electronice de timp cu funcții de temporizare la acționare (fig. 3.5 a), de temporizare la revenire (fig. 3.6 a), etc.

b. Releu electronic de timp, de tip foto

Dacă la ieșirea circuitului basculant monostabil, se montează un inversor, sau se întocuește circuitul ȘI-NU 2, din figura 3.3 a, cu un circuit logic ȘI, cu circuitul electronic rezultat se poate realiza un releu electronic de timp, de tip foto (fig. 3.4 a).

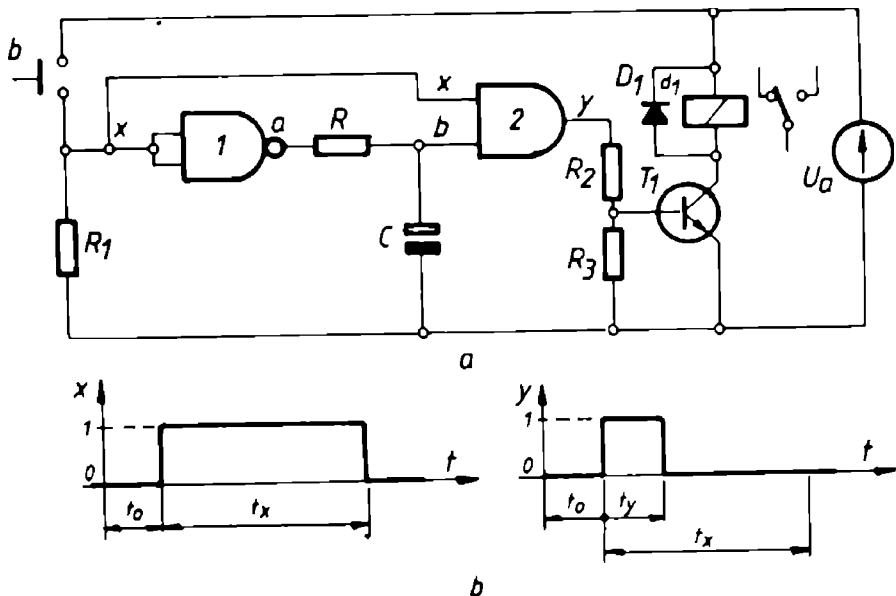


Fig. 3.4

- a. Releu electronic de timp de tip foto cu circuit basculant monostabil;
b. Diagramele semnalelor de intrare (x) si de ieșire (y)

Funcționarea releei electronice de timp, din figura 3.4 a, este, în general, asemănătoare cu cea a circuitului basculant monostabil, din figura 3.3 a. Deosebirea constă în faptul că se inversează valorile semnalului y .

Când butonul b_1 nu este acționat, $x=0$ și $y=0$, deci tranzistorul T_1 este blocat iar releele d_1 nu este acționat.

La închiderea contactului b_1 , $x=1$ și $y=1$, deci tranzistorul T_1 intră în conducție și acționează d_1 . Releul electromagnetic d_1 , rămâne acționat un timp t_y , care se calculează cu (3.8) ($t_y = t_1$)

La deschiderea contactului b_1 , $x=0$ și semnalul y se menține la valoarea logică "0" deci d_1 rămâne tot neacționat.

Releul asigură realizarea timpului de lucru t_y , numai când $t_x > t_y$.

Circuitele ȘI-NU 1, din figurile 3.3 a și 3.4 a realizează funcția NEGAȚIE, de aceea ele pot să fie înlocuite cu circuite logice INVERSOARE.

c. Releu electronic de timp cu temporizare la acționare

Configurarea circuitului electronic, a releului de timp cu temporizare la acționare, realizat cu circuit basculant monostabil (fig. 3.5 a), rezultă din cea a circuitului basculant monostabil (fig. 3.3 a) la care s-a înlocuit circuitul ȘI-NU 1 cu INVERSORUL 1 (fig. 3.5 a) și s-a adăugat la ieșire, circuitul ȘI 3, în vederea asigurării modificării corespunzătoare semnalului y (fig. 3.5 b).

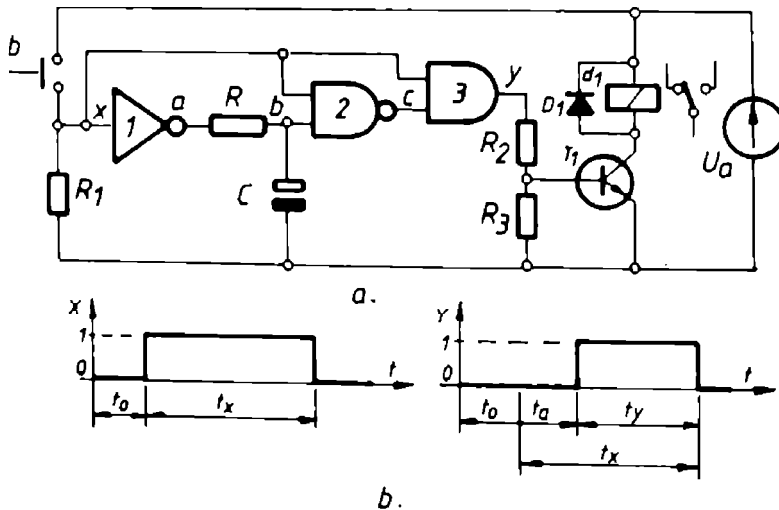


Fig. 3.5

a. Releu electronic de timp, cu temporizare la acționare, realizat cu circuit basculant monostabil.

b. Diagramele semnalelor de intrare (x) și de ieșire (y)

În starea inițială $x=0$, $a=1$, $c=1$ iar $y=0$. După încărcarea condensatorului C și semnalul $b=1$ Releul d_1 este declanșat. La acționarea butonului b_1 , $x=1$, $a=0$, b se menține un timp t_a la valoarea 1, deci în același interval de timp, $c=0$ și $y=0$. După timpul t_a , $b=0$, deci $c=1$. Deoarece și $x=1$, $y=1$ și declanșează releul d_1 .

La deschiderea contactului b_1 , $x=0$ și $y=0$. Acum declanșează releul d_1 .

Timpul t_a de acționare a releului electronic de timp, se calculează cu (3.8), deci $t_a = t_1$.

d. Releu electronic de timp cu temporizare la revenire

Dacă în configurația de bază (specifică circuitului basculant monostabil) se adugă la intrare, INVERSORUL 3, și la ieșire, circuitul ȘI-NU 4 (fig. 3.6 a) se obține circuitul electronic al releului de timp cu temporizare la revenire.

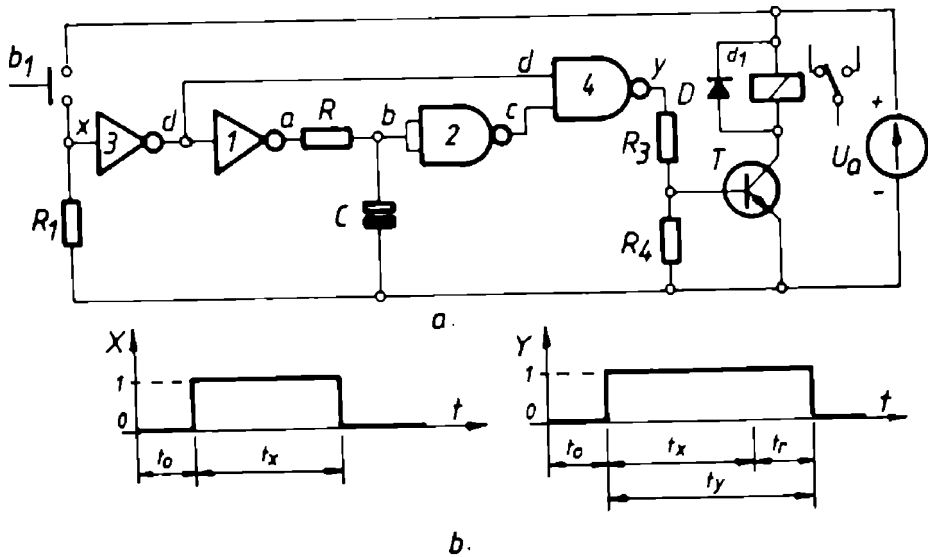


Fig. 3.6

- a. Releu electronic de timp, cu temporizare la revenire, realizat cu circuit basculant monostabil,
 b. Diagramele semnalelor x și y

În starea inițială (contactul b_1 este deschis), $x=0$, $d=1$, $a=0$, $b=0$, $c=1$ deci $y=0$ și releul d_1 nu este acționat.

Se închide contactul b_1 și $x=1$, $d=0$ iar $y=1$ și acționează releul electromagnetic d_1 . Acum se încarcă condensatorul C și după încărcare $b=1$, deci $c=0$.

La deschiderea contactului b_1 , $x=0$, $d=1$ iar semnalul c se menține la valoarea logică 0 un timp t_r (care este timpul de revenire al releului), deci $y=1$ și releul electromagnetic d_1 , rămâne acționat. După timpul t_r de la deschiderea contactului b_1 și semnalul $c=1$, deci $y=0$ și electromagnetul decanșază.

Timpul de revenire t_r se determină tot cu formula (3.8), în care $t_r=t_i$, cu condiția ca timpul t_i de încărcare a condensatorului să îndeplinească condiția:

$$t_i(t_x; 5 \cdot (R_{e1} + R) \cdot C)(t_x) \quad (3.9)$$

Evident că folosind circuitul basculant monostabil din figura 3.3. se pot obține și alte configurații de circuite electronice cu care să se realizeze diferite funcții de timp [91], [94]

3 1 4 Relee electronice de timp realizate cu circuite integrate specializate

Aceste relee au ca element de bază, un circuit logic integrat specializat și anume circuit trigger Schmitt TTL (CDB 413E) [65] sau realizat în tehnologie CMOS (MMC 4093) [3], circuit basculant monostabil TTL (CDB 4121E) [44], [80], CMOS (MMC 4098) [3] sau special ($\beta E 555$) [9], compatibil cu circuitele integrate TTL și CMOS.

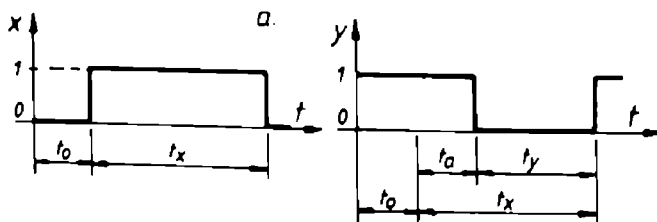
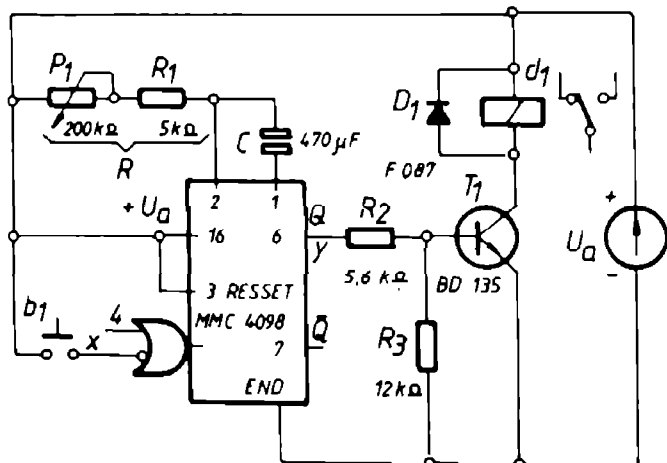
În continuare se exemplifică, modul de utilizare a acestor circuite integrate în vederea realizării releelor electronice, cu diferite funcții de timp.

a. Relee electronice de timp cu circuite integrate trigger Schmitt

Monostabilul din figura 3 3, se poate realiza și cu circuite trigger Schmitt TTL [65] sau CMOS [3]. În cazul folosirii circuitului trigger Schmitt TTL, se impune $R \leq 390 \Omega$. Pentru aceasta, elementele 1 și 2 pot să fie circuite trigger Schmitt, sau 1-circuit logic INVERSOR, iar 2-circuit trigger Schmitt.

Cu acest monostabil, pot să fie realizate relee electronice de timp cu diferite funcții (figurile 3 4 a, 3 5 a, 3 6 a)

b. Relee electronice de timp cu circuit integrat monostabil MMC 4098



b
Fig. 3.7

- a. Releu electronic de timp cu circuit basculant monostabil MMC 4098;
b. Diagramele semnalelor $x=f_1(t)$ și $y=f_2(t)$

Circuitul integrat CMOS, MMC 4098 [3] cuprinde două circuite basculante monostabile. La acest circuit, temporizarea se realizează prin montarea în exterior a unui grup R-C. Valoarea minimă a rezistenței R este 5 K Ω .

Pentru C \geq 0,01 μ F, când tensiunea U_a de alimentare a circuitului este 12 V, timpul de lucru al monostabilului se determină cu [3]:

$$t_1 \approx 0,5 \cdot R \cdot C \quad (3.10)$$

În figura (3.7 a), se dă un exemplu de releu electronic de timp, cu circuit basculant monostabil MMC 4098. Releul este cu temporizare la acționare ($t_a = t_1$, dacă este activă ieșirea \bar{Q})

Timpul maxim de lucru al releului electronic, pentru valorile parametrilor R-C din figura 3.7 a, este de 45 secunde

Cu modificări corespunzătoare schemei din figura 3.7 a, se pot obține și alte funcții de timp

c. Relee electronice de timp, cu circuit integrat β E 555

Circuitul integrat β E 555 [9], [20] este specializat realizat pentru materializarea circuitelor basculante monostabile și astabile. Deci, cu acest circuit, se pot realiza relee și circuite electronice, cu diferite funcții de timp.

În figura 3.8 se dă un exemplu de utilizare a circuitului β E 555, pentru realizarea releelor și circuitelor electronice de timp. Aici releul are funcția de temporizare la acționare

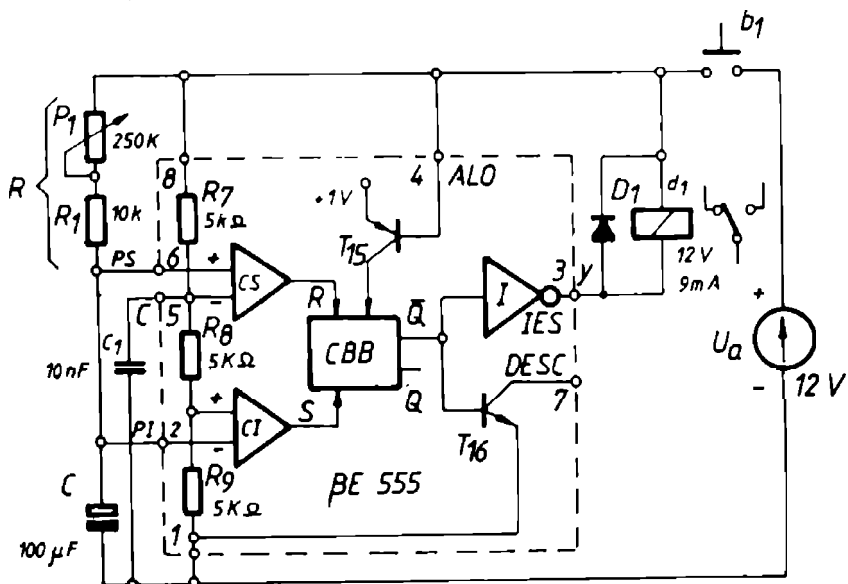


Fig. 3.8 Releu electronic de timp, cu temporizare la acționare, realizat cu circuitul integrat β E 555

În continuare se determină timpul de lucru al releului.

În starea inițială contactul b_1 este deschis, deci releul electromagnetic d_1 nu este acționat. Acum condensatorul C este descărcat.

Se acționează butonul b_1 și începe încărcarea condensatorului C. Tensiunea dintre armăturile sale crește exponențial, potrivit relației:

$$u_c = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_7 + R_8) \cdot C}} \right) \quad (3.11)$$

Pe durata încărcării condensatorului, când tensiunea u_c este mai mică decât tensiunea prag superior U_{ps} a circuitului integrat $\beta E 555$, semnalele de intrare R, S și de ieșire Q, \bar{Q} , a circuitului basculant bistabil (CBB), au valorile: R=1, S=0, Q=1 și $\bar{Q}=0$, deci după inversorul I, pe terminalul 3 de ieșire din integrat, semnalul $y=1$, iar releul d_1 continuă să rămână neacționat.

După timpul:

$$t = t_a \quad (3.12)$$

de la închiderea contactului b_1 :

$$u_c = U_{ps} \quad (3.13)$$

Cu (3.11), ținând seamă de (3.12) și (3.13), după calcule, se obține timpul de acționare al releului:

$$t_a = R \cdot C \cdot \ln \frac{U_a}{U_a - U_{ps}} \quad (3.14)$$

în care:

$$R = R_{p1} + R_1 \quad (3.15)$$

Dar:

$$U_{ps} = \frac{R_8 + R_9}{R_7 + R_8 + R_9} \cdot U_a \quad (3.16)$$

Deoarece $R_7 = R_8 = R_9 = 5k\Omega$, tensiunea prag superior este:

$$U_{ps} = \frac{2}{3} \cdot U_a \quad (3.17)$$

deci:

$$t_a = R \cdot C \cdot \ln 3; t_a \approx 1,1 \cdot R \cdot C \quad (3.18)$$

Din relația (3.18) rezultă că timpul de lucru al releului electronic, realizat cu circuitul integrat $\beta E 555$, nu depinde de valoarea tensiunii U_a , a sursei de alimentare.

La deschiderea contactului b_1 , releul d_1 declanșază.

Dacă după terminalul 3 de ieșire din circuitul integrat, se montează un circuit INVERSOR CMOS, se obține un releu electronic de timp, de tip foto. Utilizând configurații ale circuitului electronic corespunzătoare, se pot realiza și alte funcții de timp.

3.1.5 Relee electronice numerice

Releele de timp numerice [10], [20], [80] se caracterizează printr-un domeniu mare de reglare a timpului de lucru și o precizie ridicată.

În figura 3.9 [80] se dă un exemplu de releu numeric, cu temporizare la acționare, realizat cu circuite integrate TTL.

Releul electronic numeric cuprinde un generator de semnale dreptunghiulare, un divizor decadic, o poartă ȘI-NU, un circuit de memorare și un amplificator logic, cu sarcină un releu electromagnetic.

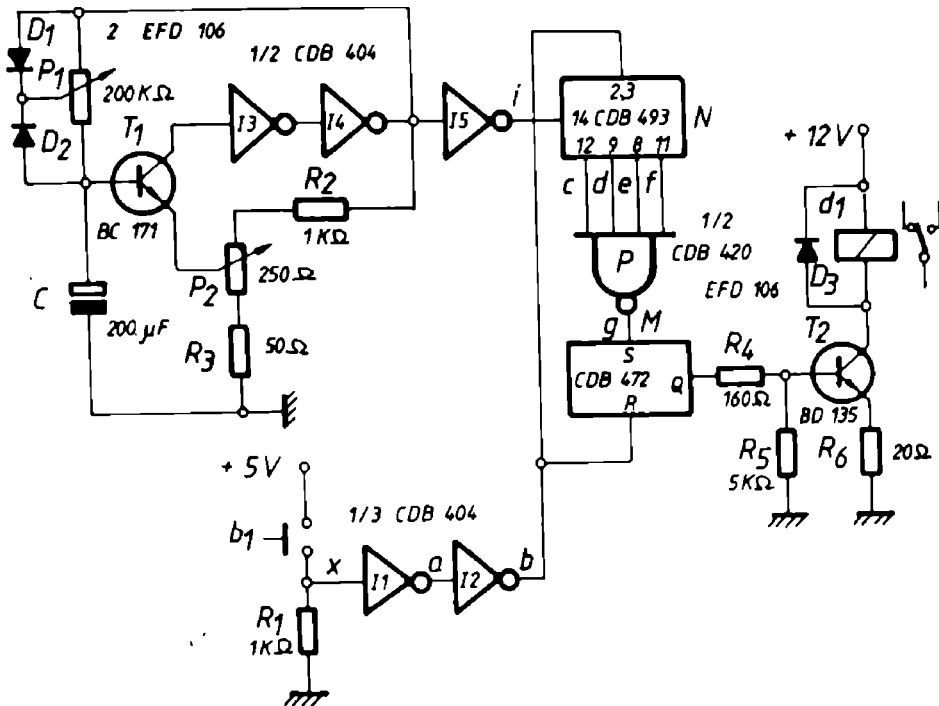


Fig. 3.9 Releu electronic numeric, cu temporizare la acționare

Generatorul de semnale dreptunghiulare are ca elemente active tranzistorul T_1 și inversoarele I_3 , I_4 și I_5 . Frecvența f , a semnalului produs, se poate modifica între 0,5 Hz și 3 Hz, cu potențiometrul P_2 . Perioada T_1 a semnalului dreptunghiular este cuprinsă în domeniul 0,3...2 s, $T_1 \in [0,3 \dots 2]$ s.

Numărătorul N (CDB 493) divide prin 10 frecvența semnalului de la intrare cu condiția să fie deblocat. Deblocarea circuitului N se face aplicând semnal de nivel logic "1" pe terminalele 2 și 3.

Poarta P realizează funcția logică ȘI-NU. La ieșirea porții P semnalul are valoare logică "0", numai când pe toate intrările semnalele sunt de nivel logic 1 ($c=1$, $d=1$, $e=1$ și $f=1$).

Circuitul integrat de memorare M (CDB 472) se comandă prin semnale de nivel logic "0".

În starea inițială, contactul b_1 este deschis iar semnalele logice din circuit, au valorile: $x=0$, $a=1$, $b=0$ ($R=0$), $c=0$, $d=0$, $e=0$, $f=0$, $g=1$ ($S=1$), deci $y=0$ ($Q=0$) și releul electromagnetic d_1 nu este acționat.

La închiderea contactului b_1 , $x=1$, $a=0$ și $b=1$ ($R=1$). Deoarece $Q=0$ ($y=0$), releul d_1 continuă să rămână neacționat. Semnalul $b=1$, activează numărătorul N și, după timpul t_a (durata de lucru a releului) în care acesta primește 10 impulsuri cu perioada T_1 , toate semnalele de ieșire din numărător, au valoarea logică "1". Acum poarta P comandă memoria M deoarece $g=0$ ($S=0$) iar $b=1$ ($R=1$) deci $y=1$ ($Q=1$) și acționează releul electromagnetic d_1 .

Timpul de acționare se calculează cu:

$$\tau_a = N_1 \cdot T_1; \tau_a = N_1 \cdot \frac{1}{f_1} \quad (3.19)$$

unde N_1 este numărul de impulsuri după care se trece de la starea $c=0, d=0, e=0$ și $f=0$, la $c=1, d=1, e=1$ și $f=1$. Pentru divizorul de frecvență decadic (CDB 493), $N=10$ deci:

$$\tau_a = 10 \cdot T_1; \tau_a = 10 \cdot \frac{1}{f_1} \quad (3.20)$$

La revenirea butonului b_1 , semnalele din circuitul electronic au valorile : $x=0, a=1, b=0$. Semnalul $b=0$, determină blocarea numărătorului, deci aducerea la starea inițială a circuitelor basculante bistabile ($c=0, d=0, e=0, f=0$). Acum $g=1$ ($S=1$) iar $R=0$, deoarece $b=0$. Ca urmare $y=0$ ($Q=0$) și declanșază releul d_1 .

Semnalele x și y se modifică în timp ca în figura 3.5.b.

La acest releu $t_a \in [3 \dots 20 \text{ s}]$. Timpul de acționare poate fi crescut de 10^{N_d} ori (N_d este numărul de divizoare prin 10; $N_d=1, 2, \dots, n$):

$$\tau_{ad} = 10^{N_d} \cdot T_1; \tau_{ad} = 10^{N_d} \cdot \frac{1}{f_1} \quad (3.21)$$

Când frecvența se divide la un număr N_1 , oarecare ($N_1 \neq 10$), relația (3.21) are forma:

$$\tau_{ad} = N_1^{N_d} \cdot T_1; \tau_{ad} = N_1^{N_d} \cdot \frac{1}{f_1} \quad (3.22)$$

unde N_d este numărul de divizoare prin N_1 .

Circuitul electronic al releului numeric (fără b_1, I_1, I_2 și amplificatorul logic cu sarcină releul electromagnetic), poate fi utilizat pentru realizarea funcției de temporizare la acționare în instalațiile de comandă realizate cu circuite logice integrate, deci poate fi inclus în structura părții electronice a aparatelor de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune.

În urma analizei efectuate se poate afirma că se pot concepe configurații de circuite electronice numerice cu care să se obțină toate funcțiile de timp folosite frecvent în instalațiile de comandă ale acționărilor electrice.

Există și alte variante constructive de rele electronice numerice [10], [20], [80] care pot fi analizate în același mod. În principiu funcționarea lor este asemănătoare cu cea a releului numeric analizat (fig. 3.9).

3.2 Contribuții la realizarea unor circuite electronice de timp

3.2.1 Conceperea și realizarea unui releu electronic de timp cu tranzistoare, cu temporizare la acționare și revenire

În acest paragraf se concepe un releu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire cu tranzistoare [97], [98] care este format dintr-un circuit cu temporizare la acționare și altul, cu temporizare la revenire, circuite care sunt prezentate în continuare.

a. Releu electronic de timp cu temporizare la acționare

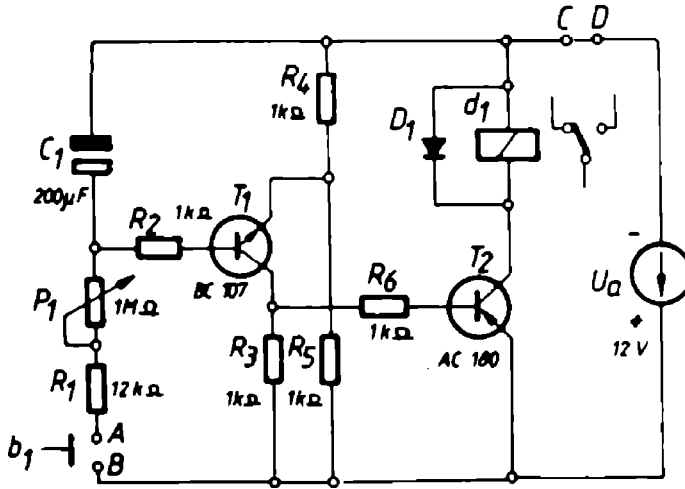


Fig. 3.10 Releu electronic de timp, cu temporizare la acționare, realizat cu tranzistoare

În continuare se analizează modul de funcționare al releului de timp cu temporizare la acționare (fig.3.10), deoarece acest circuit realizează temporizarea la acționare a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire (fig. 3.18).

Se consideră că în momentul t_0 condensatorul C_1 este complet descărcat ($u_{C1} = 0$ V), deci tranzistoarele T_1 și T_2 sunt blocate iar releul electromagnetic d_1 este neacționat.

Se închide butonul b_1 și începe încărcarea condensatorului C_1 de la sursa de tensiune U_a prin rezistențele R_1 și P_1 . Se observă că emitorul tranzistorului T_1 , datorită divizorului rezistiv $R_4 - R_5$ ($R_4 = R_5$), are potențialul $U_a / 2$. Tensiunea condensatorului crește exponențial către valoarea U_a , potrivit relației:

$$u_c = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_1 + P_1) \cdot C_1}} \right) \quad (3.23)$$

După timpul:

$$t = t_a \quad (3.24)$$

$$u_c = \frac{1}{2} \cdot U_a + U_p \quad (3.25)$$

în care U_p este tensiunea de prag a tranzistorului T_1 , tranzistoarele T_1 și T_2 intră în stare de conducție. Rezistențele lor (interioare) scad la valorile R_{ECC1} , R_{ECC2} (aici R_{ECC} este rezistența emitor colector a tranzistoarelor respective, în starea de conducție).

Cu formulele (3.24), (3.25) și (3.23) se obține ecuația:

$$\frac{1}{2} \cdot U_a + U_p = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_a}{(R_1 + R_{p1}) \cdot C_1}} \right) \quad (3.26)$$

din care, după calcule, rezultă timpul t_a de acționare al releului:

$$t_a = (R_1 + R_{p1}) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{2 \cdot U_a}{U_a - 2 \cdot U_p} \quad (3.27)$$

După intrarea în conducție a tranzistoarelor T_1 și T_2 schema electrică echivalentă a releului electronic de timp cu temporizarea la acționare este cea din figura 3.11. Cu această schemă echivalentă se determină cât este valoarea

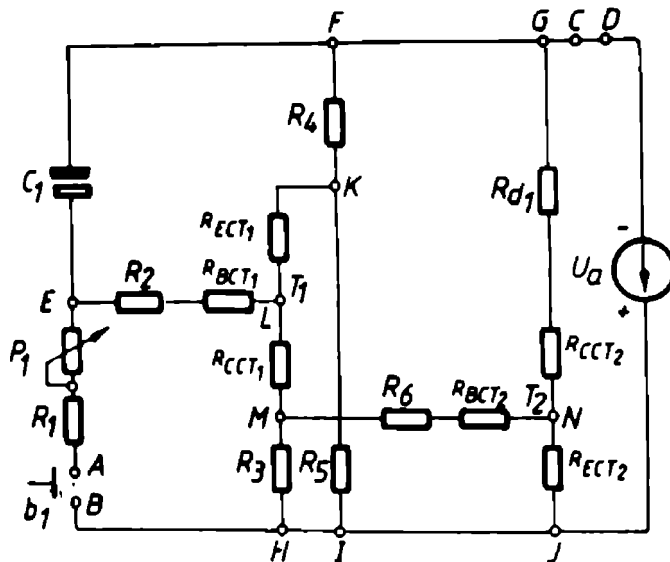


Fig. 3.11 Schema echivalentă a releului electronic cu temporizare la acționare, cu tranzistoarele T_1 și T_2 în conducție

maximă a tensiunii de încărcare a condensatorului, după intrarea în conducție a celor două tranzistoare. În această schemă R_{ECT1} , R_{ECT2} sunt rezistențele emitoarelor, R_{BCT1} , R_{BCT2} rezistențele bazelor iar R_{CCT1} , R_{CCT2} rezistențele colectorilor tranzistoarelor T_1 și T_2 în stare de conducție. Aceste valori nu se pot măsura de aceea ele se obțin indirect, prin calcule, în funcție de rezistențele R_{EBCT1} - R_{EBCT2} , R_{BCCT1} - R_{BCCT2} și R_{ECCT1} - R_{ECCT2} , utilizând relațiile de transfigurare din triunghi în stea:

$$R_{BCT1} = \frac{R_{EBCT1} \cdot R_{BCCT1}}{R_{EBCT1} + R_{BCCT1} + R_{ECCT1}} ; R_{BCT2} = \frac{R_{EBCT2} \cdot R_{BCCT2}}{R_{EBCT2} + R_{BCCT2} + R_{ECCT2}} \quad (3.28)$$

$$R_{BCT1} = \frac{R_{EBCT1} \cdot R_{BCCT1}}{R_{EBCT1} + R_{BCCT1} + R_{ECCT1}} ; R_{BCT2} = \frac{R_{EBCT2} \cdot R_{BCCT2}}{R_{EBCT2} + R_{BCCT2} + R_{ECCT2}} \quad (3.29)$$

$$R_{CCT1} = \frac{R_{BCCT1} \cdot R_{ECCT1}}{R_{EBCT1} + R_{BCCT1} + R_{ECCT1}} ; R_{CCT2} = \frac{R_{BCCT2} \cdot R_{ECCT2}}{R_{EBCT2} + R_{BCCT2} + R_{ECCT2}} \quad (3.30)$$

Se începe simplificarea schemei echivalente a releului de timp din figura 3.11. La început grupele de rezistențe $P_1 - R_1, R_2 - R_{ECT1}, R_6 - R_{ECT2}$ și $R_{d1} - R_{CCT2}$, legate în serie, se înlocuiesc cu rezistențele echivalente:

$$R_{1e} = R_{p1} + R_1; R_{2e} = R_2 + R_{ECT1}; R_{6e} = R_6 + R_{ECT2}; R_{d1e} = R_{d1} + R_{CCT2} \quad (3.31)$$

după care se transfigurează grupele de rezistențe $R_{ECT1} - R_4 - R_5$ și $R_{6e} - R_{d1e} - R_{ECT2}$ legate în stea, în două grupe de rezistențe echivalente legate în triunghi, cu formulele:

$$\begin{cases} R_{LF} = R_{LK} + R_{FK} + \frac{R_{LK} \cdot R_{FK}}{R_{IK}}; \\ R_{FI} = R_{FK} + R_{IK} + \frac{R_{FK} \cdot R_{IK}}{R_{LK}}; \\ R_{IL} = R_{IK} + R_{LK} + \frac{R_{IK} \cdot R_{LK}}{R_{FK}} \end{cases} \quad (3.32)$$

$$\begin{cases} R_{MG} = R_{MN} + R_{GN} + \frac{R_{MN} \cdot R_{GN}}{R_{JN}}; \\ R_{GJ} = R_{GN} + R_{JN} + \frac{R_{GN} \cdot R_{JN}}{R_{MN}}; \\ R_{JM} = R_{JN} + R_{MN} + \frac{R_{JN} \cdot R_{MN}}{R_{GN}} \end{cases} \quad (3.33)$$

În relațiile (3.32) și (3.33):

$$R_{LK} = R_{ECT1}; R_{FK} = R_4; R_{IK} = R_5; R_{MN} = R_{6e}; R_{GN} = R_{d1e} \text{ iar } R_{JN} = R_{ECT2}.$$

Cu acestea, schema echivalentă a releului electronic de timp, cu temporizare la acționare, din figura 3.11 are forma prezentată în figura 3.12.

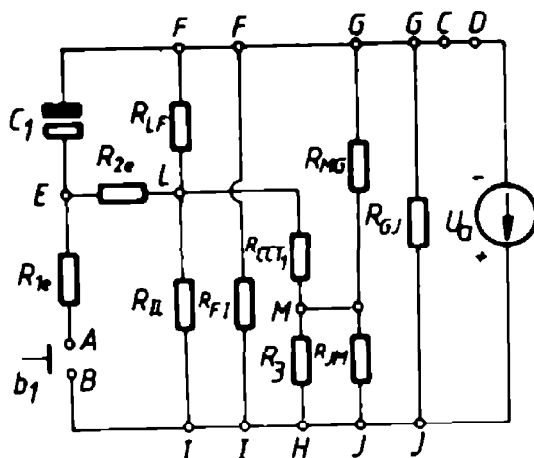


Fig. 3.12 Schema echivalentă a releului electronic cu temporizare la acționare, cu tranzistoarele T_1 și T_2 în conducție, după transfigurările stelelor LFI - K și MGJ - N din figura 3.11

Rezistențele R_3 și R_{JM} (3.12) legate în paralel se înlocuiesc cu o rezistență echivalentă

$$R_{3e} = \frac{R_3 \cdot R_{JM}}{R_3 + R_{JM}} \quad (3.34)$$

după care se face transfigurarea în triunghi a grupului de rezistențe: R_{CCT1} - R_{MG} - R_{3e} legate în stea:

$$R_{LG} = R_{CCT1} + R_{MG} + \frac{R_{CCT1} \cdot R_{MG}}{R_{3e}} ;$$

$$R_{GJ}^i = R_{MG} + R_{3e} + \frac{R_{MG} \cdot R_{3e}}{R_{CCT1}} ; \quad (3.35)$$

$$R_{JL} = R_{3e} + R_{CCT1} + \frac{R_{3e} \cdot R_{CCT1}}{R_{MG}}$$

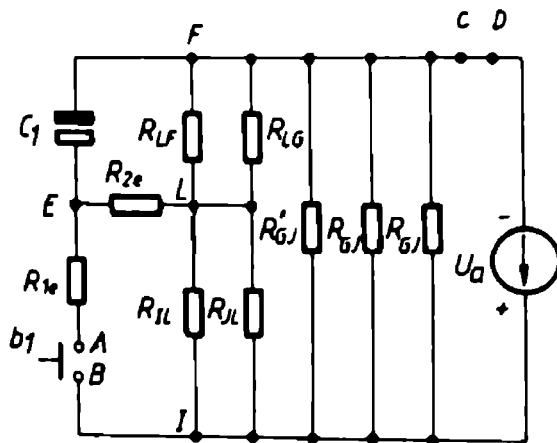


Fig. 3.13 Schema echivalentă a rețelei de timp cu temporizare la acționare, cu tranzistoarele T_1 și T_2 în conducție, după transfigurarea în triunghi a stelei formată din rezistențele R_{CCT1} - R_{MG} - ($R_3 // R_{JM}$), din figura 3.12

și se ajunge la schema mai simplă din figura 4. Grupele de rezistențe R_{LF} - R_{LG} și R_{IL} - R_{JL} legate în paralel se înlocuiesc cu rezistențele lor echivalente:

$$R_{LF}^1 = \frac{R_{LF} \cdot R_{LG}}{R_{LF} + R_{LG}} \quad (3.36)$$

$$R_{IL}^1 = \frac{R_{IL} \cdot R_{JL}}{R_{IL} + R_{JL}} \quad (3.37)$$

după care se transfigurează în triunghi, steaua formată din rezistențele R_{2e} , R_{LF}^1 și R_{IL}^1 , cu formulele:

$$\begin{aligned}
 R_{EF} &= R_{2e} + R_{LF}^1 + \frac{R_{2e} \cdot R_{LF}^1}{R_{L1}} ; \\
 R_{FI}^1 &= R_{LF}^1 + R_{IL}^1 + \frac{R_{LF}^1 \cdot R_{IL}^1}{R_{2e}} ; \\
 R_{IE} &= R_{IL}^1 + R_{2e}^1 + \frac{R_{IL}^1 \cdot R_{2e}^1}{R_{LF}^1}
 \end{aligned}
 \tag{3.38}$$

Rezistența R_{FI}^1 este legată în paralel cu rezistențele R_{GJ}^1 , R_{GJ} și R_{FI} . Acestea se pot înlocui cu rezistența echivalentă:

$$R_{FIE} = \frac{1}{\frac{1}{R_{FI}} + \frac{1}{R_{FI}^1} + \frac{1}{R_{GJ}} + \frac{1}{R_{GJ}^1}}
 \tag{3.39}$$

Tranzistoarele T_1 și T_2 sunt în conducție atunci când butonul b_1 este închis, deci $R_{AB} = 0$. În acest caz rezistențele R_{1e} și R_{IE} sunt în paralel. Ele se înlocuiesc cu rezistența echivalentă:

$$R_{1e}^1 = \frac{R_{1e} \cdot R_{IE}}{R_{1e} + R_{IE}}
 \tag{3.40}$$

La trecerea în conducție a tranzistoarelor T_1 și T_2 după un timp mai mare decât cinci constante de timp:

$$T = R_{1e}^1 \cdot C_1
 \tag{3.41}$$

tensiunea u_C dintre armăturile condensatorului C_1 tinde către valoarea:

$$U_{cf} = \frac{R_{EF}}{R_{EF} + R_{1e}^1} \cdot U_{FI}
 \tag{3.42}$$

În relația (3.42), U_{FI} este tensiunea la bornele sursei când T_1 și T_2 sunt în conducție. Ea se calculează cu:

$$U_{FI} = \frac{R_{FIE} \cdot (R_{EF} + R_{1e}^1)}{R_1 \cdot (R_{FIE} + R_{EF} + R_{1e}^1) + R_{FIE} \cdot (R_{EF} + R_{1e}^1)} \cdot U_a
 \tag{3.43}$$

Înlocuind tensiunea U_{FI} din relația (3.42) cu expresia ei (3.43), rezultă:

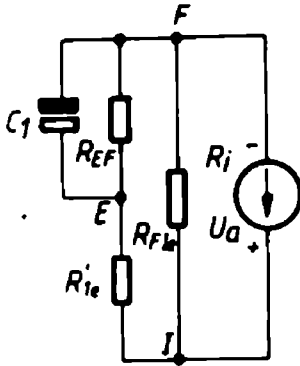
$$U_{cf} = \frac{R_{EF} \cdot R_{FIE} \cdot (R_{EF} + R_{1e}^1)}{(R_{EF} + R_{1e}^1) \cdot [R_1 \cdot (R_{FIE} + R_{EF} + R_{1e}^1) + R_{FIE} \cdot (R_{EF} + R_{1e}^1)]} \cdot U_a
 \tag{3.44}$$

În aceste relații R_1 este rezistența internă a sursei de tensiune U_a . După acționarea releului, tensiunea dintre armăturile condensatorului continuă să crească exponențial către valoarea U_{cf} cu constanta de timp (3.41). Acum tensiunea u_C crește potrivit relației:

$$u_C = \frac{U_a}{2} + U_p + \left[U_{cf} - \left(\frac{U_a}{2} + U_p \right) \right] \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{1e}^1 \cdot C_1}} \right)
 \tag{3.45}$$

Practic încărcarea condensatorului se consideră că este terminată după timpul:

$$\tau_1 \geq 5 \cdot R_{1e}^1 \cdot C_1
 \tag{3.46}$$



La revenirea butonului b_1 se intrerupe circuitul în zona A - B și condensatorul C_1 începe să se descarce prin seria de rezistențe R_2 , R_{BEC} și R_4 . Tensiunea între armăturile condensatorului C_1 scade exponențial:

Fig. 3.14 Schema echivalentă simplificată a releului de timp cu temporizare la acționare, când tranzistoarele T_1 și T_2 sunt în conducție când u_c tinde către valoarea U_d .

$$u_{c1d} = U_{cf} \cdot e^{-\frac{t}{(R_2 + R_{BEC} + R_4) \cdot C_1}} \quad (3.47)$$

Curentul prin acest circuit este:

$$i_{c1d} = \frac{u_{c1d}}{R_2 + R_{BEC} + R_4}; \quad i_{c1d} = \frac{U_{cf}}{R_2 + R_{BEC} + R_4} \cdot e^{-\frac{t}{(R_2 + R_{BEC} + R_4) \cdot C_1}} \quad (3.48)$$

Căderea de tensiune între baza și emitorul tranzistorului T_1 scade și ea după relația:

$$\Delta u_{BEC} = i_{c1d} \cdot R_{BEC}; \quad \Delta u_{BEC} = \frac{R_{BEC}}{R_2 + R_{BEC} + R_4} \cdot U_{cf} \cdot e^{-\frac{t}{(R_2 + R_{BEC} + R_4) \cdot C_1}} \quad (3.49)$$

După timpul t_r , căderea de tensiune Δu_{BEC} scade sub valoarea U_p (la limită, $\Delta u_{BEC} = U_p$), și tranzistorul T_1 se blochează. Acesta determină blocarea și a tranzistorului T_2 , deci releul electromagnetic d_1 declanșează. În acest caz se obține ecuația:

$$U_p = \frac{R_{BEC}}{R_2 + R_{BEC} + R_4} \cdot U_{cf} \cdot e^{-\frac{t_r}{(R_2 + R_{BEC} + R_4) \cdot C_1}} \quad (3.50)$$

din care se determină timpul de revenire:

$$t_r = (R_2 + R_{BEC} + R_4) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{R_{BEC} \cdot U_{cf}}{(R_2 + R_{BEC} + R_4) \cdot U_p} \quad (3.51)$$

Constanta de timp a circuitului de descărcare a condensatorului C_1 , este mult mai mică decât cea a circuitului de încărcare. Din acest motiv $t_r \ll t_b$ ($t_r < 1$ s) deci releul electronic de timp realizează temporizarea la acționare.

Dacă butonul b_1 se montează în zona C - D, și se scurtcircuitează bornele A - B, timpul de revenire $t_r \approx 0$.

b. Releu electronic de timp cu temporizare la revenire

În continuare, se analizează funcționarea releului electronic de timp, cu temporizare la revenire, realizat cu tranzistoare (figura 3.15). În starea inițială condensatorul C_1 se consideră încărcat, deci tranzistorul T_1 este în conducție și șuntează prin rezistența sa internă R_{ECC} , joncțiunea emitor bază a tranzistorului T_2 . Rezistența R_{ECC} are valoare mică, curentul I_{T1} care străbate această rezistență este, la fel foarte mic

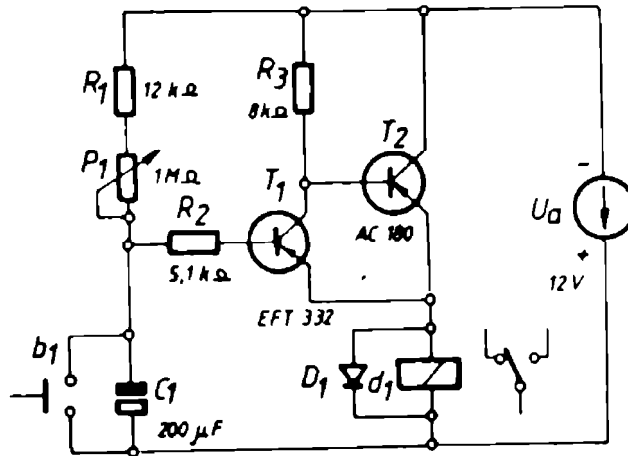


Fig. 3.15 Releu electronic de timp cu temporizare la revenire, realizat cu tranzistoare

$$I_{T1} = \frac{U_a}{R_3 + R_{ECC} + R_{d1}} \quad (3.52)$$

deci căderea de tensiune ΔU_{ECC} pe rezistența R_{ECC} dată de:

$$\Delta U_{ECC} = I_{T1} \cdot R_{ECC}; \Delta U_{ECC} = \frac{R_{ECC}}{R_3 + R_{ECC} + R_{d1}} \cdot U_a \quad (3.53)$$

este sub valoarea prag U_p a tranzistorului T_2 . Ca urmare tranzistorul T_2 este blocat, deci rezistența sa interioară R_{ECB} este foarte mare iar releul electromagnetic d_1 nu este acționat.

Schema echivalentă a releului electronic de timp, în această stare, este dată în figura 3.16. Valorile rezistențelor interioare ale tranzistorului T_1 (R_{EC} , R_{BC} și R_{CC}) se determină ca și la releul electronic de timp cu temporizare la acționare, folosind relațiile (3.28), (3.29) și (3.30). Se înlocuiesc grupele de rezistențe în serie $R_1 - P_1$, $R_2 - R_{BC}$, $R_3 - R_{CC}$ și $R_{EC} - R_{d1}$ cu rezistențele lor echivalente:

$$R_{1e} = R_1 + R_{P1}; R_{2e} = R_1 + R_{BC}; \quad (3.54)$$

$$R_{3e} = R_3 + R_{CC}; R_{d1e} = R_{EC} + R_{d1}$$

după care se transfigurează în triunghi steaua formată din rezistențele R_{F1} , R_{G1} și R_{H1} ($R_{F1} = R_{2e}$, $R_{G1} = R_{3e}$; iar $R_{H1} = R_{d1e}$).

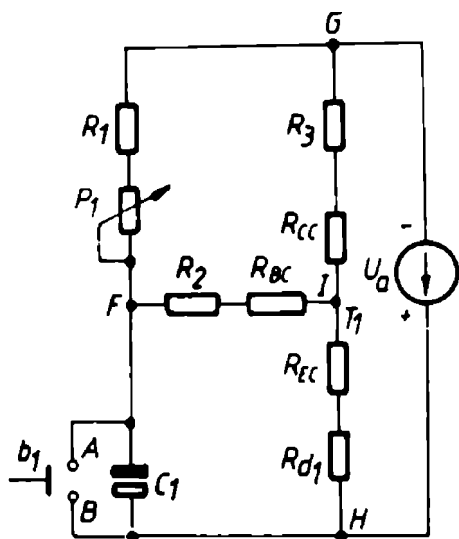


Fig. 3.16 Schema echivalentă a releiului electronic de timp, cu temporizare la revenire, în starea inițială (T_1 în conducție și T_2 blocat)

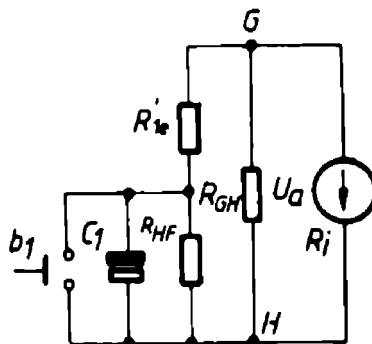


Fig. 3.17 Schema echivalentă simplificată a releiului electronic de timp, cu temporizare la revenire, având T_1 în conducție și T_2 blocat

$$R_{FG} = R_{FI} + R_{GI} + \frac{R_{FI} \cdot R_{GI}}{R_{HI}} ;$$

$$R_{GH} = R_{GI} + R_{HI} + \frac{R_{GI} \cdot R_{HI}}{R_{FI}} ; \quad (3.55)$$

$$R_{HF} = R_{HI} + R_{FI} + \frac{R_{HI} \cdot R_{FI}}{R_{GI}}$$

Se înlocuiesc apoi rezistențele R_{1e} și R_{FG} , legate în paralel, cu rezistența lor echivalentă:

$$R_{1e}^1 = \frac{R_{1e} \cdot R_{FG}}{R_{1e} + R_{FG}} \quad (3.56)$$

și se obține schema echivalentă simplificată din figura 3.17. Din această schemă, se poate determina cât este tensiunea între armăturile condensatorului u_{C1} , în starea inițială a releiului.

Se determină înainte tensiunea U_{GH} :

$$U_{GH} = \frac{R_{GH} \cdot (R_{1e}^1 + R_{HF})}{R_{1e} \cdot (R_{GH} + R_{1e}^1 + R_{HF}) + R_{GH} \cdot (R_{1e}^1 + R_{HF})} \cdot U_a \quad (3.57)$$

Tensiunea u_{C1} , se determină cu:

$$u_{C11} = \frac{R_{HF}}{R_{ie}^1 + R_{HF}} \cdot U_{GH} \quad (3.58)$$

$$u_{C11} = \frac{R_{HF} \cdot R_{GH} \cdot (R_{ie}^1 + R_{HF})}{(R_{ie}^1 + R_{HF}) \cdot [R_1 \cdot (R_{GH} + R_{ie}^1 + R_{HF}) + R_{GH} \cdot (R_{ie}^1 + R_{HF})]} \cdot U_a$$

La închiderea contactului b_1 condensatorul C_1 se descarcă rapid, tranzistorul, T_1 se blochează iar T_2 intră în conducție. Anclanșează releul d_1 .

La deschiderea contactului b_1 , condensatorul C_1 începe să se încarce, tensiunea dintre armăturile sale crește exponențial spre valoarea U_a :

$$u_{C1} = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_1 + R_{ie}^1) \cdot C}} \right) \quad (3.59)$$

După timpul t , de la deschiderea contactului b_1 tensiunea u_{C1} ajunge la valoarea:

$$u_{C1f} = \Delta U_d + U_p; u_{C1f} = \frac{R_{d1}}{R_{ECC} + R_{d1}} \cdot U_a + U_p \quad (3.60)$$

și releul electromagnetic d_1 declanșează deoarece T_1 intră în conducție iar T_2 se blochează

Cu (3.59) și (3.60) se obține ecuația:

$$\frac{R_{d1}}{R_{ECC} + R_{d1}} \cdot U_a + U_p = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_f}{(R_1 + R_{ie}^1) \cdot C}} \right) \quad (3.61)$$

Din această relație se obține timpul t_f :

$$t_r = (R_1 + R_{ie}^1) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{U_a \cdot (R_{ECC} + R_{d1})}{U_a \cdot R_{ECC} - U_p \cdot (R_{ECC} + R_{d1})} \quad (3.62)$$

Deci releul electromagnetic d_1 este acționat pe durata

$$t_{ad1} = t_{b1} + t_f \quad (3.63)$$

În această relație t_{b1} este timpul în care este închis contactul b_1

După declanșarea releului electromagnetic d_1 , schema echivalentă a dispozitivului electronic este cea din figura 3.17 și tensiunea dintre armăturile condensatorului începe să scadă exponențial de la valoarea obținută cu formula (3.60) la cea care se calculează cu expresia (3.58). Evident că $u_{C1} < u_{C1f}$

c. Releu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire

În urma analizei modului de funcționare a celor două tipuri de rele electronice de timp s-a putut concepe un releu electronic de timp, cu o structură mai complexă, care să realizeze atât temporizarea la acționare cât și temporizarea la revenire. Acest releu are schema din figura 3.18.

Temporizarea la acționare este asigurată de circuitul R_1 , P_1 și C_1 , iar cea de revenire cu circuitul R_2 , P_2 și C_2 . Circuitul electronic care realizează temporizarea la acționare este cel al releului electronic de timp cu temporizare la acționare (fig. 10), iar partea care asigură temporizarea la revenire este cea a releului electronic de timp cu temporizare la revenire (fig. 3.15).

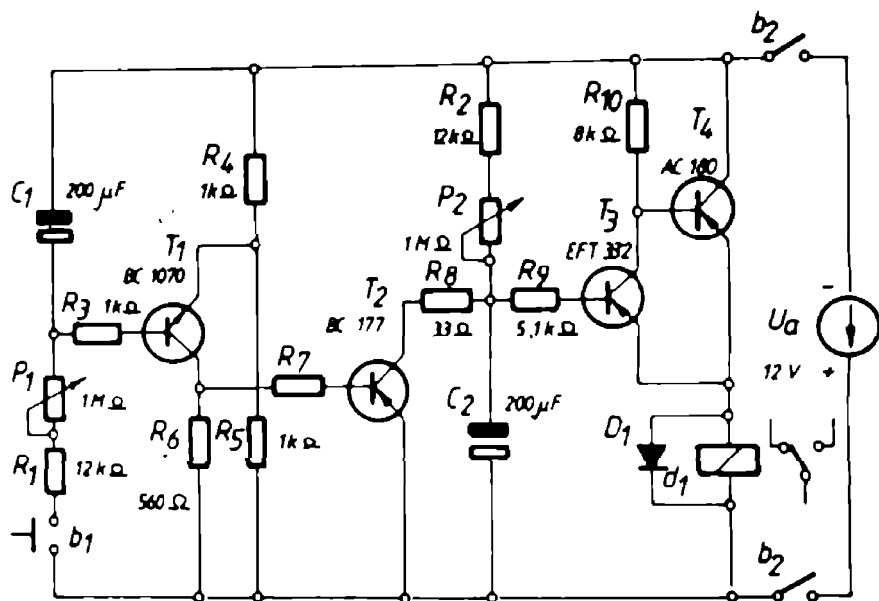


Fig 3 18 Releu electronic de timp, cu temporizare la acționare și revenire, realizat cu tranzistoare

În starea inițială, când contactul b_1 este deschis, tranzistoarele T_1 , T_2 și T_4 sunt blocate iar T_3 este în conducție, deci releul electromagnetic d_1 nu este acționat.

La închiderea contactului b_1 , condensatorul C_1 se încarcă de la sursa U_a prin rezistențele R_1 și P_1 . După timpul t_a , determinat cu relația (3.88) intră în conducție tranzistoarele T_1 , T_2 și T_4 iar T_3 se blochează. Anclanșează releul electromagnetic d_1 . Tranzistorul T_2 prin rezistența sa internă scurtcircuitează condensatorul C_2 care se descarcă prin circuitul R_{ECC2} și R_8 .

La deschiderea contactului b_1 , condensatorul C_1 se descarcă rapid pe circuitul format din rezistențele R_3 , R_{BE1} și R_4 , iar după blocarea tranzistorului T_1 se blochează și T_2 . Începe să se încarce condensatorul C_2 de la sursa U_a prin rezistențele R_2 și P_2 până când tranzistorul T_3 intră în conducție și se blochează T_4 . Acum declanșează releul d_1 . Timpul de revenire al releului se determină cu (3.96).

Pentru determinarea timpilor de lucru ai releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire se procedează ca și în cazul circuitelor electronice simple care realizează numai temporizarea la acționare sau cea de la revenire. Și în acest caz se pot realiza scheme echivalente ale circuitului electronic de timp, pentru diferite stări ale tranzistoarelor T_1 - T_4 (fig 3 18). Deoarece releul electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire, realizat cu tranzistoare este compus din circuitele electronice ale releelor de timp cu temporizare la acționare respectiv, cu temporizare la revenire, legate în serie și cum funcționarea acestora a fost analizată detaliat în detaliu în paragrafele 3.2.1.a și 3.2.1.b, pentru stabilirea, cu precizie, a relațiilor de determinare a timpilor de lucru ai releului complex se ține seama de expresiile (3.27) și (3.62) ale timpilor de lucru, obținute pentru circuite electronice care realizează numai o singură funcție de timp.

c.1 Starea inițială a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire

În starea inițială când b_1 este deschis, în absența tensiunii de alimentare (b_2 deschis), condensatoarele C_1 și C_2 , ale celor două circuite de timp, se consideră că sunt complet descărcate.

Prin închiderea întreruptorului b_2 , se alimentează cu tensiune releul electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire. Condensatorul C_1 continuă să rămână complet descărcat, deoarece butonul b_1 nu este acționat. Tranzistoarele T_1 , T_2 și T_3 , sunt blocate iar T_4 este în conducție, deci releul electromagnetic d_1 este acționat.

Condensatorul C_2 începe să se încarce electric de la sursă prin R_2 și P_2 . Tensiunea dintre armăturile condensatorului, crește exponențial către valoarea tensiunii de alimentare.

$$U_{C2} = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_2 + R_{P2}) C_2}} \right) \quad (3.64)$$

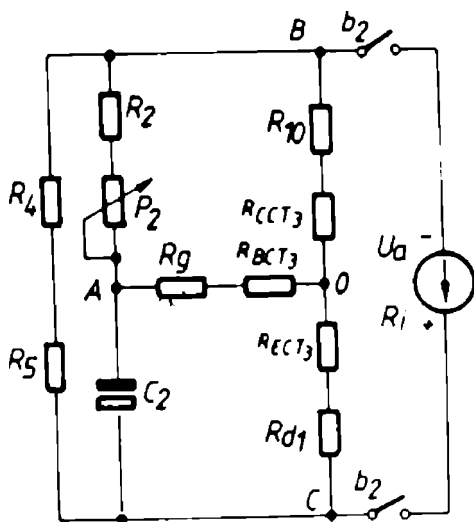


Fig. 3.19 Schema echivalentă a circuitului electronic cu temporizare la acționare și revenire, după timpul t_{01} , determinat cu expresia (3.69), de la închiderea întreruptorului b_2

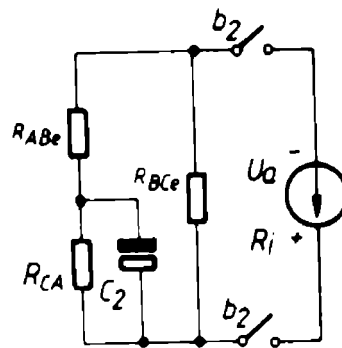


Fig. 3.20 Schema echivalentă simplificată a circuitului din figura 3.19

Curentul care trece prin reful electromagnetic, când tranzistorul T_4 este în conducție, are valoarea:

$$i_{d1} = \frac{U_a}{R_{d1} + R_{ECC}} \quad (3.65)$$

În această relație R_{d1} , este rezistența bobinei refului electromagnetic, iar R_{ECC} este rezistența emitor-colector a tranzistorului T_4 în stare de conducție. Căderea de tensiune pe bobina d_1 este:

$$\Delta U_{d1} = i_{d1} \cdot R_{d1}; \Delta U_{d1} = \frac{R_{d1}}{R_{d1} + R_{ECC}} \cdot U_a \quad (3.66)$$

Când tensiunea u_{c2} , după timpul t_{01} de la închiderea întreruptorului b_2 atinge valoarea:

$$U_{c21} = U_p + \Delta U_{d1}; U_{c21} = U_p + \frac{R_{d1}}{R_{d1} + R_{ECC}} \cdot U_a \quad (3.67)$$

intră în conducție T_3 și se blochează T_4 . Acum declanșează reful electromagnetic d_1 . Înlocuind relația (3.64) în (3.67) și ținând seamă că în (3.64) $t = t_{01}$, se obține ecuația:

$$U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{U_{c21}}{(R_2 + R_{p2}) \cdot C_2}} \right) = U_p + \frac{R_{d1}}{R_{d1} + R_{ECC}} \cdot U_a \quad (3.68)$$

Din această ecuație, după calcule, se obține timpul t_{01} după care se schimbă starea tranzistoarelor T_3 și T_4 :

$$t_{01} = (R_2 + R_{p2}) \cdot C_2 \cdot \ln \frac{U_a \cdot (R_{d1} + R_{ECC}) - [U_p \cdot (R_{d1} + R_{ECC}) + U_a \cdot R_{d1}]}{U_a \cdot (R_{d1} + R_{ECC})} \quad (3.69)$$

Acum dacă se consideră că rezistența emitor-colector a tranzistorului T_4 în stare de blocare (R_{ECC}), care este ideal infinită, schema echivalentă a refului electronic de timp, cu temporizare la acționare și revenire, după transfigurarea triunghiului de rezistențe $R_{ECC3} - R_{EBC3} - R_{BC3}$ în stea folosind relațiile:

$$\begin{aligned} R_{BC3} &= \frac{R_{ECC3} \cdot R_{EBC3}}{R_{ECC3} + R_{EBC3} + R_{BC3}}; \\ R_{EBC3} &= \frac{R_{ECC3} \cdot R_{BC3}}{R_{ECC3} + R_{EBC3} + R_{BC3}}; \\ R_{ECC3} &= \frac{R_{ECC3} \cdot R_{EBC3}}{R_{ECC3} + R_{EBC3} + R_{BC3}} \end{aligned} \quad (3.70)$$

este cea din figura (3.19).

Se înlocuiesc grupele de rezistențe $R_4 - R_5$, $R_2 - R_{p2}$, $R_9 - R_{BC3}$, $R_{10} - R_{CC3}$ și $R_{ECC} - R_{d1}$, din figura 3.19, cu rezistențele lor echivalente:

$$\begin{aligned} R_{4e} &= R_4 + R_5 \\ R_{2e} &= R_2 + R_{p2} \\ R_{9e} &= R_9 + R_{BC3} \\ R_{10e} &= R_{10} + R_{CC3} \\ R_{d1e} &= R_{d1} + R_{ECC} \end{aligned} \quad (3.71)$$

după care grupa de rezistențe $R_{A0} - R_{B0} - R_{C0}$ ($R_{A0} = R_{9e}$; $R_{B0} = R_{10e}$ și $R_{d1e} = R_{C0}$) legate în stea, se transfigurează în triunghi și rezultă:

$$\begin{aligned}
 R_{AB} &= R_{AO} + R_{BO} + \frac{R_{AO} \cdot R_{BO}}{R_{CO}} ; \\
 R_{BC} &= R_{BO} + R_{CO} + \frac{R_{BO} \cdot R_{CO}}{R_{AO}} ; \\
 R_{CA} &= R_{CO} + R_{AO} + \frac{R_{CO} \cdot R_{AO}}{R_{BO}}
 \end{aligned}
 \tag{3.72}$$

Se înlocuiesc, apoi, rezistențele $R_{2e} - R_{AB}$ și $R_{4e} - R_{BC}$ cu rezistența lor echivalentă:

$$R_{ABe} = \frac{R_{2e} \cdot R_{AB}}{R_{2e} + R_{AB}} ; R_{Bce} = \frac{R_{BC} \cdot R_{4e}}{R_{BC} + R_{4e}}
 \tag{3.73}$$

și se obține schema echivalentă simplificată din figura 3.

În momentul schimbării stării tranzistoarelor T_3 și T_4 (după timpul t_{01} de la închiderea contactelor b_2), tensiunea u_{C2} dintre armăturile condensatorului C_2 începe să scadă de la valoarea U_{C21} (3.67), la valoarea U_{C22} , într-un timp t_{02} ($t_{02} \rightarrow \infty$). Tensiunea U_{C22} se calculează cu:

$$U_{C22} = \frac{R_{CA}}{R_{ABe} + R_{CA}} \cdot U_a
 \tag{3.74}$$

Pe intervalul de timp t_{02} , tensiunea u_{C2} dintre armăturile condensatorului C_2 se modifică potrivit relației (3.75):

$$u_{C2} = U_{C22} + (U_{C21} - U_{C22}) \cdot e^{-\frac{t}{R_{ABe} \cdot C_2}}
 \tag{3.75}$$

Teoretic tensiunea $u_{C2} = U_{C22}$ după timpul $t_{02} = \infty$. Practic, $u_{C2} \rightarrow U_{C22}$ după timpul:

$$t_{02} \approx 5 \cdot R_{CA} \cdot C_2
 \tag{3.76}$$

Deci numai după timpul t_0 :

$$t_0 = t_{01} + t_{02}
 \tag{3.77}$$

de la închiderea contactelor b_2 , releul electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire se poate utiliza în instalațiile de comandă automată.

c2. Determinarea expresiei timpului de acționare a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire

Circuitul electronic care realizează temporizarea la acționare are ca elemente active tranzistoarele T_1 și T_2 . Temporizarea la acționare se realizează cu circuitele de integrare $R_1 - P_1 - C_1$ și $R_8 - C_2$.

S-a arătat anterior, că după timpul t_0 de la alimentarea cu tensiune a circuitului electronic, condensatorul C_1 este descărcat ($u_{C10} = 0$ V), deci tranzistoarele T_1 și T_2 sunt blocate. Condensatorul C_2 este încărcat ($u_{C20} \approx U_{C22}$) și conduce tranzistorul T_3 , fiind blocat tranzistorul T_4 , deci releul electromagnetic d_1 nu este acționat.

La închiderea contactului b_1 , tensiunea dintre armăturile condensatorului C_1 crește exponențial potrivit relației (3.23). După timpul $t = t_{a1}$ este îndeplinită condiția (3.25) și se obține expresia (3.26) din care rezultă timpul t_{a1} (relația (3.27)):

$$t_{a1} = (R_1 + R_{p1}) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{2 \cdot U_a}{U_a - 2 \cdot U_p}
 \tag{3.78}$$

după care tranzistoarele T_1 și T_2 intră în conducție. Ca și în lucrarea [2], prin U_p s-a notat tensiunea prag a tranzistorului T_1 .

Prin trecerea tranzistorului T_2 în stare de conducție, scade rezistența sa internă între emitor și colector, la valoarea R_{ECC} . Se micșorează rezistența legată în paralel cu condensatorul C_2 de la valoarea R_{CA} (fig. 3.20), la R_{CAe} :

$$R_{CAe} = \frac{R_{CA} \cdot (R_B + R_{ECC})}{R_{CA} + R_B + R_{ECC}} \quad (3.79)$$

Pentru determinarea, în acest caz, a modului de variație al tensiunii dintre armăturile condensatorului C_2 , se folosește schema echivalentă din figura 3, în care se înlocuiește rezistența R_{CA} cu R_{CAe} ($R_{CAe} \ll R_{CA}$). Acum tensiunea u_{C2} scade exponențial de la valoarea U_{C22} la valoarea U_{C23} :

$$U_{C23} = \frac{R_{CAe}}{R_{ABe} + R_{CAe}} \cdot U_a \quad (3.80)$$

potrivit relației:

$$u_{C2} = U_{C23} + (U_{C22} - U_{C23}) \cdot e^{-\frac{t}{R_{CAe} \cdot C_2}} \quad (3.81)$$

Valoarea rezistenței R_B de limitare a curentului de descărcare a condensatorului C_2 prin tranzistorul T_2 , se alege astfel încât:

$$U_{C23} \ll (U_p + \Delta U_{d1}) \quad (3.82)$$

După timpul t_{a2} de la intrarea în conducție a tranzistorului T_2

$$t = t_{a2} \quad (3.83)$$

tensiunea u_{C2} atinge valoarea:

$$u_{C2} = U_p + \Delta U_{d1} \quad (3.84)$$

și T_2 se blochează iar T_1 intră în conducție. În relațiile (3.82) și (3.84) ΔU_{d1} este căderea de tensiune pe rezistența releului electromagnetic pentru situația în care tranzistoarele T_3 și T_4 au stările: T_3 în conducție și T_4 blocat. Această tensiune se calculează cu:

$$\Delta U_{d1} = \frac{R_{d1}}{R_{10} + R_{ECC} + R_{d1}} \cdot U_a \quad (3.85)$$

în care R_{ECC} este rezistența emitor-colector a tranzistorului T_3 în stare de conducție.

Cu formulele (3.81), (3.83) și (3.84) se obține ecuația:

$$U_p + \Delta U_{d1} = U_{C23} + (U_{C22} - U_{C23}) \cdot e^{-\frac{t_{a2}}{R_{CAe} \cdot C_2}} \quad (3.86)$$

din care rezultă:

$$t_{a2} = R_{CAe} \cdot C_2 \cdot \ln \frac{U_{C22} - U_{C23}}{U_p + \Delta U_{d1} - U_{C23}} \quad (3.87)$$

Cu formulele (3.78) și (3.87) se obține timpul de acționare a releului electronic:

$t_a = t_{a1} + t_{a2}$;

$$t_a = (R_1 + R_{p1}) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{2 \cdot U_a}{U_a - 2 \cdot U_p} + R_{CAe} \cdot C_2 \cdot \ln \frac{U_{C22} - U_{C23}}{U_p + \Delta U_{d1} - U_{C23}} \quad (3.88)$$

c3. Determinarea timpului de revenire a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire

Pentru determinarea timpului de revenire a releului electronic de timp, se impune stabilirea valorilor tensiunilor dintre armăturile condensatoarelor C_1 și C_2 , în momentul deschiderii contactului b_1 .

Se precizează că după timpul t_{a1} de la închiderea contactului b_1 , tensiunea u_{c1} se determină cu formula (3.25), așa cum s-a arătat anterior.

După intrarea în conducție a tranzistoarelor T_1 și T_2 , tensiunea u_{c1} continuă să crească exponențial către valoarea U_{c1f} care se determină cu relațiile (3.42) și (3.43). Condensatorul C_1 , practic se consideră încărcat complet după un timp mai mare decât cinci constante de timp T (constantă calculată cu (3.41)).

Tensiunea u_{c2} dintre armăturile condensatorului C_2 , după intrarea tranzistorului T_2 în stare de conducție, scade la valoarea U_{c23} teoretic după timpul $t = \infty$. Practic însă această tensiune se atinge după:

$$t = 5 \cdot R_{CAe} \cdot C_2 \quad (3.89)$$

La deschiderea butonului b_1 , condensatorul C_1 se descarcă prin circuitul format din rezistențele R_3 , R_{BECT1} și R_4 . În continuare, se procedează ca și la releul electronic de timp cu temporizare la acționare, prezentat în paragraful 3.2.1.a și se obține (relația (3.51)):

$$t_{r1} = (R_3 + R_{BECT1} + R_4) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{R_{BECT1} \cdot U_{c2}}{(R_3 + R_{BECT1} + R_4) \cdot U_p} \quad (3.90)$$

După timpul t_{r1} de la deschiderea contactului b_1 , se blochează tranzistoarele T_1 și T_2 și condensatorul C_2 începe să se încarce electric, de la sursa U_a prin rezistențele R_2 - P_2 . Tensiunea dintre armăturile condensatorului C_2 , crește exponențial, către valoarea U_a , potrivit relației:

$$u_{c2} = U_{c23} + (U_a - U_{c23}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_2 + R_{P2}) \cdot C_2}} \right) \quad (3.91)$$

După timpul:

$$t = t_{r2} \quad (3.92)$$

de la blocarea tranzistorului T_3 , tensiunea u_{c2} atinge valoarea:

$$u_{c2} = \Delta U_{d1,4c} + U_p \quad (3.93)$$

$$u_{c2} = \frac{R_{d1}}{R_{ECC} + R_{d1}} \cdot U_a + U_p$$

și se schimbă starea tranzistoarelor T_3 și T_4 și anume T_3 intră în stare de conducție iar T_4 se blochează, și declanșează releul d_1 .

În relațiile (3.93), $\Delta U_{d1,4c}$ este căderea de tensiune pe bobina releului electromagnetic d_1 , când tranzistorul T_4 este în conducție, iar R_{ECC} este rezistența emitor-colector a acestui tranzistor.

Cu formulele (3.91), (3.92) și (3.93) se obține ecuația:

$$\frac{R_{d1}}{R_{ECC} + R_{d1}} \cdot U_a + U_p = U_{c23} + (U_a - U_{c23}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{r2}}{(R_2 + R_{P2}) \cdot C_2}} \right) \quad (3.94)$$

din care, după calcule, rezultă.

$$\tau_{c2} = (R_2 + R_{p2}) \cdot C_2 \cdot \ln \frac{(U_a - U_{c23}) \cdot (R_{BCC} + R_{d1})}{(U_a - U_{c23}) \cdot (R_{BCC} + R_{d1}) - R_{d1} \cdot U_a - (U_p - U_{c23}) \cdot (R_{BCC} + R_{d1})} \quad (3.95)$$

Deci timpul de revenire a releului electronic este:

$$\tau_r = \tau_{c1} + \tau_{c2} \quad (3.96)$$

c4. Concluzii

În 3.2.1.c.2 și 3.2.1.c.3 s-au determinat analitic expresiile de calcul a timpului de acționare (3.88) și a celui de revenire (3.96) ale releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire realizat cu tranzistoare. Acești timpi depind atât de parametrii circuitului electronic de timp cât și de tensiunile U_a , U_p , U_{c23} și U_{c23} . La stabilirea acestor expresii s-a considerat starea inițială a condensatoarelor celor două circuite de temporizare și anume condensatorul C_1 este complet descărcat ($U_{c10} = 0$ V) iar C_2 încărcat, cu tensiunea dintre armături egală cu tensiunea U_{c23} calculată cu formula (3.74).

3.2.2 Conceperea și realizarea unui releeu electronic de timp, cu opt funcții

Releul electronic de timp cu opt funcții [91], [94] analizat în acest paragraf, are structura variabilă. De aceea în 3.2.2.a, se prezintă circuitele logice de bază cu structură variabilă [93]. Acestea se folosesc la realizarea, circuitelor logice cu structură variabilă materializate cu elemente cu comutație statică. Circuitele logice de bază cu structură variabilă sunt folosite și în releul electronic de timp cu opt funcții. Partea electronică a acestui releeu, realizat cu circuite logice integrate, se folosește în dispozitivul electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune cu caracteristică dependentă de curent.

Se precizează că releul electronic de timp cu opt funcții constituie obiectul invenției RO 106044 din 1993 (fig. 3.35), care este prezentată în anexa 4.

a. Circuite logice de bază cu structură variabilă

a.1 Generalități

În continuare se prezintă circuitele logice de bază cu structură variabilă realizate cu integrate SAU-EXCLUSIV, SAU-NU și ȘI-NU. Structura acestor circuite se modifică cu ajutorul unor comutatoare logice bipoziționale în legătură cu circuitele SAU-EXCLUSIV. În funcție de poziția comutatoarelor, cu circuitele propuse se pot realiza funcțiile logice de bază: IDENTITATE, NEGAȚIE, ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU.

Cel mai simplu element logic cu structură variabilă este circuitul SAU-EXCLUSIV (fig. 3.21). El realizează funcția:



$$Y = x_1 \cdot \overline{x_2} \cup \overline{x_1} \cdot x_2 \quad (3.97)$$

Fig. 3.21 Circuitul logic SAU-EXCLUSIV

Se precizează că integratele CDB 486E, din sistemul logic integrat TTL [65], [146] și MMC 4019 din sistemul integrat realizat în tehnologie CMOS [3], conțin un număr de patru circuite SAU-EXCLUSIV. Aceste integrate se folosesc la realizarea circuitelor logice cu structură variabilă.

a.2 Realizarea funcțiilor logice IDENTITATE și NEGATIE

Funcțiile logice IDENTITATE și NEGATIE se realizează cu un circuit logic SAU-EXCLUSIV, la care o singură intrare este activă (spre exemplu x_1 ; $x=x_1$; fig. 3.22) iar cealaltă este de comandă ($x_c=x_2$)

Intrarea de comandă se leagă la comutatorul logic bipozițional "b" cu care se modifică funcțiile elementului SAU-EXCLUSIV. În acest caz, relația (3.97) devine.

$$y = x \cdot \bar{x}_c \cup \bar{x} \cdot x_c \quad (3.98)$$

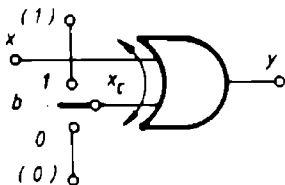


Fig. 3.22 Realizarea funcțiilor logice IDENTITATE și NEGATIE cu circuitul SAU-EXCLUSIV

Când comutatorul "b" se pune pe poziția 0, pe a doua intrare a circuitului logic SAU-EXCLUSIV semnalul are valoare logică 0 ($x_c=0$) și din (3.98) rezultă:

$$y = x \cdot \bar{0} \cup \bar{x} \cdot 0; y = x \quad (3.99)$$

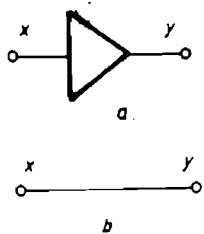


Fig. 3.23 Schemele circuitelor logice care realizează funcția IDENTITATE

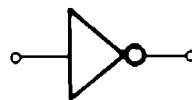


Fig. 3.24 Circuitul logic INVERSOR

deci circuitul realizează funcția logică IDENTITATE (fig. 3.23).

Când comutatorul "b" se pune pe poziția 1, semnalul $x_c=1$. În acest caz relația între y și x este:

$$y = x \cdot \bar{1} \cup \bar{x} \cdot 1; y = \bar{x} \quad (3.100)$$

Acum circuitul SAU-EXCLUSIV realizează funcția logică NEGATIE (fig. 3.24). Deci cu montajul din figura 3.22, pe o conexiune (fig. 3.23 b) a unei instalații de comandă, realizată cu elemente cu comutație statică (circuite integrate) se poate introduce sau nu un circuit logic INVERSOR, după cum comutatorul logic "b" este pus pe pozițiile 1 sau 0.

a.3 Realizarea funcțiilor logice ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU cu circuit format din elementele SAU-EXCLUSIV și ȘI-NU

Funcțiile logice ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU se pot realiza cu circuite logice de bază prezentate în figurile 3.25 și 3.30.

Circuitul logic de bază cu structură variabilă, din figura 3.25, este realizat cu elemente SAU-EXCLUSIV și ȘI-NU.

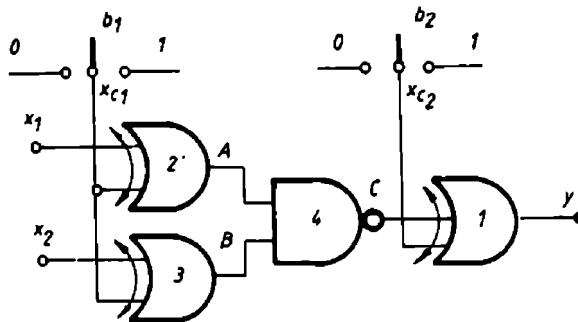


Fig. 3.25 Circuit logic de bază cu structură variabilă, realizat cu elemente SAU-EXCLUSIV și ȘI-NU

Când comutatoarele b_1 și b_2 se pun pe poziția 0 ($x_{c1}=0$, $x_{c2}=0$), circuitele SAU-EXCLUSIV realizează funcția logică IDENTITATE, deci:

$$y = C \quad (3.101)$$

$$A = x_1 \quad (3.102)$$

$$B = x_2 \quad (3.103)$$

Dar

$$C = \bar{A} \cup \bar{B} \quad (3.104)$$

ca urmare:

$$y = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2 \quad (3.105)$$

În acest caz circuitul logic de bază, cu structură variabilă realizează funcția logică ȘI-NU. Schema echivalentă a circuitului este cea din figura 3.26.

Când comutatorul b_1 este pus pe poziția 0 ($x_{c1}=0$) iar b_2 pe poziția 1 ($x_{c2}=1$), circuitele SAU-EXCLUSIV 2 și 3 realizează funcția logică IDENTITATE, iar 1 cea de NEGATIE, deci:

$$y = \bar{C} \quad (3.106)$$



iar semnele A, B și C, sunt exprimate prin relațiile (3.102), (3.103) și (3.104). Schemele logice echivalente ale circuitului logic de bază cu structură variabilă, sunt cele din figura 3.27. Analizând schema din figura 3.27 a rezultă că funcția y și variabilele logice C, A și B sunt date de relațiile (3.106), (3.104), (3.102) și (3.103), deci.

Fig. 3.26 Schema logică echivalentă a circuitului din figura 3.25, pentru $x_{c1}=0$ și $x_{c2}=0$

$$y = \bar{C}; y = \overline{A \cup B}; y = \overline{x_1 \cup x_2}; y = x_1 \cdot x_2 \quad (3.107)$$

În acest caz, circuitul logic de bază cu structură variabilă, din figura 3.25, realizează funcția logică ȘI.

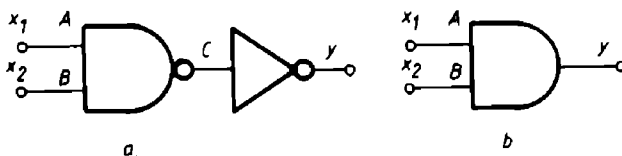


Fig. 3.27 Schemele echivalente ale circuitului logic de bază, cu structură variabilă, din figura 3.25 pentru $x_{c1}=0$ și $x_{c2}=1$

Când comutatorul b_1 este pus pe poziția 1 ($x_{c1}=1$) iar b_2 pe poziția 0 ($x_{c2}=0$), circuitele SAU-EXCLUSIV 2 și 3 realizează funcția NEGATIE iar 1, funcția IDENTITATE. În acest caz, funcția y și variabila C se determină cu (3.101) și (3.104) iar variabilele A și B cu (3.108) și (3.109):

$$A = \overline{x_1} \quad (3.108)$$

$$B = \overline{x_2} \quad (3.109)$$

deci:

$$y = C; y = \overline{A \cup B}; y = \overline{\overline{x_1} \cup \overline{x_2}}; y = x_1 \cup x_2 \quad (3.110)$$

Circuitul logic de bază realizează funcția logică SAU și are, în acest caz, schemele echivalente din figura 3.28.

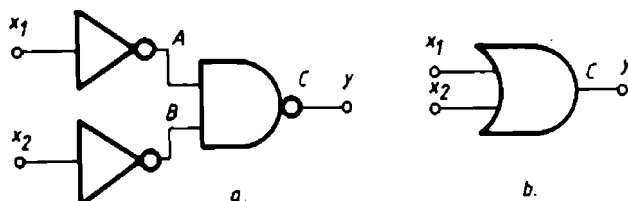


Fig. 3.28 Schemele echivalente ale circuitului logic de bază, cu structură variabilă, din fig. 3.25 pentru $x_{c1}=1$ și $x_{c2}=0$

Când comutatoarele b_1 și b_2 se pun pe poziția 1 ($x_{c1}=1$, $x_{c2}=1$), circuitele SAU-EXCLUSIV 1, 2 și 3 lucrează ca inversoare. Semnalele circuitului logic de bază cu structură variabilă sunt date de relațiile (3.106), (3.104), (3.108) și (3.109), deci:

$$y = \bar{C}; y = \overline{\bar{A} \cup \bar{B}}; y = \overline{\overline{x_1} \cup \overline{x_2}}; y = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \quad (3.111)$$

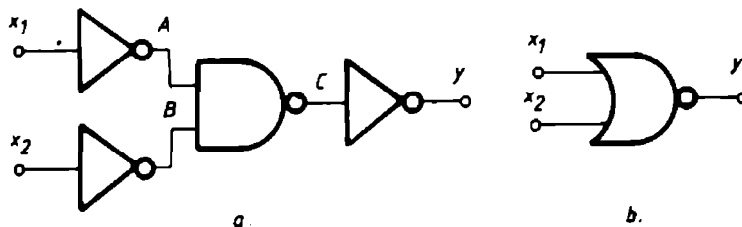


Fig. 3.29 Schemele logice echivalente ale circuitului logic de bază cu structură variabilă, din fig. 3.25 pentru $x_{c1}=1$ și $x_{c2}=1$

Schemele logice echivalente, ale circuitului logic de bază, cu structură variabilă, sunt cele din figura 3.29. Acum, circuitul din figura 3.25, realizează funcția logică SAU-NU

a 4 Realizarea funcțiilor logice ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU, cu circuit format din elementele SAU-EXCLUSIV și SAU-NU

Forma a doua a circuitului logic de bază cu structură variabilă este cea din figura 3.30. Când comutatoarele logice b_1 și b_2 se pun pe poziția 0 ($x_{c1}=0$ și $x_{c2}=0$), semnalele y , A și B sunt date de relațiile (3.101), (3.102) și (3.103).

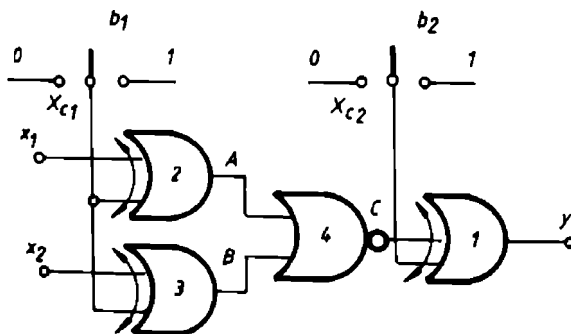


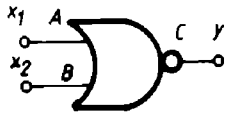
Fig. 3.30 Circuit logic de bază cu structură variabilă, realizat cu elemente SAU-EXCLUSIV și SAU-NU

În această variantă constructivă elementul 4 este un circuit logic SAU-NU, deci:

$$C = \bar{A} \cdot \bar{B} \quad (3.112)$$

Cu aceste relații, rezultă:

$$y = C; y = \bar{A} \cdot \bar{B}; y = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \quad (3.113)$$



Acum schema logică echivalentă a circuitului logic de bază cu structură variabilă, este cea din figura 3.31.

Circuitul din figura 3.30 realizează funcția logică SAU-NU.

Când comutatoarele logice b_1 și b_2 se pun pe pozițiile 0 ($x_{c1}=0$), respectiv 1 ($x_{c2}=1$), semnalele y ,

Fig. 3.31 Schema logică echivalentă a circuitului din figura 3.30 pentru $x_{c1}=0$ și $x_{c2}=0$

A și B sunt date de relațiile (3.106), (3.102) și (3.103). În acest caz rezultă:

$$y = \bar{C}; y = \overline{A \cdot B}; y = \overline{x_1 \cdot x_2}; y = x_1 \cup x_2 \quad (3.114)$$

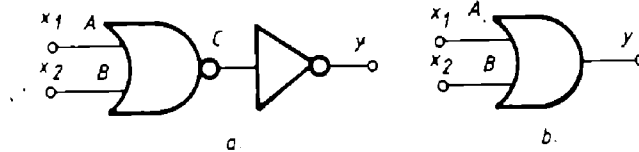


Fig. 3.32 Schemele logice echivalente ale circuitului din figura 3.30 pentru $x_{c1}=0$ și $x_{c2}=1$

Circuitul logic de bază cu structură variabilă, realizează funcția logică SAU iar schema echivalentă este cea din figura 3.32.

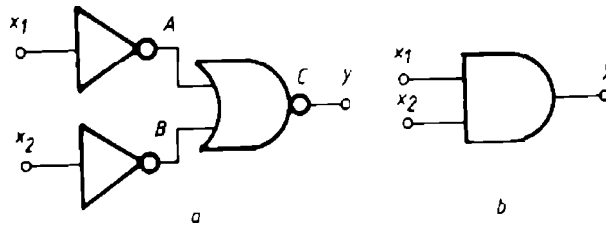


Fig. 3.33 Schemele logice echivalente ale circuitului din figura 3.30 pentru $x_{c1}=1$ și $x_{c2}=0$

Când comutatoarele b_1 și b_2 se pun pe pozițiile 1 ($x_{c1}=1$), respectiv 0 ($x_{c2}=0$), schemele logice echivalente sunt cele din figura 3.33. Semnalele y , A și B , în acest caz, sunt date de relațiile (3.101), (3.108) și (3.109).

Relația dintre mărimea de ieșire y și cele de intrare x_1 și x_2 se determină, după cum urmează:

$$y = C; y = \bar{A} \cdot \bar{B}; y = \overline{x_1 \cdot x_2}; y = x_1 \cdot x_2 \quad (3.115)$$

deci circuitul logic de bază cu structură variabilă din figura 3.30, realizează funcția logică ȘI.

Pentru ultima combinație de valori a variabilelor de comandă și anume $x_{c1}=1$ și $x_{c2}=1$ (comutatoarele b_1 și b_2 puse pe poziția 1), schemele logice echivalente ale circuitului logic de bază cu structură variabilă din figura 3.30, sunt cele din figura 3.34. Semnalele logice y , A și B sunt date de relațiile (3.106), (3.108) și (3.109).

Dependența dintre mărimea de ieșire y și mărimile de intrare x_1 și x_2 , rezultă după cum urmează:

$$y = \bar{C}; y = \overline{\bar{A} \cdot \bar{B}}; y = \overline{x_1 \cdot x_2}; y = \overline{x_1} \cup \overline{x_2} \quad (3.116)$$

deci circuitul din figura 3.30, acum realizează funcția logică ȘI-NU.

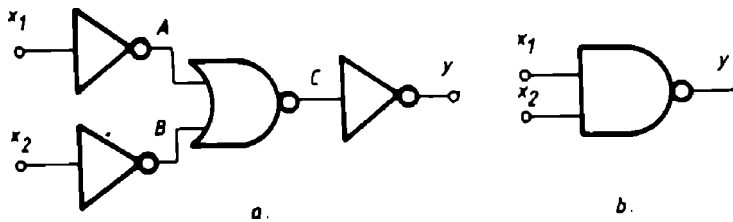


Fig. 3.34 Schemele logice echivalente ale circuitului din figura 3.30 pentru $x_{c1}=1$ și $x_{c2}=1$

a 5 Concluzii

Funcțiile logice IDENTITATE și NEGAȚIE se realizează cu un singur circuit SAU-EXCLUSIV, la care o intrare este activă, iar a doua se folosește pentru comanda schimbării funcției (fig 3.22)

Funcțiile logice ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU de două variabile se pot materializa cu două circuite logice de bază cu structură variabilă, unul realizat cu circuite SAU-EXCLUSIV și ȘI-NU (fig. 3.25) iar al doilea, cu circuite SAU-EXCLUSIV și SAU-NU (fig. 3.30). Fiecare circuit logic de bază cu structură variabilă, realizează cele patru funcții (ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU). Pentru schimbarea funcțiilor se folosesc semnalele de comandă x_{c1} și x_{c2} .

Numărul de funcții pe care le pot realiza circuitele logice de bază cu structură variabilă se determină cu:

$$n_f = 2^n \quad (3.117)$$

unde n_c este numărul semnalelor de comandă. Pentru circuitele logice de bază, cu structura variabilă din figurile 3.25 și 3.30, $n_c=2$ deci $n_f=4$ (ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU).

Funcțiile pe care le realizează cele două circuite logice de bază cu structură variabilă, dependente de combinația valorilor logice ale semnalelor de comandă, sunt date în tabelul 3.1

Tabelul 3.1

Funcțiile realizate de circuite logice de bază cu structură variabilă, din figurile 3.25 și 3.30

Numărul funcției	Valorile logice ale semnalelor de comandă		Funcția logică realizată de circuitul logic de bază cu structură variabilă, din figura 3.25	Funcția logică realizată de circuitul logic de bază cu structură variabilă, din figura 3.30
	x_{c1}	x_{c2}		
1	0	0	ȘI-NU	SAU-NU
2	0	1	ȘI	SAU
3	1	0	SAU	ȘI
4	1	1	SAU-NU	ȘI-NU

Deci atunci când, pentru o anumită combinație de valori ale semnalelor de comandă x_{c1} și x_{c2} , un circuit realizează funcția ȘI-NU, al doilea realizează SAU-NU și invers. La fel sunt realizate și funcțiile ȘI și SAU.

Pentru materializarea funcțiilor logice de bază care depind, în cazul general, de un număr "n" variabile, pe intrările circuitelor logice de bază cu structură variabilă se pun "n" elemente SAU-EXCLUSIV, iar circuitele ȘI-NU (fig. 3.25) respectiv SAU-NU (fig. 3.26) vor fi cu "n" intrări. Evident, și în acest caz se păstrează numărul semnalelor de comandă.

Pe baza celor prezentate în lucrare a fost posibilă realizarea releului electronic de timp cu structură variabilă, multifuncțional [91], [94].

b. Releu electronic de timp cu opt funcții, realizat cu circuite logice integrate

b1. Generalități

Releul electronic de timp [91], prezentat în continuare, se poate folosi în instalațiile clasice de comandă automată, în cele cu comutație statică, etc. Circuitul electronic al releului de timp cu structură variabilă se utilizează în protecțiile motoarelor asincrone trifazate, cu caracteristică dependentă de curent, prezentată în capitolul 4.

Funcția de timp a releului se realizează cu un dispozitiv electronic de temporizare [3], [86], format dintr-un circuit R-C prevăzut cu diode de selectare a circuitelor de încărcare și de descărcare a condensatorului și un senzor trigger-Schmitt de praguri de tensiune.

Pentru modificarea funcțiilor, releul electronic de timp este prevăzut cu circuite logice SAU-EXCLUSIV comandate cu comutatoare bipozionale [93].

Înșirarea releului electronic de timp comandă, printr-un amplificator logic, un releu electromagnetic (element de execuție) utilizat pentru adaptarea în instalațiile clasice de comandă automată

În funcție de poziția comutatoarelor bipoziționale, releul electronic de timp realizează, la primirea comenzii, următoarele funcții de bază:

- întârzie un timp impus, atragerea armăturii mobile a releului electromagnetic (releu de timp cu temporizare la acționare);
- întârzie un anumit timp eliberarea armăturii mobile (releu de timp foto);
- menține în stare atrasă armătura mobilă pe durata comenzii și un timp impus de parametrii circuitului R-C, la dispariția semnalului de comandă (releu de timp cu temporizare la revenire-varianta I);
- menține în stare atrasă, un anumit timp, armătura mobilă a releului electromagnetic, la dispariția semnalului de comandă (releu de timp cu temporizare la revenire-varianta II).

Fiecarei funcții de bază îi corespunde o funcțiune complementară, deci releul electronic conceput asigură realizarea unui număr de opt funcții de timp.

b2. Circuitul de timp al releului electronic

Releul electronic de timp cu opt funcții are schema de principiu data în fig.3.35.

Temporizarea releului electronic se realizează cu circuitul R₁ - C₁, diodele D₁ și D₂ de selecție a circuitelor de încărcare și descărcare a condensatorului C₁ și cu triggerul-Schmitt 1. Când semnalul a are valoarea logică 1, conduce dioda D₁ și condensatorul se încarcă rapid de la sursa U_a, prin rezistența de ieșire R_{e1} a circuitului SAU-EXCLUSIV 2. Constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului, dacă se neglijează rezistența interioară a diodei D₁ în stare de conducție, este:

$$T_1 = R_{e1} \cdot C_1 \quad (3.118)$$

Tensiunea dintre armăturile condensatorului C₁ crește exponențial către valoarea U_a:

$$u_c = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{e1} \cdot C_1}} \right) \quad (3.119)$$

și după un timp $t \approx 5T_1$, condensatorul se consideră încărcat ($u_c \approx U_a$).

Pe durata încărcării condensatorului C₁, în intervalul de timp corespunzător creșterii tensunii u_c de la 0 la valoarea U_{ps} (tensiune prag superior a circuitului trigger-Schmitt) semnalul d, de la intrarea circuitului 1, este perceput de acesta, cu valoarea logică 0. Deci în acest interval de timp semnalul e = 1. Când u_c > U_{ps}, semnalele d și e au valori logice 1, respectiv 0. Timpul t_c, de creștere a tensunii până la valoarea U_{ps}, se obține din ecuația:

$$U_{ps} = U_a \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_c}{R_{e1} \cdot C_1}} \right) \quad (3.120)$$

deci

$$t_c = R_{e1} \cdot C_1 \cdot \ln \frac{U_a}{U_a - U_{ps}} \quad (3.121)$$

În relațiile (3.118) și (3.121), R_{e1} este rezistența de ieșire a circuitului SAU-EXCLUSIV 2, când semnalul a = 1. Pentru circuitele integrate TTL, R_{e1} = 130Ω iar

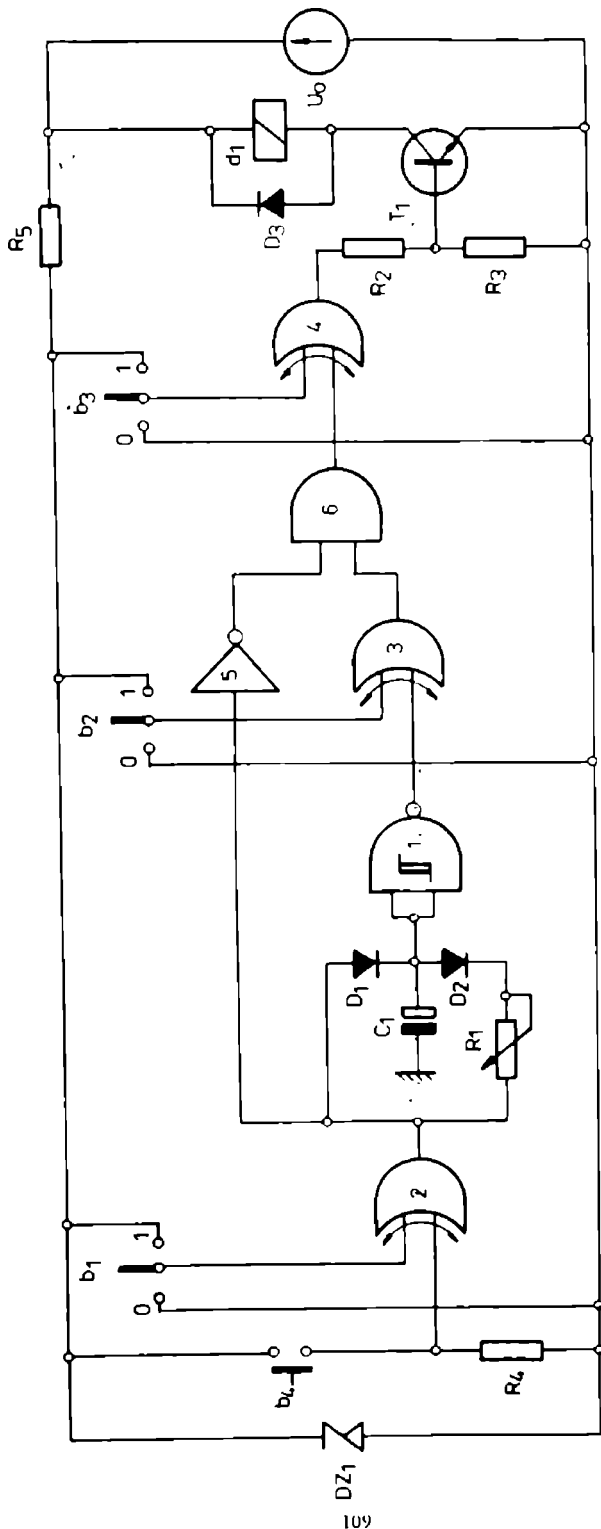


Fig 3 35 Schema de principiu a releului electronic de timp cu structură variabilă, realizat cu circuite integrate logice

pentru cele realizate în tehnologie CMOS, $R_{e1} \approx 0\Omega$. Cum această rezistență are valoarea foarte mică $T_1 \rightarrow 0$ și $t_c \rightarrow 0$, deci practic se consideră că atunci când $a=1$ și $d=1$

Când condensatorul C_1 este încărcat și semnalul logic a trece de la valoarea 1 la valoarea 0, semnalul d este perceput de triggerul-Schmitt 1 ca valoare logică 1 un timp t_a , în care tensiunea dintre armăturile condensatorului scade de la valoarea U_a la valoarea U_p (tensiune prag inferior a circuitului trigger-Schmitt). Acum tensiunea u_c scade exponențial

$$u_c = U_a \cdot e^{-\frac{t}{(R_1 + R_{e0})C_1}} \quad (3.122)$$

Timpul t_a se determină din ecuația

$$U_p = U_a \cdot e^{-\frac{t_a}{(R_1 + R_{e0})C_1}} \quad (3.123)$$

deci

$$t_a = (R_1 + R_{e0}) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{U_a}{U_p} \quad (3.124)$$

Dar $R_{e0} \approx 0$ (R_{e0} este rezistența de ieșire a circuitului 2, când $a=0$), deci:

$$t_a = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln \frac{U_a}{U_p} \quad (3.125)$$

În relațiile (3.119), (3.125), dacă releul electronic are diodă zener, $U_a=U_z$.

b3. Funcțiile releului electronic de timp

Modificarea funcțiilor releului electronic de timp se face cu comutatoarele bipoziționale b_1 , b_2 și b_3 , care sunt în legătură cu circuitele SAU-EXCLUSIV 2, 3 și 4. Numărul de funcții ale releului se determină cu (3.117).

După comutatoare se obțin semnalele x_1 , x_2 și x_3 de comandă a schimbării funcțiilor SAU-EXCLUSIV. Acestea realizează funcția de NEGATIE, când semnalele de comandă au valori logice 1 și de ECHIVALENȚĂ, pentru valori logice 0.

Pentru toate combinațiile de valori ale semnalelor de comandă x_1 , x_2 și x_3 , schemele logice echivalente care se obțin, variațiile semnalelor de intrare (x) și de ieșire (y) și simbolurile propuse pentru reprezentarea acestora în schemele bloc, sunt date în tabelele 3.2.a și 3.2.b. Se precizează că simbolurile propuse pentru schemele bloc corespunzătoare schemelor logice echivalente, respectă prescripțiile STAS 1590/71 și normativele pentru simbolizarea circuitelor logice.

Dintre cele opt variante de scheme logice echivalente în instalațiile de comandă automată se folosesc, în general, numai trei variante (cele corespunzătoare pozițiilor 2, 5 și 7 din tabelele 3.2.a și 3.2.b). Aceste variante sunt prezentate în lucrarea [91].

Dacă comutatoarele bipoziționale b_1 , b_2 și b_3 se trec pe pozițiile 1, 0 și 0, semnalele de comandă x_1 , x_2 și x_3 au valorile logice 1, 0 și 0 și schema logică echivalentă este cea corespunzătoare releului de timp cu temporizare la acționare, dată în tabelul 3.3 la poziția 5. Când butonul b_4 nu este acționat, semnalele logice au următoarele valori: $x=0$, $a=1$, $b=0$, deci $y=0$. Condensatorul C_1 se încarcă rapid și $d=1$, iar $e=0$. După un timp, spre exemplu t_0 , este acționat b_4 (acesta rămâne acționat un timp t_1). Acum $x=1$, $a=0$ și $b=1$. Deoarece semnalul

Tabelul 3.2.6

Numărul funcției	Valorile semnalelor		Schemele logice echivalente ca - realizatoare ale semnalelor de comandă X_1, X_2 și X_3	Variația semnalelor de intrare și ieșire	Schema bloc	Funcția realizată
	X_1	X_2				
5	1	0	0			<p>Releu electronic de timp cu temporizare la acți- onare</p>
6	1	0	1			<p>Funcție complementară temporizării la acționare</p>
7	1	1	0			<p>Releu electronic de timp față</p>
8	1	1	1			<p>Funcție complementară releului electronic de timp față</p>

$e=0$ un timp t_a , în care tensiunea u_c scade de la valoarea U_a la U_p , în acest interval de timp, care se determină cu formula (3.125), $d=1$ și $y=0$, deci releul d_1 nu este acționat. După timpul t_a de la acționarea butonului b_4 , $d=0$, deci $e=1$, $y=1$ și releul d_1 acționează. La deschiderea contactului b_4 , $x=0$, $a=1$, $b=0$ și $y=0$. Releul declanșează și funcționarea se repetă. În acest caz

$$t_y = t_x - t_a \quad (3.126)$$

În același fel se poate explica funcționarea releului electronic de timp și pentru celelalte combinații de valori ale semnalelor de comandă x_1 , x_2 și x_3 .

b4 Concluzii

Releul electronic de timp prezentat în lucrare realizează opt funcții dintre care patru sunt de bază și patru complementare

Structura acestui releu electronic poate să fie modificată atât înainte de punerea în funcție a instalației în care lucrează, cât și în timpul funcționării acesteia. În ultimul caz, schimbarea funcției releului este posibilă prin modificarea automată a valorilor semnalelor de comandă x_1 , x_2 și x_3

Schema releului electronic de timp se poate modifica simplu, în vederea realizării numai a celor patru funcții de bază

3.2.3. Releu electronic de timp cu patru funcții, realizat cu circuite logice integrate

Releul electronic, cu patru funcții de timp [5], realizează numai funcțiile de bază, enumerate în 3.2.2.b.1. În acest scop se folosesc două comutatoare bipoziționale

Structura acestui releu derivă din cea a releului electronic de timp cu opt funcții

a. Decodificatorul releului electronic de timp, cu patru funcții, realizat cu circuite logice integrate [99]

Trecerea de la releul electronic de timp cu opt funcții, la cel cu patru funcții, se face cu ajutorul unui circuit logic decodificator a cărui structură se determină în continuare. În acest scop se utilizează tabelele 3.2.a și 3.2.b din care interesează numai combinațiile de valori ale semnalelor x_1 , x_2 și x_3 , obținute după comutatoarele bipoziționale b_1 , b_2 și b_3 (figura 3.35), care realizează funcțiile de timp principale și anume

- cea corespunzătoare releului de timp de tip foto (poziția 7 din tabele pentru care $x_1=1$, $x_2=1$ și $x_3=1$) - funcția 1.
- releu de timp cu temporizare la acționare (poziția 5, $x_1=1$, $x_2=0$ și $x_3=0$) - funcția 2.
- releu de timp cu temporizare la revenire, varianta I (poziția 2, $x_1=0$, $x_2=0$ și $x_3=1$) - funcția 3
- releu de timp cu temporizare la revenire, varianta II (poziția 3, $x_1=0$, $x_2=1$ și $x_3=0$) - funcția 4

Pentru realizarea acestor funcții se folosesc numai două comutatoare bipoziționale ($n_c=2$ deci $n_r=4$, potrivit relației (3.117)). După aceste comutatoare se obțin semnalele de comandă x_{c1} și x_{c2} . Relațiile logice dintre grupele de semnale x_1 ,

$$x_2, x_3, x_{c1} \text{ și } x_{c2} \quad x_1=f_1(x_{c1}, x_{c2}), \quad x_2=f_2(x_{c1}, x_{c2}), \quad x_3=f_3(x_{c1}, x_{c2}) \quad (3.127)$$

se determină din diagrama de funcționare a decodificatorului (tabelul 3.3). Pentru aceasta se impun următoarele condiții: funcția 1 să fie realizată pentru combinația de valori $x_{c1}=0$ și $x_{c2}=0$, funcția 2 - pentru $x_{c1}=0$ și $x_{c2}=1$, funcția 3 - pentru $x_{c1}=1$ și $x_{c2}=0$ iar funcția 4 - pentru $x_{c1}=1$ și $x_{c2}=1$. Corespondența dintre combinațiile de valori ale variabilelor x_1, x_2, x_3 de la ieșire și x_{c1}, x_{c2} de la intrarea în decodificator, sunt date în tabelul 3.3, din care rezultă, prin prelucrări logice [88], [113] funcțiile (3.127) după cum urmează

$$x_1 = \overline{x_{c1}} \cdot \overline{x_{c2}} \cup \overline{x_{c1}} \cdot x_{c2}; \quad x_1 = \overline{x_{c1}} \quad (3.128)$$

$$x_2 = \overline{x_{c1}} \cdot x_{c2} \cup x_{c1} \cdot \overline{x_{c2}} \quad (3.129)$$

$$x_3 = x_{c1} \cdot x_{c2} \quad (3.130)$$

Tabelul 3.3

Diagrama de funcționare a decodificatorului releei electronice de timp cu patru funcții

Funcția releului electronic de timp	Poziția din tabelele 3.2a și 3.2.b	Variabile de comandă				
		de intrare		de ieșire		
		x_{c1}	x_{c2}	x_1	x_2	x_3
De tip foto	7	0	0	1	1	0
Cu temporizare la acționare	5	0	1	1	0	0
Cu temporizare la revenire varianta I	2	1	0	0	0	1
Cu temporizare la revenire varianta II	3	1	1	0	1	0

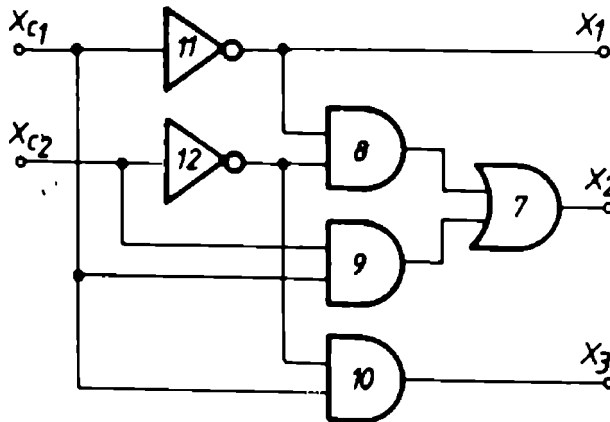


Fig 3.36 Decodificatorul releului electronic de timp, cu patru funcții, realizat cu circuite logice

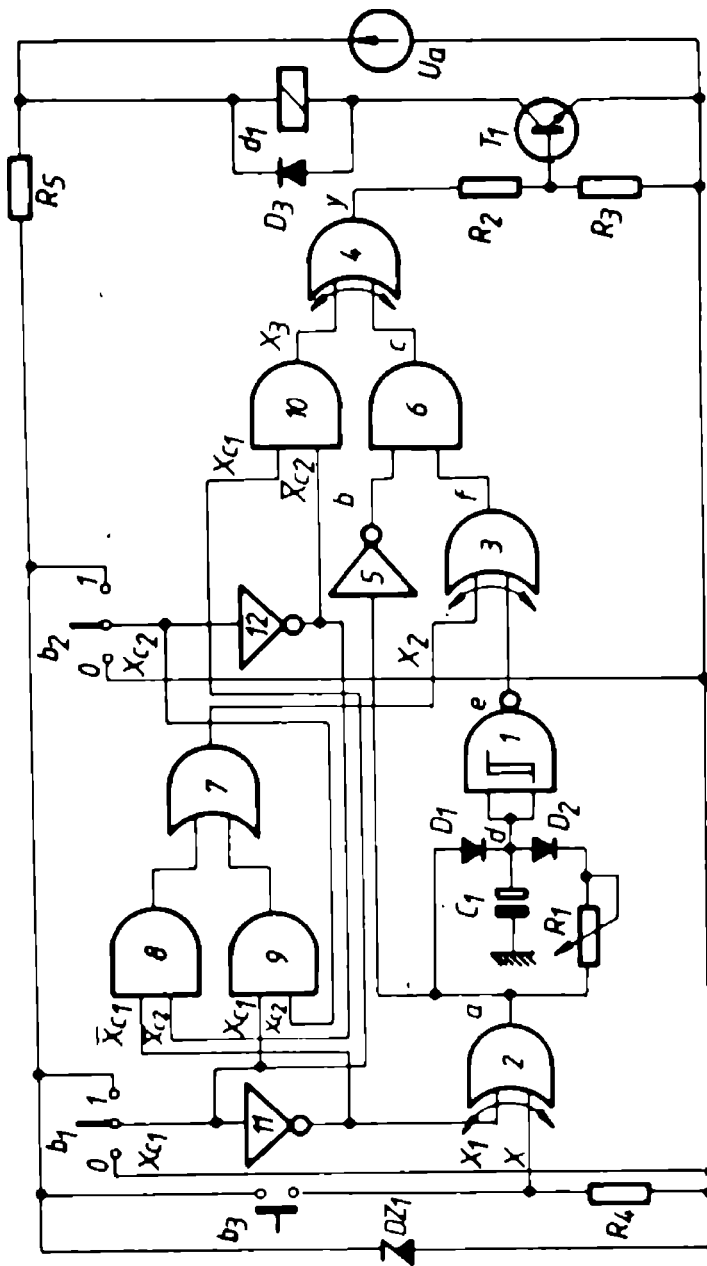


Fig. 3.37 Releu electronic de timp cu patru funcții, realizat cu circuite logice integrate

Cu funcțiile logice (3 128), (3 129) și (3 130), se obține schema decodificatorului (figura 3 36). Funcționarea decodificatorului este conformă tabelului 3 3.

Cu schemele releului electronic de timp cu opt funcții (figura 3 35) și a decodificatorului (figura 3 36), se obține configurația releului electronic de timp cu patru funcții (figura 3 37).

b. Funcțiile releului electronic de timp

Așa cum s-a arătat mai înainte, funcțiile releului electronic de timp se modifică cu comutatoarele bipoziționale b_1 și b_2 , care determină schimbarea valorilor logice ale semnalelor de comandă x_{c1} și x_{c2} . Pentru toate combinațiile de valori ale acestor semnale, schemele logice echivalente care se obțin, variațiile semnalelor de intrare (x) și de ieșire (y) și simbolurile propuse pentru reprezentarea acestor circuite, în instalațiile în care lucrează, sunt prezentate în tabelele 3.2.a și 3.2.b la pozițiile 7, 5, 2 și 3.

Tempul de lucru al releului electronic, se determină tot cu formula (3.125), cu observația că prin utilizarea unei diode zener $U_z=U_z$.

c. Concluzii

Releului electronic de timp, cu patru funcții, realizat cu circuite integrate, i se poate schimba structura comod, cu ajutorul semnalelor de comandă x_{c1} și x_{c2} . Schimbarea funcțiilor se poate face înainte de alimentare cu tensiune a instalației de comandă, în care aceste circuite lucrează, sau chiar în timpul funcționării, când semnalele x_{c1} și x_{c2} sunt transmise de instalația deservită. În ultimul caz, configurația circuitului electronic de timp se modifică automat. Cu acest releu se realizează numai funcțiile de bază.

3.2.4. Releu electronic de timp, cu temporizare la acționare sau la revenire, realizat cu circuite integrate [100]

Cu acest releu se realizează numai funcțiile de temporizare la acționare sau la revenire. Schimbarea funcțiilor releului, se face cu un comutator bipozițional.

Schema releului electronic cu temporizare sau la revenire derivă tot din cea a releului de timp cu opt funcții (fig. 3 35).

a. Decodificatorul releului electronic de timp cu temporizare la acționare sau revenire

Trecerea de la configurația releului electronic de timp cu opt funcții, la cea a releului electronic de timp cu temporizarea la acționare sau revenire, se face cu un circuit logic decodificator, a cărui schemă se determină în continuare. Pentru determinarea acestei scheme din tabele 3.2.a și 3.2.b, în care sunt prezentate, sintetic cele opt funcții ale releului electronic de timp cu structură variabilă [91], [94] se aleg numai pozițiile 5 ($x_1=1$, $x_2=0$ și $x_3=0$) și 2 ($x_1=0$, $x_2=0$ și $x_3=1$) corespunzătoare funcțiilor de temporizare la acționare respectiv, de temporizare la revenire.

Pentru realizarea celor două funcții, frecvent folosite în aplicațiile industriale, se impune folosirea unui comutator (b_1) bipozițional, după care se obține semnalul x_c de comandă ($x_c=0$ când comutatorul b este pe poziția 0 și $x_c=1$, când b este pe poziția 1).

Mărimea de intrare în decodificator este semnalul x_c , iar cele de ieșire, semnalele x_1 , x_2 și x_3 . Configurația decodicatorului se obține din funcțiile

$$x_1 = f_1(x_c); \quad x_2 = f_2(x_c); \quad x_3 = f_3(x_c) \quad (3.131)$$

ale căror formă rezultă din diagrama de funcționare a sa (tabelul 3.4). Pentru aceasta se impune realizarea funcției de la poziția 5 din tabelul 3.2.b (temporizarea la acționare) când comutatorul b_1 este pe poziția 0 ($x_c=0$) și realizarea funcției de temporizare la revenire (poziția 2 din tabelul 3.2.a), când b_1 se trece pe poziția 1. Acum se poate construi diagrama de funcționare a decodicatorului (tabelul 3.4).

Tabelul 3.4

Diagrama de funcționare a decodicatorului releului electronic de timp cu temporizare la acționare sau la revenire

Funcția releului electronic de timp	Poziția din tabellele 3.2.a și 3.2.b	Variabile de comandă			
		de intrare		de ieșire	
		x_c	x_1	x_2	x_3
Temporizare la acționare	5	0	1	0	0
Temporizare la revenire	2	1	0	0	1

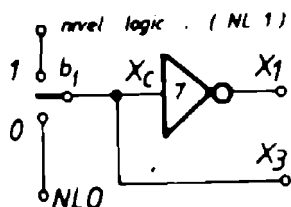
Din tabelul 3.4 se obțin funcțiile logice corespunzătoare decodicatorului [88],

[113]:

$$x_1 = \overline{x_c} \quad (3.132)$$

$$x_2 = 0 \quad (3.133)$$

$$x_3 = x_c \quad (3.134)$$



Cu funcțiile (3.132) și (3.134) rezultă structura decodicatorului, care este dată în figura 3.38. Din tabel rezultă că decodicatorul nu are mărimea de ieșire x_2 ($x_2=0$)

Fig. 3.38 Schema decodicatorului releului electronic de timp cu temporizare la acționare sau la revenire

b. Determinarea configurației releului electronic de timp cu temporizare la acționare sau la revenire

Pentru stabilirea configurației releului electronic de timp cu temporizare la acționare sau la revenire, se combină schemele releului electronic de timp cu opt funcții (fig. 3.35) și a decodicatorului (fig. 3.38). Se ține seama că, în acest caz,

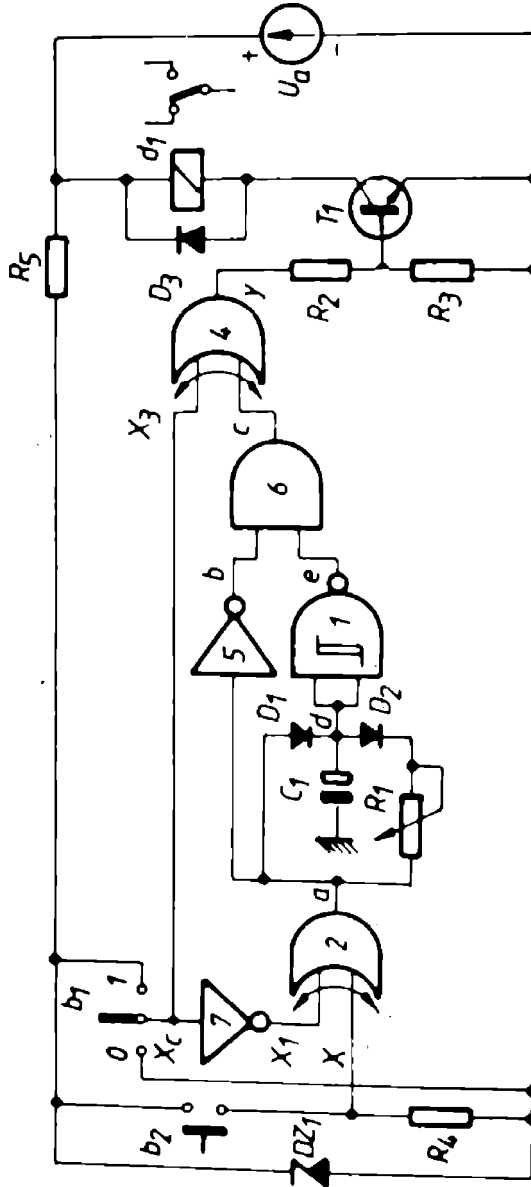


Fig. 3.39 Releu electronic de timp cu temporizare la acționare sau la revenire, realizat cu circuite logice integrate

$n_c=1$ (din relația (3.117)), iar $n_f=2$, deci pentru modificarea funcțiilor se va utiliza un singur comutator (b_1 din figura 3.38).

Din tabelul 3.4, rezultă că la ieșirea decodificatorului, în permanență semnalul $x_2=0$, deci circuitul logic SAU-EXCLUSIV 3, din figura 3.35 realizează numai funcția IDENTITATE, de aceea el nu mai apare în schema releului electronic de timp cu două funcții

Cu aceste observații, de la schema din figura 3.35, se trece la cea din figura 3.39.

c. Funcțiile releului de timp

Când comutatorul b_1 (fig. 3.39) se pune pe poziția 0, $x_c=0$, $x_1=1$ și $x_3=0$. Acum circuitele logice SAU-EXCLUSIV 2 și 4 realizează funcțiile NEGAȚIE, respectiv IDENTITATE, iar releul are schema echivalentă din tabelul 3.2 b, poziția 5. Releul electronic îndeplinește funcția de temporizare la acționare și timpul de lucru se determină cu (3.125). Dependenta dintre duratele semnalelor de ieșire și de intrare este dată de relația (3.126)

Când comutatorul b_1 se pune pe poziția 1, $x_c=1$, deci $x_1=0$ și $x_3=1$. Acum circuitele SAU-EXCLUSIV 2, 4 realizează funcțiile IDENTITATE, respectiv NEGAȚIE, iar releul electronic are funcția de temporizare la revenire (poziția 2 din tabelul 3.2.a). Timpul de lucru t_r al releului se determină tot cu (3.125) în care $t_x=t_a$. Acum relația dintre duratele semnalelor de ieșire și de intrare este:

$$t_y = t_x + t_r \quad (3.135)$$

d. Concluzii

Releul realizează funcțiile de timp frecvent utilizate în practică și anume temporizarea la acționare și temporizarea la revenire. Funcțiile releului pot să fie impuse cu comutatorul b_1 , înainte de punerea în funcție a instalației în care lucrează, sau în timpul funcționării, cu semnalul de comandă x_c transmis de sistemul automat logic din care face parte circuitul electronic de timp.

În relația (3.125) de calcul a timpilor de lucru t_a și t_r ai releului electronic, $U_a=U_r$ în cazul când partea cu circuite integrate a releului se alimentează de la dioda DZ_1 (fig. 3.39).

3.2.5 Conceperea și realizarea unui releu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire, cu circuite logice integrate [86], [87]

a. Generalități

Releul electronic de timp, analizat în acest paragraf, realizează funcția de temporizare la acționare și revenire. În acest scop releul electronic este prevăzut cu două dispozitive de temporizare: unul care realizează temporizarea t_a la acționare, iar celălalt temporizarea t_r la revenire. Când se impune $t_x=0$, releul electronic realizează funcția de temporizare la acționare, iar pentru $t_a=0$, lucrează ca și un releu cu temporizare la revenire. În acest fel, releul electronic, analizat în continuare, realizează trei funcții de timp frecvent utilizate în practică și anume: temporizarea la acționare, la revenire și temporizarea la acționare și revenire.

Releul electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire (figurile 3.40 și 3.41a) este compus dintr-un dispozitiv electronic de temporizare la acționare DTA [3], un dispozitiv electronic de temporizare la revenire DTR [3], un dispozitiv logic secvențial DLS, un amplificator logic AL (R_3 , R_4 și T_1), un element de execuție EE

(releul electromagnetic d_1), o sursă de tensiune stabilizată U_{a1} , pentru alimentarea circuitelor integrate și o sursă de tensiune continuă, de putere, U_{a2} , pentru alimentarea AL și EE. CI este un circuit logic INVERSOR (circuitul 9).

DTA, este format din INVERSORUL 1, potențiometrul R_1 , diodele D_1 și D_2 , condensatorul C_1 și circuitul ȘI-NU trigger Schmitt 2.

DTR este realizat cu INVERSORUL 3, potențiometrul R_2 , diodele D_3 și D_4 și circuitul ȘI-NU trigger Schmitt 4.

DLS cuprinde circuitele ȘI-NU 5, 6 și 7 și INVERSORUL 8.

Contactul normal deschis 11 este exterior releului electronic de timp. El face parte din circuitul de comandă automată deservit de releul electronic de timp.

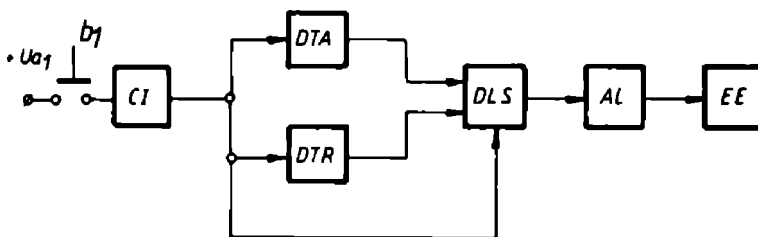


Fig. 3.40 Schema bloc a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire, realizat cu circuite logice integrate CMOS

Prin rezistorul R_5 se asigură valoarea logică "0" a semnalului x de la intrarea releului de timp când contactul b_1 este deschis.

Partea electronică a releului de timp, realizată cu circuite logice integrate, pentru care s-a propus schema bloc din figura 3.41.c, constituie un circuit electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire. Acest circuit se poate folosi în instalațiile de comandă cu comutație statică realizată cu circuite logice integrate.

b. Determinarea timpilor de lucru ai releului electronic

În starea inițială contactul b_1 este deschis. Pe intrarea inversorului 9 și pe prima intrare a circuitului 2, semnalul x are valoarea logică "0". Pe intrările dispozitivelor DTA și DTR și pe intrarea a doua a circuitului 5, semnalul c are valoare logică "1" deci la intrarea în AL semnalul y are valoare logică "0" și bobina releului electromagnetic d_1 nu este alimentată cu tensiune.

La închiderea contactului b_1 , $x=1$, se schimbă starea circuitelor 9, 1, 3 și 5; se schimbă și valorile semnalelor c , d și e ($c=0$, $d=1$, $e=1$). Condensatorul C_1 se încarcă de la sursa U_{a1} prin INVERSORUL 1, potențiometrul R_1 și dioda D_1 . Tensiunea dintre armătură condensatorului crește exponențial:

$$u_{c1} = U_{a1} \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{(R_1 + R_2) C_1}} \right] \quad (3.136)$$

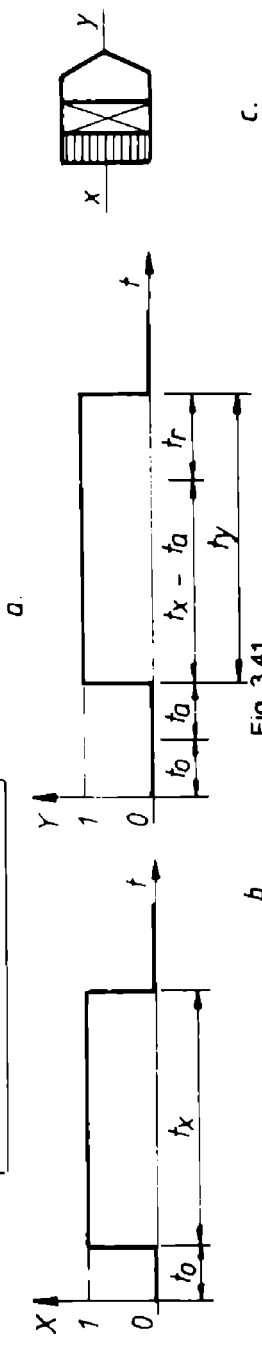
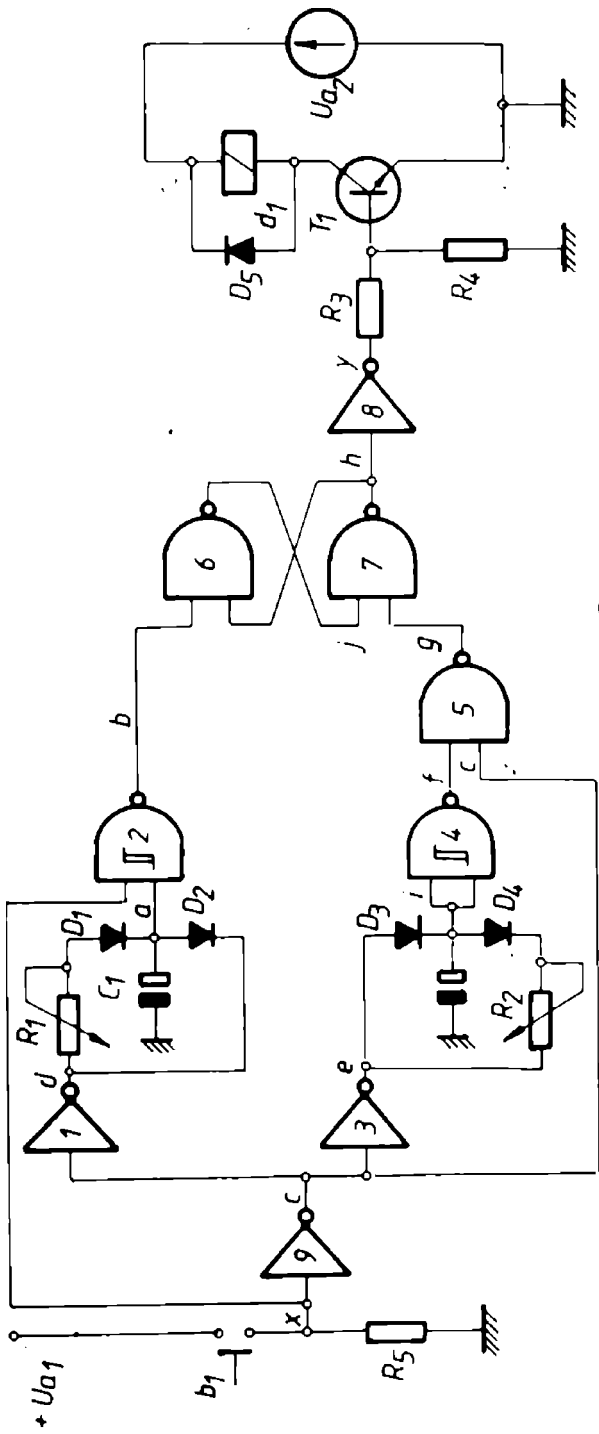


Fig. 3.41
 a. Schema de principiu a releeului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire, realizat cu circuite logice integrate CMOS;
 b. Modificările în timp ale semnalelor de intrare și de ieșire.
 c. Schema bloc

în care R_{e1} este rezistența interioară a INVERTORULUI 1, când la ieșirea sa semnalul are valoare logică "1" ($d=1$). Condensatorul C_2 se încarcă rapid prin INVERTORUL 3 ($R_{e3}=0\Omega$) și dioda D_3 , determinând $f=0$ și $g=1$. Rezistența de ieșire R_{e3} a INVERTORULUI 3 când semnalul $e=0$, are valoare logică zero.

Semnalul h , se menține la valoarea logică 1, deci $y=0$, deoarece $J=0$ datorită valorii logice "1" a semnalului b . Când tensiunea u_{c1} atinge valoarea prag superior U_{ps} a circuitului trigger Schmitt 2, pe cele două intrări acest circuit are semnale de valoare logică 1 și $b=0$, determinând bascularea circuitului bistabil 6, 7; se schimbă valorile semnalelor h și y ($h=0$, $y=1$) și acționează releul d_1 .

Înlocuind în relația (3.136) pe u_{c1} cu U_{ps} și pe t cu t_a , se obține (pentru $R_{e1}=0\Omega$)

$$t_a = R_1 \cdot C_2 \cdot \ln \frac{U_{a1}}{U_{a1} - U_{ps}} \quad (3.137)$$

În această relație singura mărime care se poate modifica este rezistența potențiometrului R_1 . Deci timpul de acționare a releului electromagnetic d_1 , se reglează cu potențiometrul R_1 .

La deschiderea contactului b_1 , $x=0$ deci $b=1$, g se menține la valoarea logică 1 și $f=0$ încă o perioadă de timp t_r , în care tensiunea dintre armăturile condensatorului C_2 scade de la U_{a1} la valoarea prag inferior U_{pi} a circuitului trigger Schmitt 4.

Tensiunea dintre armăturile condensatorului C_2 scade potrivit relației:

$$u_{c2} = U_{a1} \cdot e^{-\frac{t}{(R_1 + R_2) \cdot C_2}} \quad (3.138)$$

Timpul de revenire t_r se obține înlocuind în relația (3.138) tensiunea u_{c2} cu U_{pi} și timpul t cu t_r (pentru $R_{e3}=0\Omega$):

$$t_r = R_2 \cdot C_2 \cdot \ln \frac{U_{a1}}{U_{pi}} \quad (3.139)$$

După timpul t_r de la deschiderea contactului b_1 , semnalul y trece la valoarea logică "0" și se întrerupe tensiunea de alimentare a bobinei releului d_1 .

În relația (3.139) numai rezistența potențiometrului R_2 este variabilă, deci cu acesta se reglează timpul de revenire a releului electronic.

Semnalele de intrare (x) și de ieșire (y) se modifică în timp, ca în figura 3.41.b. Între duratele semnalelor de ieșire $y=f_2(t)$, de intrare $x=f_1(t)$ și timpii de lucru t_a și t_r ai releului electronic de timp este relația (fig. 3.4.b):

$$t_y = t_a - t_a + t_r \quad (3.140)$$

c. Experimentarea releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire

Experimentarea s-a făcut pentru următoarele valori ale tensiunilor U_{a1} , U_{a2} și parametrilor R-C (R_1 , C_1 , R_2 și C_2) ai circuitelor de timp: $U_{a1}=U_{a2}=U_a=10V$, $C_1=C_2=470\mu F$, $R_1=[10...80]k\Omega$ și $R_2=[10...80]k\Omega$. Rezistențele R_1 și R_2 sunt variabile în decade.

Pentru $U_a=10V$, valorile măsurate ale tensiunilor prag superior U_{ps} și prag inferior, U_{pi} sunt: $U_{ps}=7,8V$ și $U_{pi}=4,3V$

Valorile timpilor de lucru ai releului t_{a1} și t_{r1} , măsurați prin cronometrare și cei calculați (t_a și t_r), cu formulele (3.137) și (3.139), în funcție de R_1 și R_2 sunt date în tabele 3.5 și 3.6.

Tabelul 3.5

Valorile calculate si măsurate ale timpului de acționare

R_1 [k Ω]	10	20	30	40	50	60	70	80
t_a [s]	7,11	14,2	21,35	28,46	35,60	42,70	49,80	56,90
t_{am} [s]	7,2	14	22	28,5	36	43,5	50	57,5

Tabelul 3.6

Valorile calculate si măsurate ale timpului de revenire

R_2 [k Ω]	10	20	30	40	50	60	70	80
t_r [s]	3,97	7,93	11,90	15,87	19,83	23,80	27,77	31,73
t_{rm} [s]	4	9	12,2	16	19,5	23,7	27	31,2

d. Concluzii

În urma experimentării releului electronic de timp, cu temporizare la acționare și revenire, rezultă că abaterile dintre valorile calculate (t_a , t_r) și cele măsurate (t_{am} , t_{rm}) sunt mici, deci relațiile stabilite (3.137) și (3.139) pentru determinarea timpilor de lucru sunt corecte.

Durata t_a de acționare a releului electronic de timp, este determinată de încărcarea condensatorului C_1 prin rezistența R_1 , iar cea de la revenire t_r de descărcarea condensatorului C_2 prin rezistența R_2 . Pentru valori egale ale constantelor de timp T_1 și T_2 ($T_1=R_1C_1$, $T_2=R_2C_2$) ale circuitelor de încărcare a condensatorului C_1 și de descărcare a lui C_2 , rezultă că $t_a > t_r$. Deci pentru creșterea timpilor de lucru ai releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire, se impune utilizarea, în construcția releului electronic numai a circuitelor de timp care lucrează prin încărcarea condensatoarelor, cum este cel utilizat pentru realizarea temporizării la acționare.

Circuitul electronic, al releului de timp, realizat cu circuite logice integrate, se poate folosi pentru materializarea instalațiilor statice de comandă, a protecției electronice, cu caracteristică dependentă de curent, a motoarelor electrice asincrone trifazate de joasă tensiune, etc.

Pentru reprezentarea simplificată a circuitului electronic de timp, cu temporizare la acționare și revenire, se propune utilizarea simbolului din figura 3.41.c.

Așa cum s-a arătat anterior, releul electronic are trei funcții și anume: este cu temporizare la acționare, când $t_r=0$, are temporizare la revenire, dacă $t_a=0$ și este cu temporizare la acționare și revenire când $t_a \neq 0$ și $t_r \neq 0$.

La relele electronice de timp, cu opt funcții, cu patru funcții și la cel cu temporizare la acționare și la revenire, timpul de lucru se determină analitic cu formula (3.125). Circuitul de timp al acestor rele lucrează prin descărcarea condensatorului C_1 prin rezistența R_1 , deci valorile duratei de lucru calculate și obținute experimental, sunt cele din tabelul 3.6, cu precizarea că relația (3.125) este echivalentă cu (3.129) (deci $t_a=t_r$, $R_1=R_2$, $C_1=C_2$, $U_a=U_{a1}$).

3.3 Conceperea și realizarea unui generator de semnal dreptunghiular, comandat logic

3.3.1 Generalități

Generatoarele de semnal dreptunghiular, comandate logic [101] se folosesc la comanda, împreună cu divizoarele de frecvență și numărătoarele binare asociate, a convertorului numeric-analogic [10] al dispozitivului de protecție, a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, cu caracteristică dependentă de curentul de sarcină [104]

Aceste generatoare trebuie să funcționeze când primesc semnal de comandă de nivel logic "1" și să se blocheze, pentru semnal de comandă de nivel logic "0". Semnalele de comandă a oscilatorului dispozitivului electronic de protecție, sunt primite de la circuitele electronice care sesizează pornirea și oprirea motorului protejat, cât și revenirea la starea inițială, a dispozitivului numeric-analogic și a numărătoarelor.

În principiu toate oscilatoarele care produc semnale dreptunghiulare [80], [81], [85], [126] pot să fie utilizate ca generatoare de semnal dreptunghiular, comandate logic, dacă la ieșirea acestora se pune un circuit logic ȘI (fig. 3.42). Când comutatorul b_1 este pe poziția 0, semnalul de comandă $x_c=0$, și poarta logică 1 este blocată, ca urmare $y=0$ (y este semnalul de ieșire al oscilatorului comandat logic). Când comutatorul b_1 este pe poziția 1 și $y=x$ (x este semnalul de ieșire al generatorului de semnal dreptunghiular GSD necomandat). Deci poarta logică ȘI 1, blochează (când $x_c=0$) sau permite (dacă $x_c=1$) trecerea semnalului dreptunghiular x , spre circuitele electronice cu care lucrează generatorul de semnal dreptunghiular.

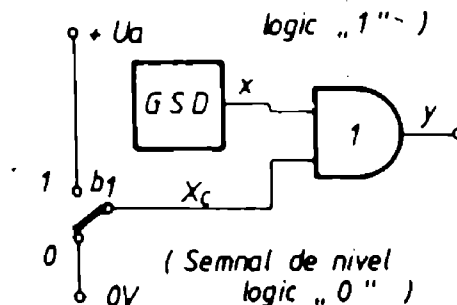


Fig. 3.42 Schema bloc a unui generator de semnal dreptunghiular, comandat logic

În continuare se dă un exemplu de realizare a unui generator de semnal dreptunghiular comandat logic, prin folosirea unei porți ȘI (fig. 3.43).

Generatorul de semnal dreptunghiular este circuitul basculant astabil (CBA) realizat din INVERSOARELE 1 și 2. Frecvența semnalului dreptunghiular x este impusă de parametri R-C și de tensiunea prag a INVERSOARELOR. Ea se determină, pentru INVERSOARE TTL alimentate la $U_a=5V$, cu formula [81]:

$$f = \frac{1}{3 \cdot R \cdot C} \quad (3.141)$$

Generatoarele de semnal dreptunghiular, comandate printr-o poartă ȘI, de genul celui prezentat în figura 3.43 se caracterizează prin aceea că, atât timp cât și circuitul basculant bistabil este alimentat cu tensiune acesta oscilează și semnalul x , de la ieșirea generatorului, este format dintr-o succesiune de impulsuri dreptunghiulare

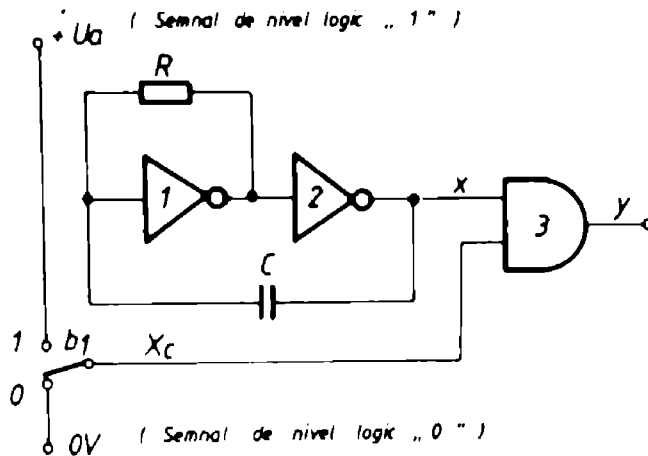


Fig 3.43 Generator de semnal dreptunghiular, comandat logic printr-o poartă ȘI

În continuare se prezintă un generator de semnale dreptunghiulare, care funcționează numai când $x_c=1$.

3.3.2 Generator de semnal dreptunghiular, comandat logic

a. Generator cu circuite integrate TTL

Schema generatorului de semnale dreptunghiulare, comandat logic, din figura 3.44, derivă din schema generatorului necomandat, prezentată în [44]

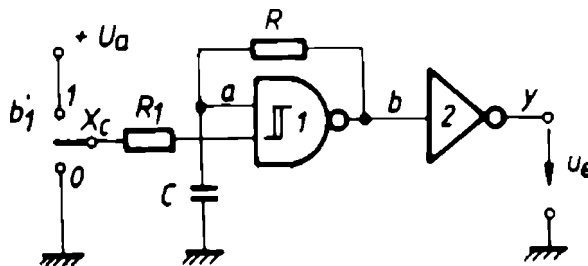


Fig 3.44 Schema oscilatorului R-C, comandat logic

În continuare se analizează modul de lucru al oscilatorului și se determină frecvența semnalului y de ieșire

Când comutatorul b_1 este pus pe poziția 0, semnalul de comandă $x_c=0$, deci $b=1$ iar $y=0$ și oscilatorul este blocat

Când comutatorul b_1 este pus pe poziția 1, $x_c=1$ și generatorul intră în stare de funcționare

Generatorul poate să intre în stare de funcționare, în două situații și anume:

- când la alimentarea cu tensiune comutatorul b_1 este pe poziția 1, deci $x_c=1$, situație în care condensatorul C se consideră că este complet descărcat ($u_c=0V$);
- când comutatorul b_1 trece pe poziția 0 pe poziția 1, după alimentarea cu tensiune a generatorului. Acum $u_{c0} \approx U_a$.

Inițial se consideră condensatorul C descărcat. Din acest motiv semnalul $a=0$, de $b=1$ iar $y=0$, deci condensatorul C se încarcă de la sursa U_a de tensiune, prin rezistențele R și R_{e1} (R_{e1} este rezistența de ieșire a circuitului trigger Schmitt 1, când $b=1$). Pe durata în care tensiunea u_c crește, între $0V$ și valoarea prag superior (U_{ps}) a circuitului trigger Schmitt 1, $b=1$ iar $y=0$. Acum tensiunea dintre armăturile condensatorului C, crește exponențial către valoarea U_a (fig. 3.45. a):

$$u_c = U_a \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{(R+R_{e1}) \cdot C}} \right] \quad (3.142)$$

După timpul $t=t_0$ de la începerea încărcării condensatorului, $u_c=U_{ps}$ și circuitul 1 percepe această valoare a tensiunii ca și un semnal de valoare logică 1, deci $b=0$ iar $y=1$.

Din ecuația:

$$U_{ps} = U_a \cdot \left[1 - e^{-\frac{t_0}{(R+R_{e1}) \cdot C}} \right] \quad (3.143)$$

se obține

$$t_0 = (R + R_{e1}) \cdot C \cdot \ln \frac{U_a}{U_a - U_{ps}} \quad (3.144)$$

Semnalul $b=0$, determină descărcarea condensatorului pe rezistențele R și R_{e0} (R_{e0} este rezistența de ieșire a circuitului 1, când $b=0$). Tensiunea u_c scade exponențial de la valoarea U_{ps} spre $0V$, potrivit relației:

$$u_c = U_{ps} \cdot e^{-\frac{t}{(R+R_{e0}) \cdot C}} \quad (3.145)$$

Pe durata t_1 în care tensiunea u_c scade de la valoarea U_{ps} la U_{pi} (U_{pi} este tensiunea prag inferior a circuitului trigger Schmitt 1), aceasta corespunde unui semnal de nivel logic "1" ($a=1$), deci $b=0$ și $y=1$.

După timpul t_1 de la începerea descărcării condensatorului, $u_c=U_{pi}$ și $a=0$, $b=1$ iar $y=0$. Timpul t_1 se obține din ecuația:

$$U_{pi} = U_{ps} \cdot e^{-\frac{t_1}{(R+R_{e0}) \cdot C}} \quad (3.146)$$

$$t_1 = (R + R_{e0}) \cdot C \cdot \ln \frac{U_{ps}}{U_{pi}} \quad (3.147)$$

Din nou începe încărcarea condensatorului, dar acum tensiunea dintre armături este U_{pi} . Tensiunea u_c crește exponențial, către valoarea U_a :

$$u_c = U_{pi} + (U_a - U_{pi}) \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{(R+R_{e1}) \cdot C}} \right] \quad (3.148)$$

După un timp $t=t_1$ de la începerea încărcării, $u_c=U_{ps}$. Se obține, acum, ecuația:

$$U_{ps} = U_{pi} + (U_a - U_{pi}) \cdot \left[1 - e^{-\frac{t_1}{(R+R_{e1}) \cdot C}} \right] \quad (3.149)$$

din care, după prelucrări, rezultă:

$$\tau_2 = (R + R_{e1}) \cdot C \cdot \ln \frac{U_a - U_{p1}}{U_a - U_{ps}} \quad (3.150)$$

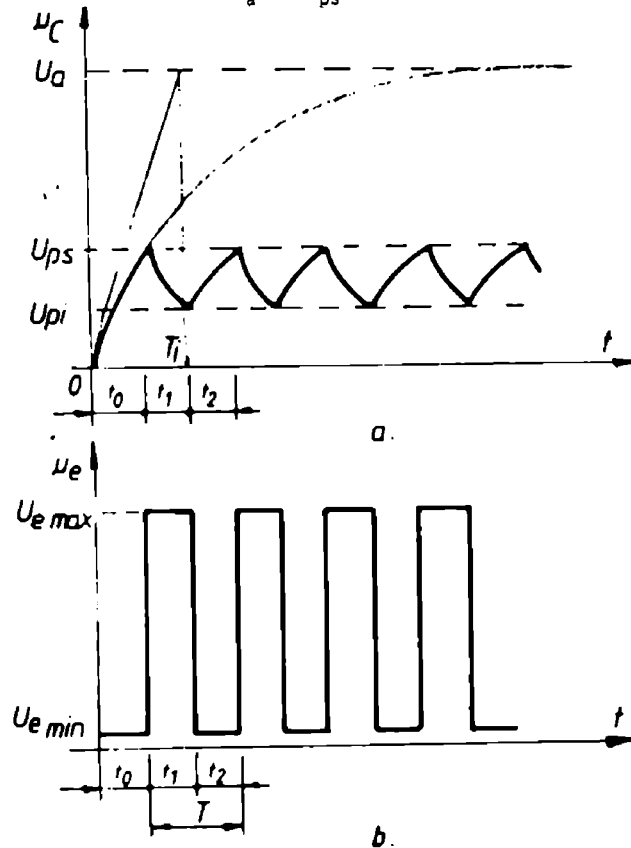


Fig. 3.45 Graficele funcțiilor $u_c=f_1(t)$ și $u_c=f_2(t)$, la oscilatorul R-C comandat logic, când $x_c=1$ la alimentarea cu tensiune

Cu expresiile (3.147) și (3.150), se obține frecvența semnalului de la ieșirea oscilatorului comandat logic:

$$f = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2};$$

$$f = \frac{1}{C \cdot \left[(R + R_{e0}) \cdot \ln \frac{U_{ps}}{U_{p1}} + (R + R_{e1}) \cdot \ln \frac{U_a - U_{p1}}{U_a - U_{ps}} \right]} \quad (3.151)$$

Si tensiunile U_p și U_{ps} ale cîduțului trigger Schmitt, depind de U_a . De aceea pentru circuitul trigger Schmitt (CDB 413E) al sistemului logic integrat TTL, se determină analitic funcțiile:

$$U_p=f_1(U_a); U_{ps}=f_2(U_a) \quad (3.152)$$

În acest scop se măsoară U_p și U_{ps} pentru diferite valori ale tensiunii U_a . Rezultatele experimentale sunt date în tabelul 3.7.

Tabelul 3.7

Valorile tensiunilor prag inferior (U_{pi}) si prag superior (U_{ps}), ale circuitului trigger Schmitt CDB 413E, în funcție de tensiunile de alimentare (U_a)

U_a [V]	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5
U_{pi} [V]	-	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
U_{ps} [V]	-	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2

Cu aceste date s-au trasat, în figura 3.46, graficele funcțiilor (3.152). Aceste grafice sunt niște drepte cu ordonatele la origine U_{pi0} si U_{ps0} având coeficienții unghiulari k_{pi} si k_{ps} . Analitic aceste drepte sunt exprimate prin relațiile:

$$U_{pi} = U_{pi0} + k_{pi} \cdot U_a \quad (3.153)$$

$$U_{ps} = U_{ps0} + k_{ps} \cdot U_a \quad (3.154)$$

Cu formulele (3.151), (3.153) si (3.154), ținând seama că $R_{oo}=0\Omega$, se obține:

$$f = \frac{1}{T};$$

$$T = C \cdot \left[R \cdot \ln \frac{U_{ps0} + k_{ps} \cdot U_a}{U_{pi0} + k_{pi} \cdot U_a} + (R + R_{el}) \cdot \ln \frac{U_a - (U_{pi0} + k_{pi} \cdot U_a)}{U_a - (U_{ps0} + k_{ps} \cdot U_a)} \right] \quad (3.155)$$

Tensiunile U_{pi0} si U_{ps0} , se determină folosind relațiile:

$$U_{pi0} = \mu_{ip} \cdot d_{pi0} \quad (3.156)$$

$$U_{ps0} = \mu_{ip} \cdot d_{ps0} \quad (3.157)$$

în care: μ_{ip} [V/mm] este scara de reprezentare a tensiunilor prag, iar d_{pi0} [mm], sunt distanțele corespunzătoare ordonatelor la origine ale dreptelor $U_{pi}=f_1(U_a)$ si $U_{ps}=f_2(U_a)$.

Coeficienții unghiulari ai dreptelor se calculează cu:

$$k_{pi} = \frac{U_{pi1} - U_{pi0}}{U_{a1}} \quad (3.158)$$

$$k_{ps} = \frac{U_{ps1} - U_{ps0}}{U_{a1}} \quad (3.159)$$

în care:

$$U_{a1} = \mu_{ia} \cdot d_{a1} \quad (3.160)$$

În relațiile (3.158), (3.159) si (3.160), U_{pi1} si U_{ps1} sunt tensiunile prag inferior si superior, pentru o anumită valoare a tensiunii de alimentare U_{a1} iar μ_{ia} [V/mm] si d_{a1} [mm] sunt scara de reprezentare a tensiunii de alimentare, respectiv segmentul de dreaptă măsurat în [mm] prin care este reprezentată în grafic tensiunea U_{a1} .

În expresia (3.155), numai mărimile R , C si U_a sunt variabile.

Din figura 3.46, cu cele arătate mai sus, se obțin valorile tensiunilor U_{pi0} si U_{ps0} ($U_{pi0}=-0,1V$ iar $U_{ps0}=-0,2V$). Pentru $U_{a1}=5V$, rezultă $U_{pi1}=0,9V$ si $U_{ps1}=1,8V$.

Cu aceste date, utilizând formulele (3.158) si (3.159) se obțin valorile coeficienților unghiulari: $k_{pi}=0,2$ si $k_{ps}=0,4$.

La circuitul trigger Schmitt TTL, $R_{s1}=130\Omega$ [81].

Înlocuind aceste date, în expresia (3.155) se obține frecvența de lucru a generatorului de semnal dreptunghiular, comandat logic si realizat cu circuite integrate TTL:

$$f = \frac{1}{C \cdot \begin{bmatrix} 0,693 \cdot R + (R + R_{e1}) \cdot 1R & 0,8 \cdot U_a - U_{p1C} \\ & 0,6 \cdot U_a - U_{psC} \end{bmatrix}} \quad (3.161)$$

Dacă comutatorul b_1 (fig. 3.44) trece de pe poziția 0 pe poziția 1, după un timp mai mare decât $5T_1$ (T_1 este constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului C: $T_1 = (R_{e1} + R) \cdot C$) atunci $u_{\omega} \approx U_a$. Acum semnalele logice au valorile $x_c=1$, $a=1$, $b=0$ iar $y=1$. Condensatorul C începe să se descarce prin rezistențele R și R_{ω} . Tensiunea u_c scade exponențial, de la valoarea U_a , la 0V:

$$u_c = U_a \cdot e^{-\frac{t}{(R+R_{\omega}) \cdot C}} \quad (3.162)$$

Semnalul este $a=1$ un timp t_0 de la transmiterea comenzii $x_c=1$, în care tensiunea u_c scade de la valoarea U_a la valoarea U_p . Din ecuația:

$$U_{p1} = U_a \cdot e^{-\frac{t}{(R+R_{\omega}) \cdot C}} \quad (3.163)$$

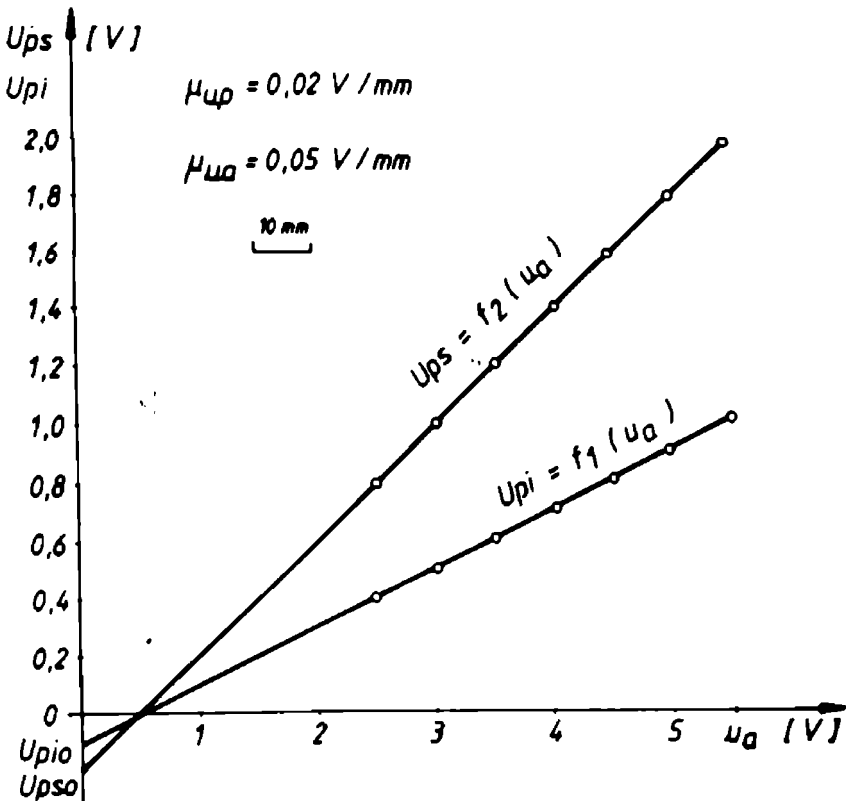


Fig. 3.46 Graficele $U_p=f_1(u_a)$ și $U_p=f_2(u_a)$, pentru circuitul trigger Schmitt CDB 413 E

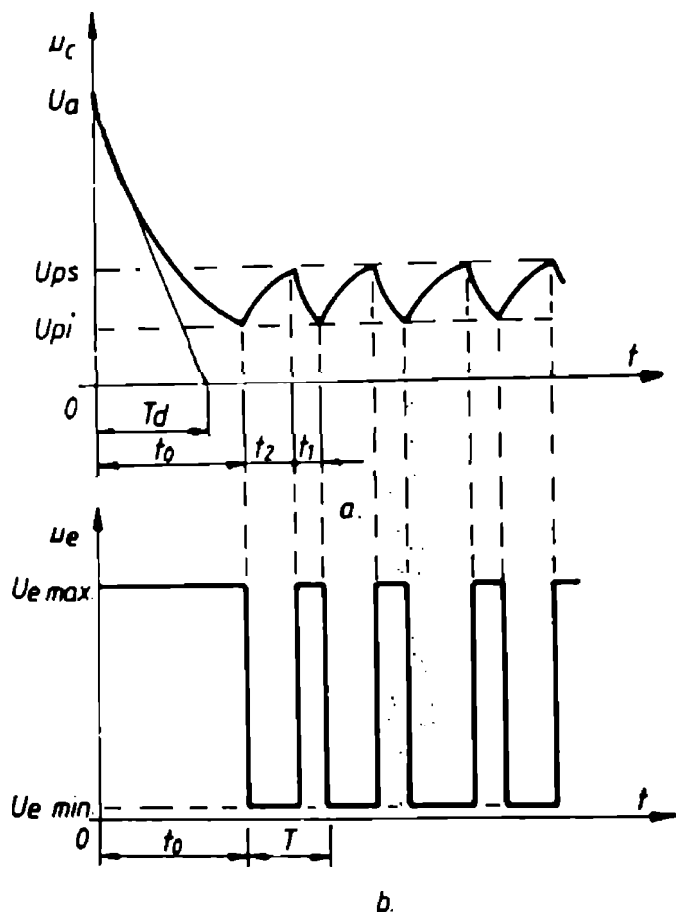


Fig. 3.47 Graficele funcțiilor $u_c=f_1(t)$ și $u_e=f_2(t)$, ale oscilatorului R-C comandat logic, când $x_c=1$, după alimentarea cu tensiune

se obține timpul t_0

$$\tau_0 = (R + R_{e0}) \cdot C \cdot \ln \frac{U_a}{U_{P1}} \quad (3.164)$$

Dar $R_{e0} \approx 0\Omega$, deci:

$$\tau_0 = R \cdot C \cdot \ln \frac{U_a}{U_{P1}} \quad (3.165)$$

Acum tensiunile u_c și u_e , se modifică în timpul funcționării generatorului de semnal dreptunghiular, ca în figura 3.47. Timpii t_1 , t_2 și frecvența semnalului de ieșire, se determină, ca și în cazul precedent, cu expresiile: (3.147), (3.150) și (3.161).

b. Generator cu circuite integrate CMOS

Generatorul de semnal dreptunghiular, comandat logic cu schema din figura 3.44, poate să fie realizat și cu circuite integrate CMOS. Frecvența semnalului de la ieșirea oscilatorului realizat cu circuite integrate CMOS, se calculează tot cu expresia (3.151). La circuitul trigger Schmitt CMOS (MMC 4093), rezistențele de ieșire R_{o0} și R_{o1} se pot neglija ($R_{o0}=R_{o1}=0\Omega$) și relația (3.151) devine:

$$f = \frac{1}{R \cdot C \cdot \ln \frac{U_{ps} \cdot (U_a - U_{p1})}{U_{p1} \cdot (U_a - U_{ps})}} \quad (3.166)$$

Și la trigger Schmitt MMC 4093, tensiunile prag U_{p1} și U_{ps} depind de tensiunea U_a de alimentare. Pentru determinarea funcțiilor (3.152) corespunzătoare circuitului MMC 4093, pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare U_a se măsoară tensiunile prag U_{p1} și U_{ps} . Rezultatele măsurătorilor sunt date în tabelul 3.8

Tabelul 3.8

Valorile tensiunilor prag inferior U_{p1} și prag superior U_{ps} , în funcție de tensiunea U_a , pentru circuitul integrat trigger Schmitt MMC 4093

U_a [V]	2	4	6	8	10	12	14
U_{ps} [V]	1,10	2,37	4,05	5,19	6,53	8,00	9,60
U_{p1} [V]	0,77	1,92	3,01	3,47	4,68	5,75	6,80

Cu datele din tabelul 3.8 s-au trasat graficele $U_{ps}=f_1(U_a)$ și $U_{p1}=f_2(U_a)$, din figura 3.48.

Acestea pot să fie approximate cu niște drepte, la fel ca și în cazul circuitului trigger Schmitt CDB 413E, care au ecuațiile (3.153) și (3.154). În aceste ecuații, ordonatele la origine U_{ps0} și U_{p10} se obțin din figura 3.48 iar coeficienții unghiulari k_{p1} și k_{ps} se calculează cu formulele (3.158) și (3.159) ca și în cazul circuitului integrat TTL.

Înlocuind relațiile (3.153) și (3.154) în expresia (3.166) rezultă:

$$f = \frac{1}{R \cdot C \cdot \ln \frac{(U_{ps0} + k_{ps} \cdot U_a) \cdot [U_a \cdot (1 - k_{p1}) - U_{p10}]}{(U_{p10} + k_{p1} \cdot U_a) \cdot [U_a \cdot (1 - k_{ps}) - U_{ps0}]}} \quad (3.167)$$

În această relație numai mărimile R , C și U_a sunt variabile, deci $f=f(R, C, U_a)$.

Din figurile (3.48) rezultă $U_{ps0}=-0,25V$ și $U_{p10}=-0,5V$. Pentru $U_a=10V$, din tabelul 3.9 se obțin $U_{p1}=4,68V$ și $U_{ps}=6,53V$. Cu aceste valori, utilizând relațiile (3.158), (3.159) rezultă: $k_{p1} \approx 0,5$ și $k_{ps} \approx 0,7$.

Cu acestea, pentru generatorul de semnal dreptunghiular, realizat cu circuite integrate CMOS, expresia (3.167) de calcul a frecvenței devine:

$$f = \frac{1}{R \cdot C \cdot \ln \frac{(0,7 \cdot U_a + U_{ps0}) \cdot (0,5 \cdot U_a - U_{p10})}{(0,5 \cdot U_a + U_{p10}) \cdot (0,3 \cdot U_a - U_{ps0})}} \quad (3.168)$$

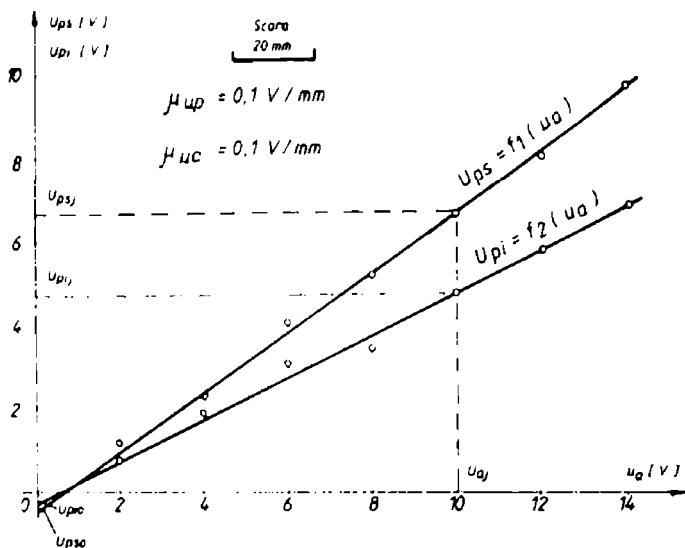


Fig. 3.48 Graficele $U_{ps}=f_1(U_a)$ și $U_{pi}=f_2(U_a)$ ale circuitului trigger Schmitt MMC 4093

3.3.3 Concluzii

În paragraful 3.3 s-a conceput și realizat un generator de semnal dreptunghiular comandat logic, cu posibilitate de realizare atât cu circuite trigger Schmitt TTL (paragraful 3.2 a) cât și circuite integrate CMOS (MMC 4093 - paragraful 3.2 b). Schema adoptată derivă din schema generatorului necomandat, prezentată în [44]. Generatorul de semnal dreptunghiular realizat, intră în funcțiune când pe intrarea de comandă se aplică semnal de nivel logic "1", și se blochează, când acesta are valoare logică "0". Pentru cele două variante de realizare (cu circuite integrate TTL și CMOS), s-au stabilit expresiile de calcul a frecvenței de lucru ((3.161) pentru trigger Schmitt CDB 413 și (3.167) pentru realizarea cu integrat MMC 4093). S-a demonstrat că frecvențele de lucru ale generatorului depind atât de parametrii R , C cât și de valoarea tensiunii de alimentare.

Generatorul de semnal dreptunghiular proiectat și realizat se utilizează, împreună cu divizoarele de frecvență și cu convertorul numeric-analogic, la realizarea bazei de timp a dispozitivului de sesizare a suprasarcinii releului electronic de protecție cu caracteristică dependentă de curentul motorului protejat.

CAPITOLUL 4

CONCEPEREA ȘI REALIZAREA UNOR DISPOZITIVE ELECTRONICE DE PROTECȚIE A MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE DE JOASĂ TENSIUNE

4.1 Generalități

În acest capitol se concep și se realizează două tipuri de protecții electronice una, cu caracteristică independentă [115] iar a doua, cu caracteristică dependentă de curentul de sarcină al motorului protejat [104].

La releul electronic de protecție cu caracteristică independentă, se controlează curentul pe două faze cu convertoare de curent alternativ-tensiune continuă. Sesizarea valorii curentului este realizată cu transformatoare de curent. Căderile de tensiune pe rezistențele de sarcină ale transformatoarelor de curent sunt mici și de aceea se impune redresarea lor cu redresoare de precizie și filtrarea cu filtre active trece-jos. După aceste convertoare, se obțin tensiuni continue proporționale cu curenții de sarcină, în domeniul de modificare al acestor curenți pentru care circuitele magnetice ale celor două transformatoare sunt nesaturate. Tensiunile continue, proporționale cu valorile curenților de pe fazele R și T, se amplifică diferit cu două amplificatoare operaționale neinversoare, unul folosit pentru sesizarea regimului de suprasarcină, cu amplificare mare, iar al doilea pentru detectarea regimului de scurtcircuit (cu amplificare mică). Tensiunile proporționale cu valorile curenților de suprasarcină, respectiv de scurtcircuit, se compară cu tensiunile proporționale cu valorile curenților de avarie impuși. Când curenții controlați depășesc aceste valori, după comparatoare se transmit semnale blocului logic de comandă al dispozitivului electronic de protecție. În acest bloc, comanda de declanșare, în cazul curenților de suprasarcină mai mari decât cei impuși, este transmisă cu o întârziere constantă (dar mai mare decât timpul de pornire al motorului) la contactorul principal. În cazul apariției unui scurtcircuit bi sau trifazat, comanda de declanșare a contactorului este practic instantanee. Comenzile de declanșare a contactorului principal sunt memorate și semnalizate optic cu diode electroluminescente. După declanșarea contactorului, o nouă pornire a motorului este posibilă numai după un timp mai mare decât cel de răcire al motorului. După acest timp circuitele de memorie ale dispozitivului logic de comandă sunt aduse la zero în mod automat.

Se precizează că mersul în două faze este sesizat de comparatoarele de funcționare în suprasarcină, care determină declanșarea temporizată a contactorului principal, deoarece acești curenți sunt compatibili cu cei de suprasarcină.

Releul electronic de protecție, cu caracteristică dependentă de curentul de sarcină al motorului realizează controlul curentului de sarcină pe toate fazele. În acest sens pe cele trei faze se înseriază trei transformatoare curent-tensiune cu circuit magnetic din ferită, la care tensiunea indusă se modifică proporțional cu valoarea curentului principal, într-un domeniu mare de valori ale curentului de pe

faza controlată. Tensiunile proporționale cu valorile curenților de pe cele trei faze, sunt amplificate și redresate cu redresoare de precizie dublă alternanță realizate cu amplificatoare operaționale și filtrate cu filtre active trece-jos.

Dacă receptorul este echilibrat, curenții de pe cele trei faze sunt egali în modul și tensiunile de la ieșirea convertoarelor curent alternativ-tensiune continuă sunt egale între ele. Aceste tensiuni sunt amplificate de 1,2 ori, cu amplificatoare neinversoare și sunt comparate cu tensiunile fazelor vecine, neamplificate. După comparație se obțin tensiuni, care determină valori logice "1" pentru semnalele de la ieșirea formatoarelor de semnale logice, când asimetria curenților de pe cele trei faze este mai mare de 20%. Aceste semnale logice sunt aplicate unei porți SAU. Ele determină activarea unui circuit de timp, cu temporizare la acționare, care are timpul reglat de valoare foarte mică dar mai mare decât timpul de comutație al contactorului principal pentru prevenirea declanșării pe durata acționării acestuia.

După timpul reglat este declanșat contactorul și se întrerupe alimentarea cu energie electrică a motorului protejat. Acest dispozitiv determină declanșarea contactorului la rămânerea în două faze, la scurtcircuite bifazate sau la punerea la pământ a conductoarelor liniei de alimentare, sau a înfășurărilor motorului protejat.

De pe faza T, tensiunea de la ieșirea convertorului curent alternativ-tensiune continuă se aplică și dispozitivului electronic de sesizare a suprasarcinii, cu care se realizează caracteristica de protecție dependentă de curent, exprimată analitic cu (4.1).

$$K_s = I_s^2 \cdot t \quad (4.1)$$

Valoarea constantei K_s , depinde de puterea motorului protejat, I_s , este curentul de suprasarcină iar t timpul de funcționare în regim de suprasarcină a motorului protejat.

Pentru realizarea caracteristicii (4.1) de protecție, dispozitivul electronic de protecție la suprasarcină este realizat dintr-o bază de timp care este activată de curentul de suprasarcină, două circuite analogice de înmulțire: unul care realizează produsul $I_s \cdot I_s$, iar al doilea $I_s^2 \cdot t$, și un comparator cu element de impunere a constantei K_s . În momentul îndeplinirii condiției (4.1), se transmite prin convertorul analog-logic semnal care determină declanșarea contactorului principal.

Pe faza S, tensiunea de la priza intermediară a transformatorului de curent-tensiune, este redresată cu un redresor de precizie dublă alternanță și este filtrată cu un filtru activ trece-jos. Tensiunea continuă obținută la ieșirea acestui convertor este comparată cu o tensiune proporțională cu valoarea curentului de scurtcircuit impus. Când această valoare este depășită se transmite semnal logic care determină declanșarea instantanee a contactorului principal. Se precizează că acest bloc de protecție este insensibil la valoarea curentului de pornire a motorului.

Releul electronic de protecție este prevăzut și cu un dispozitiv electronic de sesizare a întreruperii unei faze, între bornele de intrare în contactorul principal și transformatorul din postul de transformare. Acest dispozitiv, bazat pe controlul tensiunii sesizează tensiunea de deplasare dintre neutrul transformatorului și neutrul artificial realizat cu trei condensatoare legate în stea. Tensiunea de deplasare este redresată și filtrată și transformată în semnal cu valoare logică "1" care nu permite anclanșarea contactorului de alimentare cu energie electrică a motorului protejat.

Releul electronic de protecție cu caracteristică dependentă de curentul de sarcină are un dispozitiv alfanumeric de afișare a naturii defectului care a determinat oprirea motorului în urma declanșării contactorului principal. Acest dispozitiv afișează mesajele SS - la acționarea dispozitivului la suprasarcină, SC când oprirea motorului se face de dispozitivul de sesizare a regimului de scurtcircuit și 2F când declanșarea se produce la acționarea dispozitivelor de sesizare a asimetriilor

dintre curenți sau a celui care controlează integritatea instalației din amonte contactorului principal.

4.2 Releu electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, cu caracteristică independentă

4.2.1 Considerații generale

Releul electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, cu caracteristică independentă, are schema bloc dată în figura 4.1. În această schemă s-au făcut următoarele notații:

- CCT1 și CCT2 sunt convertoarele curent alternativ-tensiune continuă, activate de curenții de pe fazele R și T;

- A1R și A1T sunt amplificatoare de c.c. neinversoare, realizate cu amplificatoare operationale, cu factor mare de amplificare, folosite în scopul sesizării curenților de suprasarcină,

- A2R și A2T sunt amplificatoare de c.c. neinversoare cu factor mic de amplificare, realizate cu amplificatoare operationale, folosite pentru sesizarea curenților de scurtcircuit

- BICS și BICSC sunt blocurile de impunere a valorii curentului de suprasarcină, respectiv, de scurtcircuit, care determină declanșarea contactorului K_1

- CCSR și CCST sunt comparatoare la ieșirea cărora se obține semnal de nivel logic "1", corespunzător sistemului logic cu circuite integrate CMOS, când curenții de suprasarcină, de pe fazele R și T, depășesc valorile impuse.

- SAU-1 și SAU-2, porți logice SAU care sunt activate de curenții de suprasarcină, respectiv, de cei de scurtcircuit;

- CTA, circuit de timp, cu temporizare la acționare, cu timp de lucru mai mare decât cel de pornire al motorului protejat;

- M_1 și M_2 , circuite de memorie a declanșării ca urmare a funcționării în regim de suprasarcină, respectiv, în cel de scurtcircuit;

- AO1 și AO2 avertizări optice la declanșarea contactorului principal ca urmare a suprasarcinii, respectiv a scurtcircuitului

- SAU-NU, circuitul logic SAU-NU la ieșirea căruia semnalul are valoare logică "1" numai când motorul funcționează normal (când releul electromagnetic K_2 este acționat)

- AL-EE este amplificator logic cu sarcină elementul de execuție care este releul electromagnetic K_2

- BLO este un bloc logic care șterge automat memoriile M_1 și M_2 după un timp mai mare decât cel de răcire al motorului protejat

Motorul protejat, poate să funcționeze numai când este acționat elementul de execuție K_2 . În regimuri anormale de funcționare, curenții motorului determină, prin intermediul releului electronic de protecție, deschiderea contactorului K_2 și declanșarea contactorului K_1 .

În continuare se analizează cele mai importante blocuri ale releului electronic de protecție cu caracteristică independentă.

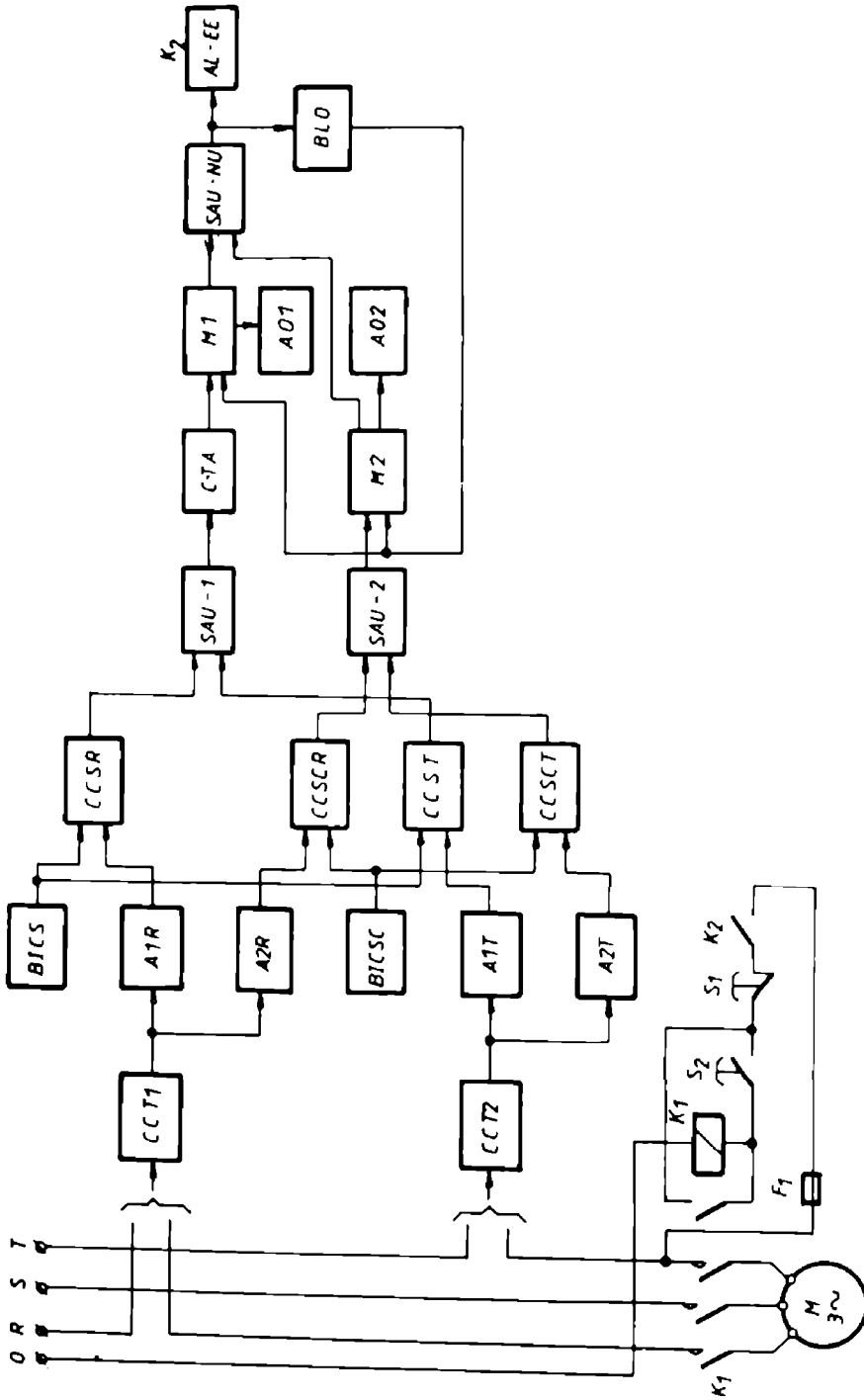


Fig. 4.1. Schema bloc a releului electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate, cu caracteristică independentă

4.2.2. Convertoarele curent alternativ-tensiune continuă

Releul electronic de protecție cu caracteristică independentă are două convertoare curent alternativ-tensiune continuă care au aceeași configurație. Aceste convertoare cuprind un transformator de curent, un redresor de precizie bialternanță și un filtru activ trece-jos.

a. Transformatorul de curent

În continuare se face o analiză referitoare la alegerea transformatorului de curent și a rezistenței de sarcină a acestuia [103].

Transformatorul de curent (fig. 4.2) este un transformator coborâtor de curent și ridicător de tensiune.

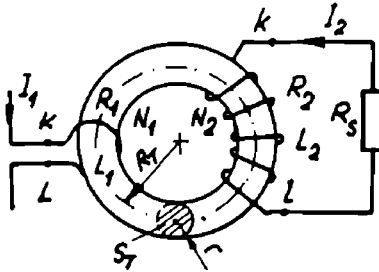


Fig. 4.2 Transformator de curent

La acest transformator [112]:

$$N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2 \quad (4.2)$$

unde N_1 este numărul de spire a înfășurării primare, N_2 numărul de spire a înfășurării secundare, iar I_1 și I_2 sunt curenții care străbat cele două înfășurări.

Raportul de transformare de curent al transformatorului este:

$$k_i = \frac{I_1}{I_2}; k_u = \frac{N_2}{N_1} \quad (4.3)$$

Cum $N_2 \gg N_1$ rezultă $k_i \gg 1$.

Raportul de transformare de tensiune al transformatorului se calculează cu:

$$k_u = \frac{U_1}{U_2}; k_u = \frac{N_1}{N_2} \quad (4.4)$$

deci $k_u \ll 1$.

Căderea de tensiune Δu_s pe rezistența de sarcină este:

$$\Delta u_s = R_s \cdot I_2; \Delta u_s = R_s \cdot \frac{I_1}{k_i} \quad (4.5)$$

Din relația (4.5) se obține valoarea necesară a rezistenței de sarcină, pentru un anumit transformator de curent, când se impune valoarea căderii de tensiune Δu_s :

$$R_s = \Delta u_s \cdot \frac{k_i}{I_1} \quad (4.6)$$

Puterea disipată de rezistența de sarcină se determină cu:

$$P_d = \Delta u_s \cdot \frac{I_1}{k_i} \quad (4.7)$$

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

$$Z_e = \sqrt{\left[R_1 + k_u^2 \cdot (R_2 + R_s) \right]^2 + \left[2 \cdot \pi \cdot f \cdot (L_1 + k_u^2 \cdot L_2) \right]^2} \quad (4.8)$$

în care $R_1[\Omega]$ și $R_2[\Omega]$ sunt rezistențele celor două înfășurări ale transformatorului, $L_1[H]$ și $L_2[H]$ inductanțele acestora, iar $f[Hz]$ frecvența tensiunii de alimentare. Inductanțele bobinelor sunt [112].

$$L_1 = \frac{N_1^2}{R_m} \quad (4.9)$$

$$L_2 = \frac{N_2^2}{R_m} \quad (4.10)$$

unde R_m este relicaanța circuitului magnetic:

$$R_m = \frac{2 \cdot \pi \cdot R_T}{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot S_T}; R_m = \frac{2 \cdot R_T}{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot r^2} \quad (4.11)$$

Deci:

$$L_1 = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot r^2 \cdot N_1^2}{2 \cdot R_T} \quad (4.12)$$

$$L_2 = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{rT} \cdot r^2 \cdot N_2^2}{2 \cdot R_T} \quad (4.13)$$

În aceste relații μ_0 [H/m] este permitivitatea magnetică a vidului ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m), μ_{rT} [-] este permitivitatea magnetică relativă a materialului circuitului magnetic al transformatorului de curent, R_T [m] este raza medie a torului, iar S_T [m²] și r [m] sunt secțiunea transversală a circuitului magnetic, respectiv raza acestei secțiuni.

Căderea de tensiune pe impedanța echivalentă a transformatorului de curent, ținând seamă de relațiile (4.4), (4.8), (4.12) și (4.13) este:

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

$$\Delta u_{TC} = I_1 \cdot \left[R_s + \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \cdot (R_1 + R_2) \right] + \left[\frac{2 \cdot \pi \cdot \mu \cdot \mu_{rT} \cdot f \cdot r \cdot N_1}{R_m} \right] \quad (4.14)$$

În complex, această cădere de tensiune se calculează cu:

$$\Delta u_{TC} = I_1 \cdot \left[R_s + \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \cdot (R_1 + R_2) + j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot \mu \cdot \mu_{rT} \cdot f \cdot r \cdot N_1}{R_m} \right] \quad (4.15)$$

Analizând cele prezentate anterior, rezultă că impedanța echivalentă a transformatoarelor de curent tipizate, depinde numai de valoarea rezistenței de sarcină R_s . Dacă valoarea acesteia este mai mică, se micșorează impedanța echivalentă, respectiv căderea de tensiune Δu_{TC} pe transformatorul de curent (vezi relațiile (4.8) și (4.14)).

Pe de altă parte sensibilitatea convertorului curent alternativ - tensiune continuă crește, dacă valoarea rezistenței R_s este mare (potrivit relației (4.5)).

Valoarea rezistenței R_s se poate micșora apreciabil, dacă convertorul curent alternativ - tensiune continuă este prevăzut cu un redresor de precizie realizat cu amplificatoare operaționale [11], [25], [61]

Se precizează că la efectuarea acestui studiu [103] s-a considerat că miezul transformatorului este nesaturat.

Pentru ca transformatorul să lucreze pe porțiunea nesaturată a caracteristicii de magnetizare, până la valori mari ale curentului (mai mari decât valoarea curentului de pornire) se vor utiliza transformatoare cu raport de transformare mare.

b. Redresorul de precizie bialternantă [11], [25], [32], [61]

Căderea de tensiune pe rezistența de sarcină a transformatoarelor de curent și în regim de avarie, când curenții de sarcină depășesc pe cei nominali, este foarte mică și nu poate fi redresată cu o punte obișnuită cu diode. Din acest motiv se impune folosirea unui redresor de precizie bialternantă realizat cu amplificatoare operaționale.

Performanțele redresorului de precizie bialternantă sunt precizie ridicată (are erori sub 0,1 %) și domeniu larg de frecvențe ale semnalului redresat (funcționează, dacă se folosesc circuite integrate rapide, până la sute de KHz; în cazul analizat $f=50$ Hz).

Dacă ieșirea redresorului, este urmată de un filtru activ trece-jos, ansamblul redresor-filtru formează un convertor de precizie tensiune alternativă-tensiune continuă.

În figura 4.3, se dă schema de principiu a redresorului bialternantă de precizie, realizat cu amplificatoare operaționale.

Tensiunea de intrare în redresorul de precizie se modifică sinusoidal

$$u_1 = \sqrt{2} \cdot U_1 \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \quad (4.16)$$

și are valoarea eficace:

$$U_1 = \frac{R_s \cdot I_1}{k_1} \quad (4.17)$$

deci:

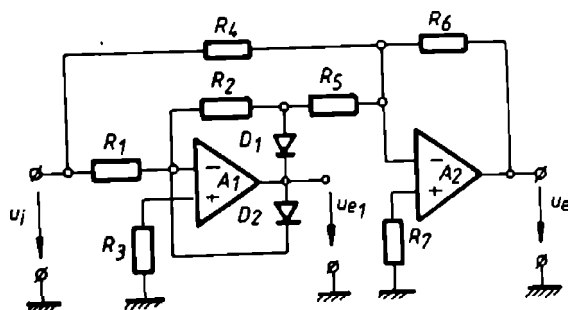
$$u_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot R_s \cdot I_1}{k_1} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \quad (4.18)$$

În relațiile (4.16) și (4.18), φ este defazajul dintre tensiunile de fază și curenții principali ai motorului protejat.

Amplificatorul operațional A_1 , împreună cu rezistențele R_1, R_2, R_3 și diodele D_1 și D_2 , formează un circuit limitator de precizie. Când tensiunea $u_1 < 0$, conduce dioda D_1 , iar pentru cazul $u_1 > 0$, conduce dioda D_2 .

Considerând că amplificatorul A_1 este ideal și neglijând curenții reziduali ai diodelor D_1 și D_2 , funcționarea redresorului de precizie este descrisă de ecuațiile [11]:

$$\begin{aligned} u_{e1} &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1, \text{ pentru } u_1 > 0 \\ u_{e1} &\approx 0, \text{ pentru } u_1 < 0 \end{aligned} \quad (4.19)$$



Potrivit relațiilor (4.19), dacă u_1 este o tensiune sinusoidală, amplificatorul limitator amplifică cu raportul R_2/R_1 , schimbă semnul semialternanței pozitive și taie semialternanța negativă.

Fig. 4.3 Schema de principiu a redresorului de precizie bialternantă

Pentru redresarea ambelor semialternanțe, tensiunea de ieșire u_e , a limitatorului de precizie, se însumează cu semnalul de intrare u_i , cu sumatorul cu amplificator operațional format din rezistoarele R_4, R_5, R_6, R_7 și amplificatorul A_2 .

Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional A_2 este [61]:

$$u_e = -\left(\frac{R_6}{R_5} \cdot u_{e1} + \frac{R_6}{R_4} \cdot u_i\right) \quad (4.20)$$

Ținând seamă de (4.19) se obține:

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

$$u_e = -\frac{R_6}{R_4} \cdot u_i, \text{ pentru } u_i < 0 \quad (4.21)$$

Redresorul de precizie redresează și amplifică, la fel, ambele semialternanțe, dacă tensiunea de ieșire este caracterizată de sistemul de ecuații:

$$u_e = \frac{R_6}{R_4} \cdot u_i, \text{ pentru } u_i > 0$$

$$u_e = -\frac{R_6}{R_4} \cdot u_i, \text{ pentru } u_i < 0 \quad (4.22)$$

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

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_6}{R_5} = 2 \cdot \frac{R_6}{R_4} \quad (4.23)$$

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

$$k_A = \frac{R_6}{R_4} \quad (4.24)$$

Se stabilește valoarea rezistenței R_4 și rezultă R_6 :

$$R_6 = k_A \cdot R_4 \quad (4.25)$$

Pentru simetria sumatorului, se impune egalitatea:

$$\frac{R_6}{R_4} = \frac{R_6}{R_5} \quad (4.26)$$

Din relația (4.26) rezultă:

$$R_4 = R_5 \quad (4.27)$$

Cu (4.23) și (4.26) se obține:

$$R_2 = 2 \cdot R_1 \quad (4.28)$$

Valorile rezistențelor R_3 și R_7 se calculează cu:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.29)$$

$$R_7 = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6} \quad (4.30)$$

Ca mărime, cu excepția rezistoarelor R_3 și R_7 , celelalte trebuie să aibă valori de ordinul zecilor de $k\Omega$ [25].

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

$$R_4=R_5=R_6=R \quad (4.31)$$

se păstrează egalitatea (4.28) și dacă se impune:

$$R_2=R \quad (4.32)$$

rezultă

$$R_1 = \frac{R}{2} \quad (4.33)$$

Acum.

$$R_3 = \frac{R}{3} \quad (4.34)$$

iar $R_7 = \frac{R}{2} \quad (4.35)$

În concluzie, pentru cazul în care $k_A \neq 1$, valorile rezistențelor redresorului de precizie se determină cu (4.25), (4.27), (4.28), (4.29) și (4.30), iar pentru $k_A = 1$, acestea rezultă cu (4.31), (4.32), (4.33), (4.34), (4.35).

Valoarea medie a tensiunii pentru $k_A \neq 1$ se determină cu [20], [31], [82].

$$U_{e0} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} \sqrt{2} \cdot \frac{R_\epsilon}{R_4} U_1 \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) dt \quad (4.36)$$

După schimbarea variabilei, se obține:

$$U_{e0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_\epsilon}{R_4} \cdot U_1 \cdot \int_{\varphi}^{\frac{\pi}{2} + \varphi} \sin(\omega \cdot t - \varphi) d(\omega \cdot t - \varphi) \quad (4.37)$$

Prin rezolvarea integralei (4.37), ținând seamă de (4.17), rezultă

$$U_{e0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_\epsilon}{R_4} \cdot U_1; U_{e0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_\epsilon}{R_4} \cdot \frac{R_3}{k_1} \cdot I_1 \quad (4.38)$$

În cazul $k_A = 1$, procedându-se în același mod, se obține:

$$U_{e0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_3}{k_1} \cdot I_1 \quad (4.39)$$

Relațiile (4.38) și (4.39) sunt adevărate numai când transformatoarele de curent funcționează cu miezurile nesaturate. În același caz, valoarea medie a tensiunii redresate este direct proporțională cu valoarea eficace a curentului din instalația de forță a motorului protejat, potrivit relațiilor (4.38) și (4.39).

c. Filtrul activ trece-jos

Redresorul de precizie bialternantă are sarcină rezistivă. După redresor tensiunea u_e este pulsatorie. Aceasta are o componentă continuă U_{e0} care are valoarea medie a tensiunii redresate (4.38), și o componentă alternativă u_{ea} :

$$u_e = U_{e0} + u_{ea} \quad (4.40)$$

Componenta alternativă, în general, este formată din n armonici [20]

$$u_{ea} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_n) \quad (4.41)$$

În relația (4.41), U_n este valoarea eficace a armonicii de ordinul n , iar φ_n faza inițială a acestei armonici.

Tensiunea redresată (4.40), ținând seamă de (4.41), se poate descompune în serie Fourier și devine:

$$u_e = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \quad (4.42)$$

În (4.42) coeficienții seriei Fourier sunt:

$$b_0 = U_{e0}; b_0 = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_1 \quad (4.43)$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_1 \left[\int_0^{\pi} \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) dt - \int_0^{2\pi} \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot \sin(\omega \cdot t) dt \right] \quad (4.44)$$

$$a_n = 0, n = 1, 2, \dots$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_1 \left[\int_0^{\pi} \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) dt - \int_0^{2\pi} \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) dt \right] \quad (4.45)$$

$$b_n = -\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_1 \cdot \frac{4}{n^2 - 1}, n = 2, 4, 6, \dots$$

Cu (4.42), (4.43), (4.44) și (4.45) rezultă:

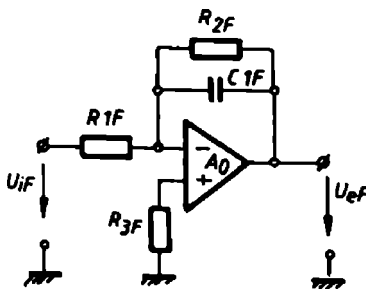
$$u_e = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_1 \cdot \left[2 - \frac{4}{3} \cdot \cos 2 \cdot \omega \cdot t - \frac{4}{15} \cdot \cos 4 \cdot \omega \cdot t - \dots \right] \quad (4.46)$$

Cu acestea, se obține componenta alternativă a tensiunii redresate:

$$u_{ea} = -\frac{4 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot U_1 \cdot \left[\frac{1}{3} \cdot \cos 2 \cdot \omega \cdot t + \frac{1}{15} \cdot \cos 4 \cdot \omega \cdot t + \dots \right] \quad (4.47)$$

Tensiunea de la ieșirea redresorului de precizie se filtrează cu un filtru activ trece-jos (fig. 4.4) [32], care se proiectează astfel încât armonicile componentei alternative să fie puternic atenuate.

În cazul ideal, impedanța de intrare Z_i în amplificatorul operațional este infinită ($Z_i = \infty$) și relația dintre tensiunea de ieșire U_{eF} a filtrului și cea de intrare U_{iF} , este:



$$U_{eF} = -\frac{Z_{2F}}{Z_{1F}} \cdot U_{iF} \quad (4.48)$$

în care:

$$Z_{1F} = R_{1F} \quad (4.49)$$

iar

$$Z_{2F} = -\frac{j \cdot R_{2F} \cdot X_{C1F}}{R_{2F} - j \cdot X_{C1F}} \quad (4.50)$$

În (4.50), X_{C1F} se calculează cu

$$X_{C1F} = \frac{1}{\omega \cdot C_{1F}} \quad (4.51)$$

Fig. 4.4 Filtru activ trece-jos

Cu (4.50) și (4.51), rezultă:

$$Z_{2F} = \frac{R_{2F} \cdot (1 - j \cdot \omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})}{1 + (\omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})^2} \quad (4.52)$$

Cu formulele (4.49), (4.52) și (4.48), se obține dependența dintre tensiunea de ieșire a filtrului și frecvența armonicilor:

$$\frac{U_{eF}}{U_{iF}} = -\frac{R_{2F}}{R_{1F}} \cdot \frac{1 - j \cdot \omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F}}{1 + (\omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})^2} \cdot U_{iF} \quad (4.53)$$

Se precizează că tensiunea U_{1F} , de la intrarea în filtru, este tensiunea de ieșire a redresorului de precizie bialternanță ($U_{1F}=U_a$).

Pentru componenta continuă a tensiunii redresate, $\omega=0$ și din (4.53), rezultă:

$$U_{eF} = -\frac{R_{2F}}{R_{1F}} \cdot U_{1F} \quad (4.54)$$

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

$$k_{AU} = \frac{R_{2F}}{R_{1F}} \quad (4.55)$$

Când ω crește, crește și atenuarea componentei alternative. Pentru $\omega=\infty$, $U_{eF}=0$. În curent alternativ, factorul de amplificare $k_{A\omega}$, scade cu creșterea frecvenței:

$$k_{A\omega} = \frac{R_{2F} \cdot (1 - j \cdot \omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})}{R_{1F} \cdot [1 + (\omega \cdot C_{1F} \cdot R_{2F})^2]} \quad (4.56)$$

și în acest fel sunt atenuate armonicile tensiunii redresate.

Pentru dimensionarea filtrului activ trece-jos, se impun frecvența de tăiere f_T , factorul de amplificare în c.c. k_{AU} și valoarea rezistenței R_{1F} . Acum din (4.55) se obține:

$$R_{2F} = k_{AU} \cdot R_{1F} \quad (4.57)$$

Frecvența de tăiere a filtrului activ trece-jos, se calculează cu [32]

$$f_T = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{2F} \cdot C_{1F}} \quad (4.58)$$

Această frecvență trebuie să fie mult mai mică decât frecvența primei armonici a tensiunii redresate ($f_T \ll 2f$). Spre exemplu dacă:

$$f_T = \frac{f}{10} \quad (4.59)$$

cu formulele (4.57), (4.58) și (4.59) se obține valoarea capacității condensatorului C_{1F} :

$$C_{1F} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot R_{2F}}; C_{1F} = \frac{5}{\pi \cdot f \cdot R_{2F}} \quad (4.60)$$

În relația (4.60), f este frecvența tensiunii de intrare u_i în redresorul de precizie bialternanță ($f=50$ Hz).

Valoarea rezistenței R_{3F} , se determină cu:

$$R_{3F} = \frac{R_{1F} \cdot R_{2F}}{R_{1F} + R_{2F}} \quad (4.61)$$

Pentru simplificarea configurației convertorului curent alternaziv-tensiune continuă, se impune ca sumatorul, realizat cu amplificatorul operațional A_2 (fig. 4.3), să realizeze și funcția de filtru activ. Pentru aceasta, k în paralel cu rezistorul R_6 , se leagă condensatorul C_{1F} . În acest caz, pentru dimensionarea filtrului activ trece-jos, se utilizează tot relațiile (4.57), (4.60) și (4.61), în care $R_{1F}=R_4$, $R_{2F}=R_6$ și $R_{3F}=R_7$.

În continuare se consideră că filtru activ trece-jos atenuază complet componenta alternativă a tensiunii redresate, deci $u_{e\omega} \approx 0$ și

$$u_e = U_{e0}, u_e = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_5}{k} \cdot I_1 \quad (4.62)$$

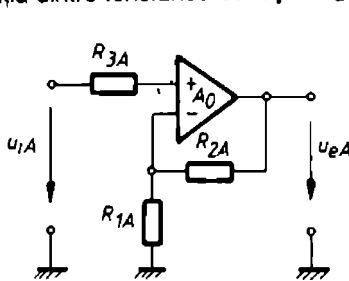
Relația (4.62) reprezintă dependența dintre tensiunea de ieșire u_e a convertorului și curentul absorbit de motor pe faza respectivă. Tensiunea u_e este direct proporțională cu acest curent, dacă funcționarea transformatorului este în zona liniară a caracteristicii de magnetizare

4.2.3 Amplificatoarele și comparatoarele blocurilor de detecție a regimurilor de avarie

Tensiunile de la ieșirea convertoarelor CCT1 și CCT2 (fig. 4.1), sunt direct proporționale cu valorile eficace ale curenților I_{1R} și I_{1T} , de pe fazele R și T. Fiecare dintre aceste tensiuni, este amplificată cu câte două amplificatoare de c.c., care au factori de amplificare diferiți. Amplificatoarele A1R și A1T, cu factor mare de amplificare, fac parte din blocul electronic de sesizare a regimurilor de suprasarcină și de funcționare în două faze, iar A2R și A2T, cu factor mic de amplificare, din blocul de sesizare a regimurilor de scurtcircuit.

Amplificatoarele neînversoare A1R, A1T, A2R și A2T, au ca element activ un amplificator operațional. Schema acestor amplificatoare este dată în figura 4.5 [61], [70], [71], [108].

La amplificatorul de c.c. neînversor, realizat cu amplificator operațional, relația dintre tensiunea de ieșire u_{eA} și cea de intrare u_{iA} este:



$$u_{eA} = \left(1 + \frac{R_{2A}}{R_{1A}} \right) \cdot u_{iA} \quad (4.63)$$

Valoarea rezistenței R_{3A} , se calculează cu:

$$R_{3A} = \frac{R_{1A} \cdot R_{2A}}{R_{1A} + R_{2A}} \quad (4.64)$$

Pentru proiectarea acestui amplificator se impun valorile rezistenței R_{2A} și a factorului de amplificare k_A . Pe de altă parte k_A se determină cu formulele:

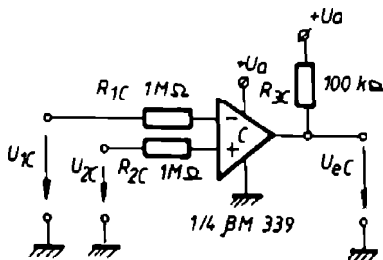
Fig. 4.5 Amplificator de c.c. neînversor realizat cu amplificator operațional

$$k_A = \frac{u_{eA}}{u_{iA}}; k_A = 1 + \frac{R_{2A}}{R_{1A}} \quad (4.65)$$

Din (4.65) rezultă valoarea rezistenței R_{1A}

$$R_{1A} = \frac{1}{k_A - 1} \cdot R_{2A} \quad (4.66)$$

Se precizează că pentru amplificatoarele blocului de suprasarcină, la care factorul de amplificare este mare, se alege R_{2A} de ordinul zecilor sau sutelor de $k\Omega$, astfel încât să se obțină valoarea rezistenței R_{1A} cel puțin de ordinul unităților de $k\Omega$. Pentru amplificatoarele blocului de scurtcircuit, $1 < k_A < 1,4$, R_{2A} se alege de ordinul unităților de $k\Omega$.



Comparatoarele CCST, CCSCR și CCSCT (fig. 4.1), ale blocului de sesizare a regimului de suprasarcină, au ca element activ un amplificator diferențial de curent [25]. Un circuit integrat, în general, conține patru amplificatoare diferențiale cu curent independent, cu alimentare comună.

Fig. 4.6 Comparator de semnale analogice și convertor de semnal analogic-logic

În același timp comparatoarele constituie interfața dintre circuitele integrate analogice și cele numerice ale protecției electronice. Comparatorul care realizează atât comparația tensiunilor continui de la intrare, cât și adaptarea semnalelor analogice cu cele logice, cu care lucrează circuitele integrate numerice, are schema din figura 4.6 [108].

Pentru realizarea celor două funcții, se folosește comparatorul $\beta M339$. În scopul adaptării semnalelor analogice cu cele logice ale circuitelor integrate realizate în tehnologie CMOS, se impune valoarea rezistenței R_{3c} ($R_{3c}=100k\Omega$, [108]). În toate cazurile $R_{1c}=R_{2c}=1M\Omega$.

Comparatorul are sursă comună cu cea a circuitelor integrate logice.

Funcționarea comparatorului este descrisă de relațiile [25]:

$$U_{1c} > U_{2c}, U_{ec} = 0V;$$

$$U_{1c} < U_{2c}, U_{ec} = +U_a;$$
(4.67)

$$U_{1c} = U_{2c}, U_{ec} = \text{valoare - nedeterminată}$$

Tensiunea U_{2c} este proporțională cu valoarea curentului motorului protejat iar U_{1c} , obținută după blocurile de impunere a curentului de suprasarcină (BICS), sau de scurtcircuit (BICSC), este proporțională cu valorile impuse ale curenților de avarie care determină declanșarea contactorului principal. Impunerea valorilor celor doi curenți se realizează cu ajutorul unor potențiometre alimentate tot de la sursa de tensiune U_a .

Coefficientul de reglaj k_{rp} al unui potențiomtru, este dat de raportul dintre tensiunea u_{ep} de ieșire a potențiometrului și cea de alimentare U_a , a acestuia:

$$k_{rp} = \frac{u_{ep}}{U_a}$$
(4.68)

Deoarece tensiunea $u_{ep} \in [0 \dots U_a]$, coeficientul de reglaj $k_{rp} \in [0 \dots 1]$. Pentru cele două blocuri, coeficienții de reglaj sunt:

$$k_{rps} = \frac{u_{es}}{U_a}$$
(4.69)

$$k_{rpsc} = \frac{u_{esc}}{U_a}$$
(4.70)

În relațiile (4.69) și (4.70) k_{rps} și k_{rpsc} , sunt coeficienții de reglaj a blocurile de protecție la suprasarcină și la scurtcircuit, iar u_{es} și u_{esc} , sunt tensiunile proporționale cu valorile curenților de acționare a protecțiilor de suprasarcină și scurtcircuit.

Tensiunea u_{es} se calculează în funcție de curentul de suprasarcină I_s :

$$I_s = k_s \cdot I_n$$
(4.71)

În această relație k_s este raportul dintre curentul de suprasarcină I_s , care determină acționarea protecției, după un timp mai mare decât cel de pornire al motorului protejat și curentul nominal I_n al motorului respectiv ($k_s=1.05 \dots 1.2$).

Curentul nominal al motorului se determină cu:

$$I_n = \frac{10^3 \cdot P_n}{\sqrt{3} \cdot \eta_n \cdot U_l \cdot \cos \varphi_n}$$
(4.72)

Aici $U_l[V]$ este tensiunea de linie, $P_n[kW]$ - puterea nominală, $\eta_n[-]$ - randamentul nominal și $\cos \varphi [-]$ - factorul de putere nominal al motorului protejat.

Cu formulele (4.62), (4.63) și (4.71) rezultă:

$$u_{es} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_3}{k_1} \cdot \left(1 + \frac{R_{2AS}}{R_{1AS}} \right) \cdot k_s \cdot I_n$$
(4.73)

În relația de sus, R_{2AS} și R_{1AS} sunt rezistențele amplificatoarelor A1R și A1T (fig. 4.1) din blocul de sesizare a suprasarcinilor.

Înlocuind în relația (4.69), tensiunea u_m calculată cu (4.73) rezultă:

$$k_{rps} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot U_a} \cdot \frac{R_\xi}{R_4} \cdot \frac{R_s}{k_1} \cdot \left(1 + \frac{R_{2AS}}{R_{1AS}} \right) \cdot k_s \cdot I_n \quad (4.74)$$

Blocul de protecție la suprasarcină sesizează și regimul de funcționare în două faze a motorului asincron trifazat protejat. Acest regim este analizat în detaliu în lucrările [2], [4], [8], [19]. La întreruperea unei faze, curentul pe celelate faze crește, în general cu 50% din valoarea curentului nominal. Acest curent de avarie, dacă nu se produce declanșarea contactorului principal, determină, ca și curentul de suprasarcină, încălzirea motorului peste limita admisă și scade timpul mediu de bună funcționare a motorului. Valoarea eficace a curentului de defect, în acest caz, este:

$$I_{12F} = k_{2F} \cdot I_n \quad (4.75)$$

unde $k_{2F} \approx 1,52$ [4].

Deoarece $k_{2F} > k_s$ ($I_{12F} > I_{1S}$), regimul de funcționare în două faze este sesizat de blocul de protecție la suprasarcină, care transmite comandă de declanșare a contactorului principal. Deci cu reglajul (4.74), acționarea protecției este sigură atât la funcționarea în regim de suprasarcină, cât și în două faze.

În regim de scurtcircuit, curentul I_{sc} este mult mai mare decât cel nominal al motorului ($I_{sc} \gg I_n$). În acest caz, pentru reglarea protecției se impune determinarea valorii minime a curentului de scurtcircuit care, pentru sistemul simetric trifazat cu fir neutru, de alimentare cu energie electrică, este curentul minim de scurtcircuit monofazat. El se calculează pentru defectul care se produce în capătul cel mai îndepărtat al liniei [76]. Practic, curentul de pornire a protecției la scurtcircuit, trebuie să fie mai mare decât curentul de pornire al motorului protejat. Dacă se procedează ca și în cazul funcționării în regim de suprasarcină, se obține tensiunea de la ieșirea blocului BICISC:

$$u_{esc} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_\xi}{R_4} \cdot \frac{R_s}{k_1} \cdot \left(1 + \frac{R_{2ASC}}{R_{1ASC}} \right) \cdot k_{sp} \cdot k_p \cdot I_n \quad (4.76)$$

Cu (4.76) și (4.70), rezultă:

$$k_{rpsc} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot U_a} \cdot \frac{R_\xi}{R_4} \cdot \frac{R_s}{k_1} \cdot \left(1 + \frac{R_{2ASC}}{R_{1ASC}} \right) \cdot k_{sp} \cdot k_p \cdot I_n \quad (4.77)$$

În relațiile (4.76) și (4.77), R_{1ASC} și R_{2ASC} sunt rezistențele amplificatoarelor neinversoare A2R și A2T (fig. 4.1), k_{sp} este un coeficient de siguranță împotriva acționării protecției în perioada de pornire ($k_{sp} = 1,05 \dots 1,1$), iar k_p - raportul dintre curentul de pornire I_p și cel nominal al motorului:

$$k_p = \frac{I_p}{I_n} \quad (4.78)$$

4.2.4. Blocul logic de comandă

Blocul logic de comandă este format din ansamblul elementelor (fig. 4.1), SAU-1, SAU-2, CTA, M_1 , M_2 , AO1, AO2, SAU-NU și AL-EE.

În schema de principiu a protecției electronice (fig. 4.9) blocul logic de comandă al releului de protecție, este format din circuitele logice 1, 2 care realizează funcția SAU, circuitul electronic de timp T_1 , cu temporizare la acționare (poziția 5 din tabelul 3.2 b), circuitele de memorie M_1 , M_2 , circuitul 3, care realizează

funcția SAU-NU și amplificatorul logic, cu element activ tranzistorul T_1 . Sarcina amplificatorului este bobina releului electromagnetic K_2 . Circuitele 1, T_1 și M_1 , fac parte din blocul de sesizare a suprasarcinii, iar 2 și M_2 , din cel care determină declanșarea contactorului principal, la apariția regimului de scurtcircuit.

Funcționarea blocului logic de comandă este descrisă de relațiile [13], [20], [41], [58], [80], [82], [88], [113]:

$$x_S = x_{SR} \cup x_{ST} \quad (4.79)$$

$$x_S(t_a) = x_{SR}(t_a) \cup x_{ST}(t_a) \quad (4.80)$$

$$x_{M1} = x_S(\overline{t_a}) \cup x_B \cdot x_{M1} \quad (4.81)$$

$$x_{SC} = x_{SCR} \cup x_{SCT} \quad (4.82)$$

$$x_{M2} = x_{SC} \cup x_B \cdot x_{M2} \quad (4.83)$$

$$y_{k2} = x_{M1} \cup x_{M2}; y_{k2} = x_{M1} \cdot x_{M2} \quad (4.84)$$

Cu aceste relații se obține funcția logică a blocului logic de comandă:

$$y_{k2} = \overline{x_{SR}(t_a)} \cdot \overline{x_{ST}(t_a)} \cdot \overline{x_{SCR}} \cdot \overline{x_{SCT}} \cdot (x_B \cup \overline{x_{M1}} \cdot \overline{x_{M2}}) \quad (4.85)$$

În aceste relații x_{SR} și x_{ST} sunt variabilele logice ale căror valori depind de curenții de suprasarcină de pe fazele R și S, x_{SCR} și x_{SCT} sunt variabilele logice care depind de valorile curenților de scurtcircuit, de pe cele două faze, x_S este funcția logică realizată de circuitul 1 (relația (4.79)), $x_S(t_a)$ - funcția realizată de circuitul de timp T_1 , cu timpul de lucru t_a mai mare decât timpul de pornire al motorului protejat (relația (4.80)), x_{M1} - funcția (4.81) a circuitului basculant bistabil M_1 (de tip R-S), x_B - semnal de blocare a posibilității de reanclanșare a contactorului principal, după acționarea protecției, un timp mai mare decât cel de răcire a motorului protejat, x_{SC} - funcția logică (4.82) a circuitului 2 iar x_{M2} , dat de relația (4.83) - funcția memoriei M_2 .

Când motorul funcționează în suprasarcină sau în două faze $x_{SR}=1$ sau/și $x_{ST}=1$, deci $x_S=1$. Dacă deranjamentul se menține un timp mai mare decât t_a , după durata t_a , $x_S(t_a)=1$. Comanda aceasta este memorată de circuitul M_1 la ieșirea căruia semnalul $x_{M1}=1$, deci $y_{k2}=0$ și se întrerupe curentul electric prin bobina releului electromagnetic K_2 . Se deschide contactul normal deschis K_2 din instalația de comandă a contactorului K_1 , acesta declanșază, iar motorul protejat este scos de sub tensiune. Memorarea declanșării ca urmare a acționării protecției la suprasarcină sau împotriva funcționării în două faze, este semnalizată optic cu dioda LED 1, comandată prin semnalul x_{M1} .

$$\overline{x_{M1}} = x_B \cup \overline{x_S(t_a)} \cdot \overline{x_{M1}} \quad (4.86)$$

În regim de scurtcircuit, $x_{SCR}=1$ și/sau $x_{SCT}=1$, deci $x_{SC}=1$ și se memorează această comandă cu circuitul M_2 . La ieșirea lui M_2 , $x_{M2}=1$, deci $y_{k2}=0$ și declanșază contactorul principal K_1 . Acum este semnalizată optic natura avariei care a determinat declanșarea contactorului. Dioda LED-1 semnalizează acționarea protecției împotriva regimului de scurtcircuit. Ea este comandată prin semnalul x_{M2} .

$$\overline{x_{M2}} = x_B \cup \overline{x_{SC}} \cdot \overline{x_{M2}} \quad (4.87)$$

Memoriile M_1 și M_2 , blochează posibilitatea de reanclanșare imediată a contactorului K_1 , prin acționarea butonului de pornire S_2 . Este posibilă pornirea motorului protejat, numai după o anumită perioadă de timp în care motorul se răcește până la o temperatură care se încadrează în limitele funcționării normale. După acest timp, semnalul $x_B=1$ și memoriile M_1 și M_2 sunt aduse în stare inițială în care $x_{M1}=0$ și $x_{M2}=0$, deci este acționat releul electromagnetic K_2 , care permite pornirea motorului protejat.

4.2.5. Blocul electronic de blocare a reanclanșării contactorului principal

Acest bloc, a cărei funcție a fost prezentată mai sus, este compus din INVERSORUL 4 (fig. 4.9), circuitul basculant bistabil R-S M_1 , circuitul de timp de tip foto T_2 (tabelul 3.2 b, poziția 7), cu timpul de lucru t_{12} , circuitul de timp T_3 cu temporizare la revenire, varianta a II-a (tabelul 3.2 a, poziția 3), cu timpul de lucru t_3 și circuitul de timp T_4 cu temporizare la acționare (tabelul 3.2 b, poziția 5), cu timpul de lucru t_{34} .

În momentul declanșării releului electromagnetic K_2 , ca urmare a sesizării uneia dintre avarii la care este sensibil releul electronic de protecție, semnalul $\overline{y_{K2}} = 0$, deci după circuitul logic INVERSOR 4, semnalul $\overline{y_{K2}} = 1$. Se aprinde dioda electroluminescentă LED 3, care avertizează optic memorarea semnalului y_{K2} . La ieșirea memoriei M_3 , semnalul $x_{M3} = 1$ deci și $x_{M3}(t_1) = 1$, pe durata t_{12} . După intervalul de timp t_{12} valoarea logică a semnalului $x_{M3}(t_1)$ scade de la "1" la "0". Frontul negativ al semnalului $x_{M3}(t_1)$, activează circuitul electronic de timp T_3 , la ieșirea căruia, acum $x_B = 1$ pe durata t_{13} . Semnalul $x_B = 1$, aduce în stare inițială memoriile M_1 și M_2 deci $y_{K2} = 1$, și este permisă comanda de anclanșare a contactorului principal. După perioada de timp t_{34} ($t_{34} < t_{13}$) de la creșterea valorii semnalului x_B , la ieșirea circuitului de timp T_4 , semnalul $x_B(t_{34}) = 1$ și memoria M_3 este adusă în stare inițială.

4.2.6. Realizarea și experimentarea releului electronic de protecție, cu caracteristică independentă

În vederea exeperimentării releului electronic de protecție, cu caracteristică independentă, se impune protecția unui motor asincron trifazat cu pornire directă, care are caracteristicile date în tabelul 4.1

Încărcarea motorului se realizează cu un generator de c.c. cu înfășurările de excitație legate mixt, cu datele din tabelul 4.2.

Tabelul 4.1.

Caracteristicile motorului asincron trifazat protejat

Tipul	P, [kW]	n, [rot/min]	η [%]	$\cos \varphi_p$	U_n [V]	I_n [A]	I_c/I_n	M_c/M_n	J [kg/m ²]
ASI 132M 38-6	5,5	960	83	0,77	380	13,1	6	2	0,05

Tabelul 4.2.

Caracteristicile generatorului de c.c., folosit la încărcarea motorului protejat

Tipul	P, [kW]	n, [rot/min]	η [%]	U_c [V]	I_c [A]	I_{exc} [A]	J [kg/m ²]
GW-2b	4,5	400 1000	78	230	20	0,86	0,125

Ca element primar al convertorului de curent alternativ-tensiune continuă, se folosește transformatorul de curent de laborator METRA, care are rapoartele de transformare $k_t = 3, 10, 20$ ($I = 1, 2, 3$), cu clasă de precizie 0,2% și putere 5 VA.

Pentru alegerea domeniului optim de lucru al transformatorului de curent, se determină experimental, căderea de tensiune pe rezistența de sarcină. În acest scop se utilizează montajul prezentat în figura 4.7 realizat cu următoarele aparate și dispozitive electrice

AT - autotransformator reglabil ATR-9

A₁ - ampermetru feromagnetic cu domeniu 0-6 A

TC - trusă de curent reglată să lucreze pe domeniul 0-200 A

TC₁ și A₂, clește ampermetric Tip M4 (IRME București), pe domeniile 0-60 A și 0-200 A;

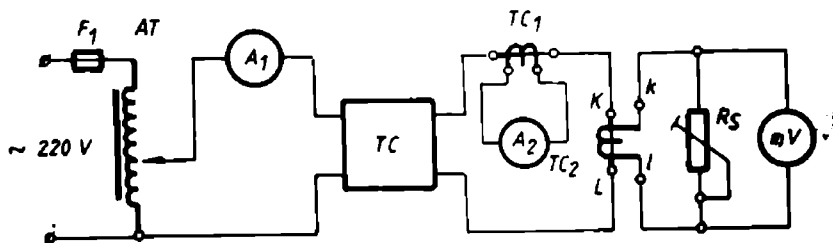


Fig. 4.7 Schema de montaj utilizată pentru alegerea domeniului de lucru al transformatorului de curent și a valorii rezistenței de sarcină.

TC₂ - transformator de curent METRA, cu $k=20$

R_s - rezistor cu rezistența reglabilă predeterminat cu $R_{s,max}=1,8\Omega$ și $I=9A$;

mV - multimetru numeric Tip E0304 reglat să lucreze pe domeniile $0-2 \cdot 10^3 mV$ și $20 \cdot 10^3 mV$.

Căderile de tensiune pe rezistența de sarcină R_s , pentru diferite valori ale acesteia, în funcție de curentul principal, pentru $k=20$, sunt date în tabelul 4.3.

Tabelul 4.3.

Dependența dintre căderea de tensiune pe rezistența de sarcină și curentul principal, la transformatorul de curent METRA cu $k=20$

$R_s[\Omega]$	$I_1[A]$	0	15	30	45	60	75	90	105
0,10	$U_{s1}[V]$	0	0,18	0,40	0,53	0,68	0,82	0,98	1,08
0,25	$U_{s2}[V]$	0	0,31	0,58	0,86	1,16	1,43	1,58	1,94
0,5	$U_{s3}[V]$	0	0,39	0,83	1,24	1,67	2,12	2,53	2,91
0,75	$U_{s4}[V]$	0	0,55	1,16	1,72	2,23	2,83	3,36	3,90
1,00	$U_{s5}[V]$	0	0,78	1,63	2,37	3,00	3,61	4,31	4,87

Cu datele din tabelul 4.3, s-au construit graficele din figura 4.8.

Această familie de drepte este caracterizată prin relația:

$$d_{U_{s1}} = m_1 \cdot d_{I_{11}} \quad (4.88)$$

în care

$$d_{U_{s1}} = \frac{U_{s1}}{\mu_{U_s}} \quad (4.89)$$

$$d_{I_{11}} = \frac{I_{11}}{\mu_{I_1}} \quad (4.90)$$

În relațiile de mai sus, I_{11} și U_{s1} sunt curentii și căderile de tensiune corespunzătoare rezistențelor de sarcină $R_{s(i)}$ ($i = 1 \dots 5$), ale transformatorului de curent, $d_{U_{s1}}$ [mm] și $d_{I_{11}}$ [mm] sunt reprezentările la scară ale curentilor și căderilor de tensiune din figura 4.8, μ_{I_1} și μ_{U_s} sunt scările de reprezentare, ale curentilor și a căderilor de tensiune, iar m_1 - coeficientul unghiular al dreptelor respective, cu valorile date în tabelul 4.4

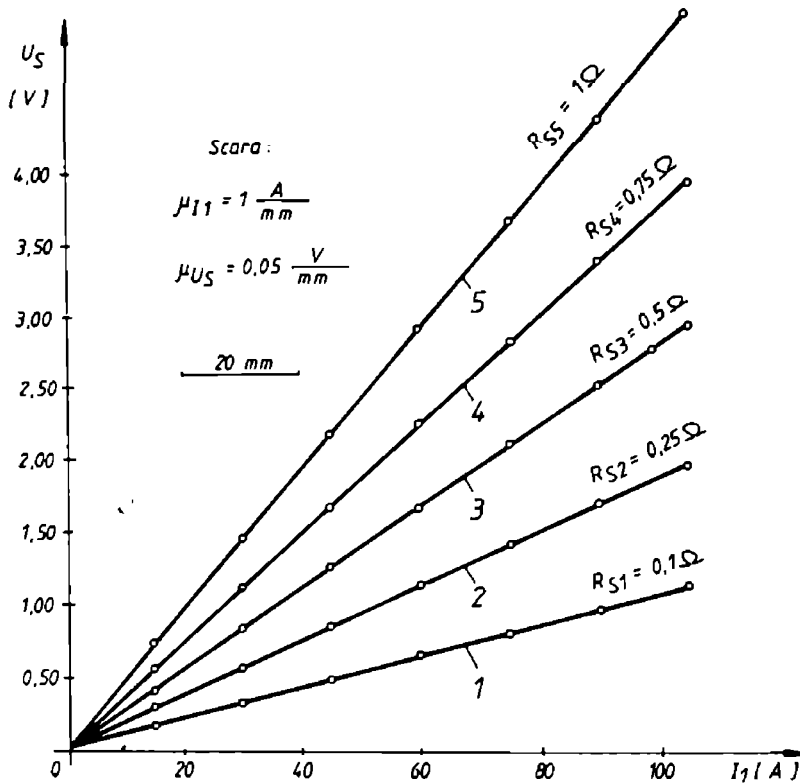


Fig 4.8 Graficele $U_s=f(I_1); R_s=ct., l=1...5$.

Tabelul 4.4.

Valorile coeficienților unghiulari ai familiei de drepte din figura 4.8

l	1	2	3	4	5
m_l	0,265	0,460	0,685	0,915	1,190

Ținând seamă de (4.88), (4.89) și (4.90) rezultă:

$$m_l = \frac{\mu_{I1} \cdot U_{s1}}{\mu_{U5} \cdot I_{11}} \quad (4.91)$$

Pentru protejarea motorului, cu caracteristicile din tabelul 4.1., se impune $R_s=0,5\Omega$ și se calculează valorile celorlalte componente ale convertorului curent alternativ-tensiune continuă, utilizând relațiile din paragraful 4.2.2. Se adoptă valori normalizate apropiate de cele obținute prin calcul. Valorile calculate și cele normalizate ale acestor rezistențe și condensatoare, sunt trecute în tabelul 4.5. Se impun $k_A=1$, $k_{AF}=1$ și $f=50$ Hz

Tabelul 4.5

Valorile rezistențelor și capacităților convertorului curent alternativ-tensiune continuă, pentru $k_A=1$ și $k_{AF}=1$

Relația de calcul	(4.31)	(4.32)	(4.33)	(4.34)	(4.35)	(4.57)	(4.61)	(4.60)
Valori calculate $R_c(k\Omega)$ $C_c(k\Omega)$	$R_{1c}=R_{3c}=R_{4c}=27k\Omega$	$R_{2c}=27k\Omega$	$R_{1c}=13,5k\Omega$	$R_{3c}=9k\Omega$	$R_{2c}=13,5k\Omega$	$R_{1fc}=R_{2fc}=27k\Omega$	$R_{3fc}=13,5k\Omega$	$C_{1fc}=1,18\mu F$
Valori normalizate $R_i(k\Omega)$ $C_i(k\Omega)$	$R_1=R_2=R_4=27k\Omega$	$R_2=27k\Omega$	$R_1=12k\Omega$	$R_3=10k\Omega$	$R_2=12k\Omega$	$R_{1f}=R_{2f}=27k\Omega$	$R_{3f}=12k\Omega$	$C_{1f}=10\mu F$

În același mod se determină valorile rezistențelor amplificatoarelor blocurilor de sesizare a regimurilor de suprasarcină și de scurtcircuit (tabelul 4.6) În acest scop se impun valorile mărimilor k_{AS} , k_{ASC} , R_{2AS} și R_{2ASC} .

Tabelul 4.6

Valorile rezistențelor amplificatoarelor blocurilor de sesizare a suprasarcinilor și scurtcircuitelor, pentru $k_{AS}=4$ și $k_{ASC}=1,4$

Relația de calcul	Se impun	(4.66)	
Valori calculate	$R_{2AS}=33k\Omega$ $R_{2ASC}=10k\Omega$	$R_{1ASC}=11k\Omega$ $R_{1ASCc}=25k\Omega$	$R_{3ASC}=8,25k\Omega$ $R_{3ASCc}=7,3k\Omega$
Valori normalizate	$R_{2AS}=33k\Omega$ $R_{2ASC}=10k\Omega$	$R_{1AS}=12k\Omega$ $R_{1ASC}=27k\Omega$	$R_{3AS}=8,2k\Omega$ $R_{3ASC}=6,8k\Omega$

Cu valorile normalizate ale rezistențelor amplificatoarelor, factorii de amplificare reali, determinați cu (4.65), sunt $k_{AS}=9,75$, respectiv $k_{ASC}=1,37$.

Ținând seamă de cele prezentate în subcapitolele 3.2 și 4.2 a fost posibilă realizarea schemei releului electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune care este prezentată în figura 4.9.

În continuare se verifică experimental funcționarea protecției electronice și se etalonează scările potențioanelor P_1 și P_2 . Se precizează că P_1 și P_2 sunt potențioetre simple

Etalonarea protecției s-a realizat cu trusa de curent TC (fig. 4.7) utilizând pe rând ca sarcină transductoarele de curent TC_1 și TC_2 din figura 4.9.

Deplasarea unghiulară maximă a cursorului potențioanelor P_1 și P_2 este $\alpha_{max}=265^\circ$

După fiecare încercare, releul de protecție se rearmează rapid prin acționarea butonului normal deschis S_1 , care se folosește numai în scopul etalonării și reglării blocurilor de protecție împotriva regimurilor de suprasarcină și de scurtcircuit.

Cu butonul potențioanelor P_2 pus pe rezistență maximă și cu timpul de lucru minim al cursorului de timp T_1 , se etalonează scala potențioanelor P_1 a protecției la suprasarcină. Rezultatele obținute în urma acestei încercări sunt trecute în tabelul 4.7

Tabelul 4.7

Etalonarea scalei potențimetrului P_1 (fig. 4.9), TC, METRA 100/5 A, $R_{s1}=0,5\Omega$

I_1 [A]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
α_{ss} [grad]	0	14	29	43	59	74	89	104	118	134	148

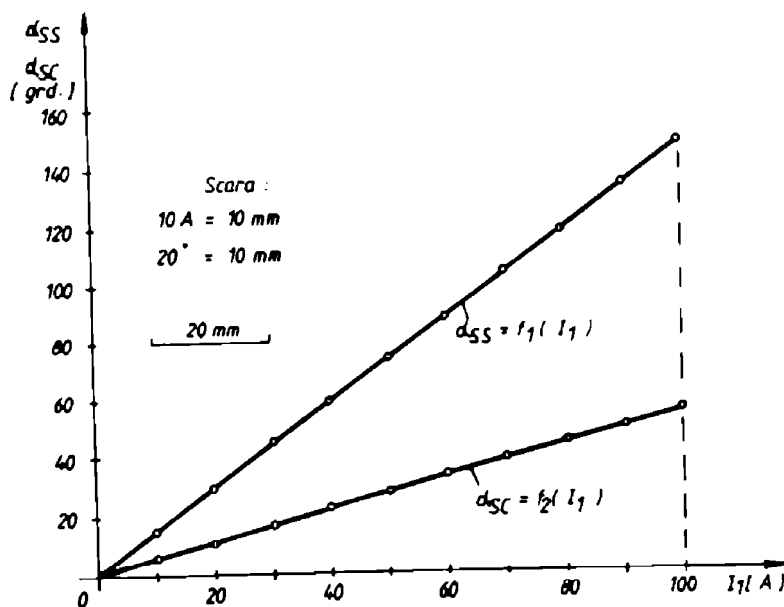
Se trece apoi butonul potențimetrului P_1 pe rezistența maximă și se etalonează scala potențimetrului P_2 , cu care se impune valoarea curentului de acționare a protecției la scurtcircuit. Rezultatele experimentale sunt date în tabelul 4.8.

Tabelul 4.8.

Etalonarea scalei potențimetrului P_2 (fig. 4.9), TC, METRA 100/5 A, $R_{s1}=0,5\Omega$

I_1 [A]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
α_{sc} [grad]	0	5	10	16	21	27	32	38	43	49	55

Cu datele din aceste tabele s-au trasat graficele $\alpha_{ss}=f_1(I_1)$ și $\alpha_{sc}=f_2(I_1)$ din figura 4.10. Deci dependențele respective sunt liniare, ca urmare reglarea protecției se poate face ușor.

Fig. 4.10 Graficele $\alpha_{ss}=f_1(I_1)$ și $\alpha_{sc}=f_2(I_1)$

Din aceste grafice rezultă:

$$\alpha_{ss} = k_{mss} \cdot I_1; \alpha_{ss} = 1,5 \cdot I_1 \quad (4.92)$$

$$\alpha_{sc} = k_{msc} \cdot I_1; \alpha_{sc} = 0,55 \cdot I_1 \quad (4.93)$$

deci $k_{mss}=1,5 \text{ grad/A}$ iar $k_{msc}=0,55 \text{ grad/A}$.

Etalonarea scalei potențimetrului circuitului electronic de timp T_1 , cu temporizare la acționare se face în absența curentului de sarcină I_1 . Rezultatele experimentale sunt trecute în tabelul 4.9.

Tabelul 4.9.

Etalonarea scalei potențimetrului R_1 al circuitului electronic de timp T_1 (fig 4.9 și tabelul 3.2 b. poz. 5), $R_1=100k\Omega$, $C_1=470\mu F$

t_{a1} [s]	0	5	10	15	20	25	30	35
α_{T1} [grad]	0	40	60	86	135	169	205	240

Și la circuitul electronic de timp T_1 , deplasarea unghiulară a cursorului potențimetrului R_1 este aproximativ direct proporțională cu valoarea timpului de acționare deci

$$\alpha_{T1} = k_{mT1} \cdot t_{a1}, \alpha_{T1} = 6,53 \cdot t_{a1} \quad (4.94)$$

În (4.94), coeficientul unghiular $k_{mT1}=6,53$ grad/s.

Cu formulele (4.92), (4.93) și (4.94), se stabilesc diviziunile intermediare ale scârilor potențimetrele P_1 , P_2 și R_1 .

Cu încercările efectuate până acum, se pot stabili caracteristicile de protecție ale releului electronic (fig. 4.9) pentru diferite puteri ale motoarelor protejate.

Dacă numai blocul de suprasarcină al protecției, este activ, caracteristica releului este cea din figura 4.11. Se consideră că motorul protejat funcționează, la parametri nominali, cu cuplu rezistent constant. În acest caz curentul în timpul pornirii se modifică după curba 1. Caracteristica 2 de protecție la suprasarcină, analitic se determină cu sistemul de ecuații [76], [89], [140], format din relațiile (4.71) și (2.60). Caracteristica de protecție la suprasarcină are punctul A de frângere, de coordonate I_{rs} și t_p . Mărimea I_{rs} este valoarea reglată a curentului de suprasarcină ($I_{rs}=I_s$, dat de relația (4.71)). Evitarea declanșării contactorului principal, în timpul pornirii motorului, este posibilă numai dacă graficele 1 și 2 nu se intersectează.

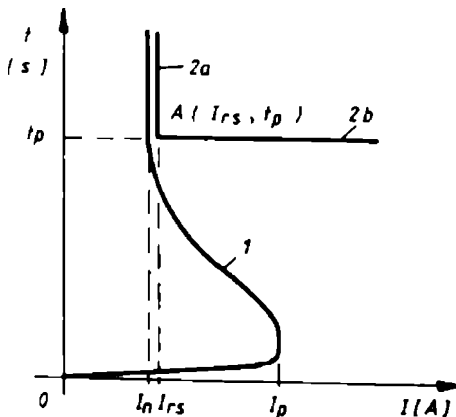


Fig. 4.11. Modificările în timpul pornirii a curentului motorului (curba 1) pentru cuplu rezistent constant și caracteristica 2 de protecție la suprasarcină

Când este activ numai blocul de protecție împotriva regimului de scurtcircuit, caracteristica de protecție este cea din figura 4.12 (graficul 2). Segmentele 2 a și 2 b ale caracteristicii de protecție, sunt date de relațiile:

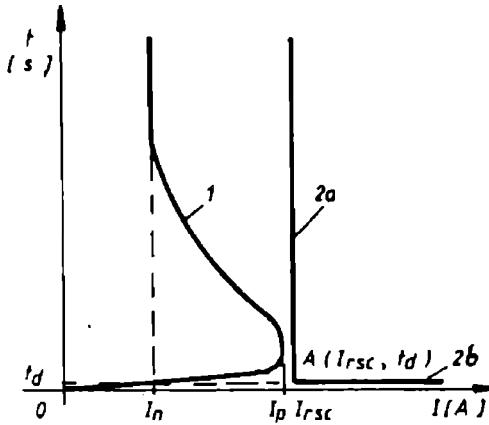
$$I_{nc} = k_{sp} \cdot k_p \cdot I_n \quad (4.95)$$

$$t_d = k_c \quad (4.96)$$

în care I_{nc} este valoarea curentului de pornire a protecției împotriva regimului de scurtcircuit iar k_c valoarea timpului de declanșare, care depinde de tipul contactorului principal.

Punctul A de frângere a caracteristicii de protecție, are coordonatele I_{nc} și t_d . La funcționarea normală a releului electronic de protecție, acționează, în cazul regimurilor de avarie, atât protecția la suprasarcină, cât și blocul de sesizare a regimului de scurtcircuit. În acest caz, caracteristica 2 de protecție (fig. 4.13) este compusă din caracteristica de protecție împotriva regimului de suprasarcină (fig. 4.11 graficul 2) și cea a blocului electronic de sesizare a regimului de scurtcircuit (fig. 4.12 graficul 2). Caracteristica de protecție este formată din segmentele de dreaptă 2a (4.71), 2b (2.60), 2c (4.95) și 2d (4.96), care se intersectează în punctele

$A(I_{rs}, t_p)$, $B(I_{rsc}, t_p)$ și $C(I_{rsc}, t_d)$. Protecția electronică (fig. 4.9) nu declanșează când motorul funcționează normal, dacă graficele 1 și 2 nu se intersectează.



Caracteristica de protecție este bine precizată, în cazul pornirii directe a motorului, dacă se cunosc coordonatele punctelor A, B și C.

Pentru verificarea acționării protecției, la funcționarea în două faze și în regim de suprasarcină, s-a realizat montajul din figura 4.14.

Fig. 4.12. Modificarea în timp a curentului de pornire (curba 1) a motorului și a celui de acționare a protecției electronice împotriva regimului de scurtcircuit (graficul 2)

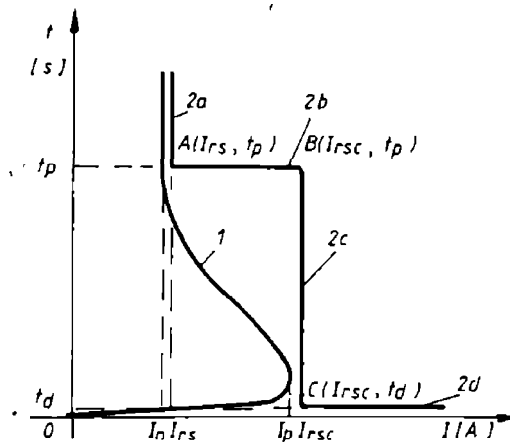


Fig. 4.13 Modificarea în perioada de pornire a curentului motorului (curba 1), în cazul cuplului rezistent constant și a curentului de acționare a protecției electronice din fig.4.9

În acest montaj s-au utilizat M și G cu caracteristicile date în tabelele 4.1 și 4.2, TC_1 și TC_2 - transformatoare de curent METRA, cu raportul de transformare $k_t=20$, TC_3 - transformator de curent METRA cu $k_t=10$, A_1 , A_3 , V_1 și V_2 - voltampermetre MAVO 35 reglate să lucreze pe domeniile 0...5 A c.a., 0...1 A c.c. și 0...500 V c.c. (V_1 și V_2), A_3 - ampermetru magnetoelectric (0...30 A), R_s - reostat folosit la încărcarea generatorului cu $R_{s,max}=20 \Omega/1600W$, STCV - sursă de tensiune continuă variabilă 0...220 V, 10 A, K_1 și K_3 - contactoare TCA 32, iar REPCI - releu electronic de protecție, cu caracteristică independentă, a cărui funcționare se verifică

$$I_{rn} = k_{ip} \cdot I_p \quad (4.98)$$

ca urmare, $I_{rec}=86,46$ A și $\alpha_{sc}=46$ grad.

Pentru verificarea funcționării protecției electronice, se reglează curentul de acționare a blocului de sesizare a regimului de scurtcircuit la valoarea de 35 A.

Timpul de pornire, în gol, a motorului este $t_{po}=0,28$ s și $\alpha_{tpo}=2$ grad, iar la mersul în sarcină $t_p=0,55$ s și $\alpha_p=4$ grad, valori determinate cu (2.60), avându-se în vedere că $n_p=n_n=960$ rot/min, $J_r=0,175$ kgm², $M_k=120,36$ Nm, $M_r=58,66$ Nm, $M_{rr0}\approx 0$ Nm, $s_p=s_n=0,04$ și $s_k=0,149$.

Înainte de pornirea motorului protejat, se anclanșază contactorul K_3 , cu care se realizează funcționarea în două faze și se reglează protecția împotriva regimurilor de suprasarcină și de funcționare în două faze, pentru $k_s=1,1$.

Se pornește în gol motorul asincron trifazat și se simulează protejarea motoarelor asincrone trifazate cu puteri mai mici decât puterea motorului de acționare, pentru evitarea suprasolicitării mașinilor din montaj. Pentru reducerea duratei experimentării, după pornire, potențiometrul circuitului electronic de timp cu temporizare la acționare, se pune pe rezistența minimă. Reglarea sarcinii are loc prin modificarea tensiunii de alimentare a înfășurărilor de excitație a generatorului.

După verificarea declanșării contactorului principal, de curentul de suprasarcină, pentru o anumită putere a motorului protejat, se păstrează valoarea reglată a curentului de suprasarcină și se pune cursorul potențiometrului R_1 pe valoarea $t_r=10$ s, pentru a se putea citi valoarea curentului I_{2F} . Se pornește din nou în gol motorul asincron și se încarcă până când curentul $I_1=I_{1n}$ (I_{1n} este valoarea curentului nominal al motorului, pentru care se reglează protecția electronică, dată în tabelul 10). Acum se trece la funcționarea în două faze, prin declanșarea contactorului K_3 . Deoarece $I_{2F}>I_{1ss}$, după timpul reglat, acționează blocul de sesizare a regimului de suprasarcină și declanșază contactorul principal.

Valorile curenților de suprasarcină și de funcționare în două faze, care determină declanșarea contactorului principal, sunt trecute în tabelul 4.10.

Tabelul 4.10.

Valorile măsurate ale curenților I_{1s} și I_{2F} care determină declanșarea contactorului principal și coordonatele punctelor A, B și C care determină caracteristicile de protecție ale releului electronic cu caracteristică independentă

P_n [kW]	n_n [rot/min]	I_n [A]	I_p/I_n	u_{ss} [grad]	I_{1s} [A]	I_{2F} [A]	A		B		C	
							I_{1s} [A]	t_p [s]	I_{1sc} [A]	t_p [s]	I_{1sc} [A]	t_d [s]
2,2	945	5,87	5,5	9	6,52	9,26	6,52	0,28	35,58	0,28	35,58	0,014
3	955	7,70	6	12	8,45	11,75	8,45	0,28	50,66	0,28	50,66	0,014

În coordonatele punctelor A și B, $t_p=t_{po}$. Real, pentru motoarele cu caracteristicile din tabelul 4.10, se determină t_p în funcție de parametrii motorului, mecanismului de transmisie și a mașinii de lucru.

4.3. Releu electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate, de joasă tensiune, cu caracteristică dependentă

4.3.1. Considerații generale

Releul electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate, de joasă tensiune, cu caracteristică dependentă, are schema bloc dată în figura 4.15. Acesta este compus din următoarele dispozitive electronice:

- CCT1, CCT2, CCT3 sunt convertitoare curent alternativ - tensiune alternativă, al doilea cu două trepte de tensiune. Acestea convertesc curenții de sarcină, de pe cele trei faze, în tensiuni alternative proporționale cu mărimile de intrare;
- RPBA1, RPBA2, RPBA3 - redresoare de precizie bialternanță cu filtre active trece-jos, la ieșirea cărora se obțin tensiuni continue direct proporționale cu valoarea curenților motorului protejat;
- AR2F, AS2F, AT2F, sunt amplificatoare neinversoare, cu factor de amplificare 1,2 folosite în scopul sesizării funcționării în două faze a motorului;
- SC2F este un senzor capacitiv de întrerupere a unei faze, în amonte de contactorul principal al motorului, bazat pe controlul tensiunilor de fază, utilizat în scopul prevenirii pornirii motorului în două faze;
- RPBA2F este redresor de precizie bialternanță, cu filtru activ trece-jos, la ieșirea căruia există tensiune continuă când lipsește una dintre tensiunile de fază ale sistemului de alimentare;
- CR2F, CS2F, CT2F sunt comparatoare care sesizează asimetriile curenților de pe cele trei faze, acestea realizează și interfațarea dintre circuitele integrate liniare și cele logice;
- C2F este comparator și adaptor de semnal, după care se obține semnal de nivel logic "1" când lipsește una dintre tensiunile de fază;
- SAU2F este un circuit logic SAU, cu patru intrări, după care se obține semnal logic "1", la întreruperea unei faze sau când lipsește una dintre tensiunile de fază;
- CTA este un circuit electronic de timp cu temporizare la acționare cu $t_s=0,2$ s (t_s este mai mare decât timpul de acționare a contactorului principal);
- BSOCL este blocul de selecție a oscilatoarelor comandate logic;
- OCL1, OCL2 sunt oscilatoare comandate logic;
- ȘI O1, ȘI O2, sunt porți logice ȘI comandate de semnalele de intrare ale convertorului digital-analogic. Ele blochează trecerea semnalelor spre divizorul de frecvență când tensiunea de ieșire a bazei de timp atinge limitele domeniului ei de modificare;
- SAU BT- circuit logic SAU al bazei de timp;
- DFBT este divizorul de frecvență al bazei de timp;
- BAODF este blocul de aducere la zero al divizorului de frecvență;
- BLCNR este blocul logic de comandă a numărătoarelor binare reversibile;
- NBR sunt numărătoare binare reversibile;
- CNA este convertorul numeric-analogic al bazei de timp;
- ABT este amplificatorul bazei de timp;
- ESTM este elementul de sesizare a valorii maxime a tensiunii de ieșire a bazei de timp (circuit logic ȘI-NU cu opt intrări);

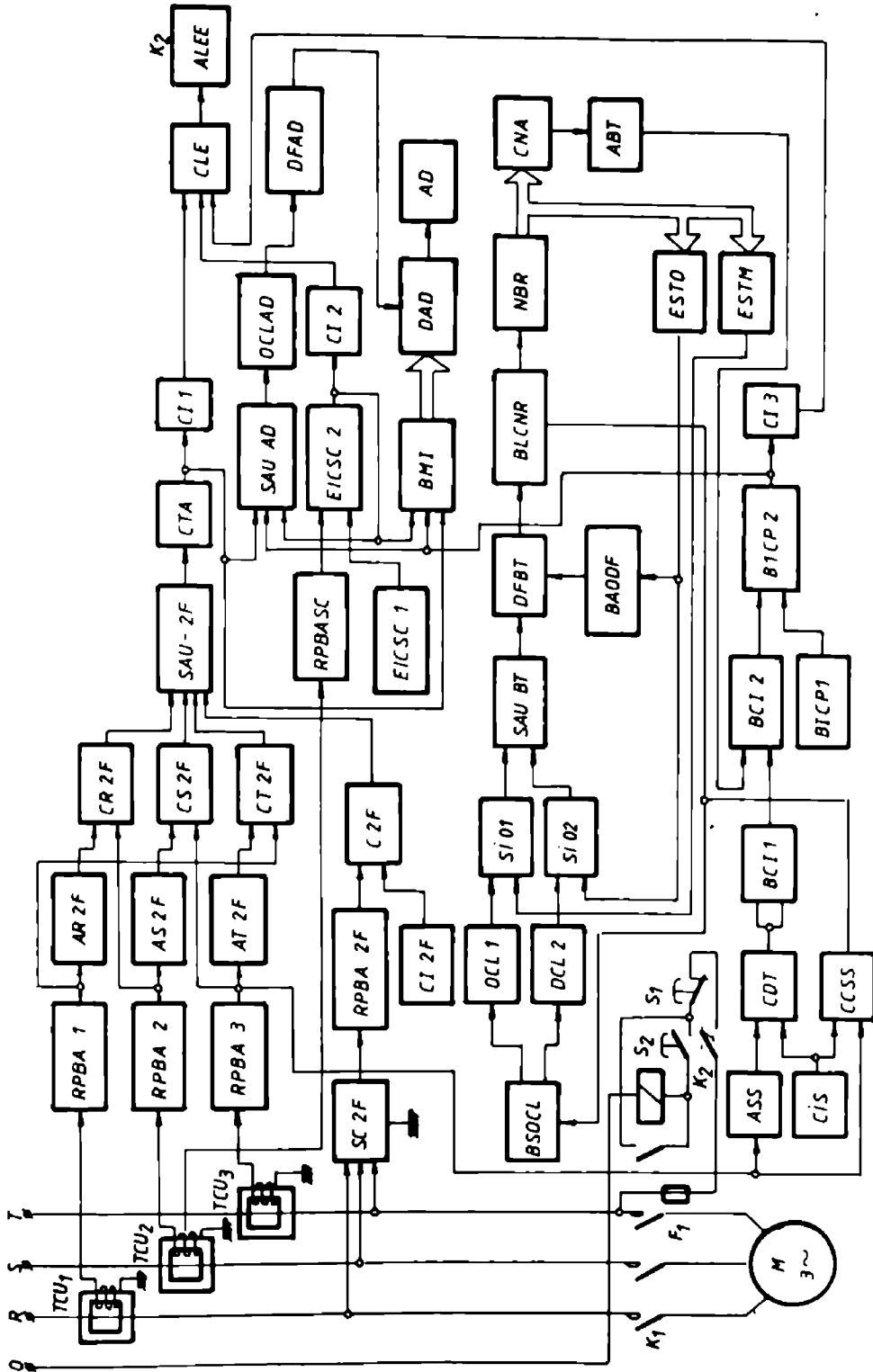


Fig. 4.15. Schema bloc a releului electronic de protecție, cu caracteristică dependentă, a motoarelor electrice asincrone trifazate de joasă tensiune

- CDT este circuitul care realizează diferența tensiunilor de la intrare. Acest circuit impune valoarea minimă a curentului de suprasarcină care poate determina acționarea protecției;
- BCI este blocul circuitelor analogice de înmulțire, la ieșirea căruia se obține o tensiune proporțională cu produsul $I_s^2 t$;
- BICP este blocul de impunere a caracteristicii de protecție la suprasarcină, realizat cu un circuit integrat comparator care este, în același timp și convertor de semnal analogic în semnal numeric;
- RPBASC este redresorul de precizie bialternanță, cu filtru activ trece-jos al blocului de sesizare a regimului de scurtcircuit;
- EICSC este elementul de impunere a valorii minime a curentului de pornire a protecției împotriva regimului de scurtcircuit (circuit integrat comparator);
- CLE este circuitul logic de ieșire a releului electronic de protecție (circuit logic SAU-NU, cu trei intrări);
- ALEE este amplificatorul logic și elementul de execuție al releului electronic de protecție
- SAUAD este circuitul logic SAU care comandă oscilatorul OCLAD;
- OCLAD este oscilatorul comandat logic al sistemului de afișare a naturii defectului care a determinat acționarea protecției;
- DFAD este divizorul de frecvență al sistemului electronic de afișare a naturii defectului;
- BMI este blocul de memorare a naturii defectului și de interblocare între semnalele x_{sc} , x_{2f} și x_{ss} (x_{sc} , x_{2f} și x_{ss} sunt semnalele de ieșire ale blocurilor de protecție împotriva regimurilor de scurtcircuit, de funcționare în două faze și a celui de suprasarcină);
- DAD este decodificatorul dispozitivului de afișare a naturii defectului;
- AD sunt afișoarele alfanumerice ale dispozitivului de avertizare optică a naturii defectului, care a determinat declanșarea contactorului principal.

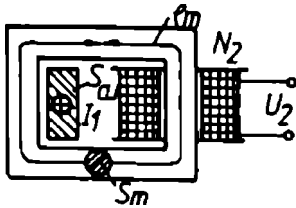
La funcționarea în regim de avarie, cel puțin unul dintre semnalele x_{sc} , x_{2f} sau x_{ss} va avea valoarea logică "1", care determină întreruperea circuitului bobinei releului electromagnetic k_2 și declanșarea contactorului principal k_1 .

Natura avariei este afișată intermitent cu ajutorul blocului de afișare și memorare a acționării uneia dintre protecțiile releului electronic. La o nouă pornire a motorului protejat, memoriile blocului de afișare sunt aduse în starea inițială.

În continuare se prezintă, în detaliu, blocurile electronice de protecție împotriva regimurilor de avarie: funcționarea în două faze, regimul de scurtcircuit și cel de suprasarcină cât și sistemul de afișare alfa-numerică a naturii defectului care a determinat acționarea releului electronic de protecție.

4.3.2. Traductoarele de curent

Sesizarea curenților de pe cele trei faze se face cu trei transformatoare curent-tensiune, cu circuitul magnetic din ferită. La aceste traductoare (fig. 4.16) tensiunea indusă în înfășurarea secundară, cu număr mare de spire, este direct proporțională cu valoarea curentului care trece prin înfășurarea primară constituită dintr-o bară de cupru de secțiune mare. Aceste transformatoare au caracteristicile: secțiunea miezului $S_m=189 \text{ mm}^2$, lungimea medie a circuitului magnetic $l_m=178 \text{ mm}$, $N_2=1700$ spire, $CuEm \Phi$ 0,2 mm, iar secțiunea barei de cupru $S_{cu}=125 \text{ mm}^2$. Traductorul de curent de pe faza S are o priză în secundar la 240 spire. Transformatoarele de curent au fost verificate experimental, cu montajul din figura 4.7



Dependențele dintre tensiunile de la ieșire și curenții de pe fazele R, S și T, sunt date în tabele 4.11, 4.12 și 4.13.

Fig. 4.16. Transformator curent-tensiune cu miez de ferită

Tabelul 4.11.

Dependența dintre tensiunea U_{2R} și curentul I_{1R}

I_{1R} [A]	5	8,4	10	14	20	24	32	36
U_{2R} [V]	0,24	0,45	0,53	0,78	1,16	1,41	1,95	2,18
I_{1R} [A]	43	46	54	60	70	80	90	100
U_{2R} [V]	2,60	2,83	3,41	3,97	4,67	5,34	6,12	6,79

Tabelul 4.12.

Dependența dintre tensiunea U_{2S} și curentul I_{1S}

I_{1S} [A]	5	8,5	12	14,8	18	23	31	37
U_{2S} [V]	0,26	0,51	0,69	0,83	1,18	1,38	2,15	2,38
I_{1S} [A]	42	50	57	70	80	90	95	100
U_{2S} [V]	2,59	3,24	3,98	4,72	5,43	6,21	6,64	6,85

Tabelul 4.13.

Dependența dintre tensiunea U_{2T} și curentul I_{1T}

I_{1T} [A]	3,9	7,8	10	14,4	18	22,5	30,5	36
U_{2T} [V]	0,2	0,43	0,56	0,83	1,11	1,41	1,92	2,28
I_{1T} [A]	44	52	60	65	70	80	90	100
U_{2T} [V]	2,73	3,28	3,36	4,31	4,67	5,36	6,09	6,66

La încercarea transformatorului de curent de pe faza S, s-a măsurat și tensiunea pe priza intermediară, care este mărime de intrare în blocul de protecție împotriva regimului de scurtcircuit. Dependența dintre această tensiune și curentul de pe faza S, este dată în tabelul 4.14.

Tabelul 4.14.

Dependența dintre tensiunea U_{2SSC} și curentul I_{1S}

I_{1S} [A]	5	8,5	12	14,8	18	23	31	37
U_{2SSC} [V]	0,05	0,1	0,14	0,17	0,24	0,28	0,43	0,47
I_{1S} [A]	42	50	57	70	80	90	95	100
U_{2SSC} [V]	0,51	0,64	0,80	0,96	1,08	1,22	1,32	1,36

Cu datele din aceste tabele, se stabilesc dependențele dintre tensiunile de la ieșirea transformatoarelor de curent și curenții de pe cele trei faze:

$$U_{2i} = k_i \cdot I_{1i}; U_{2i} = 0,068 \cdot I_{1i}, i = R, S, T \quad (4.99)$$

Pentru priza intermediară a transformatorului de pe faza S:

$$U_{2SSC} = k_{SC} \cdot I_{1S}; U_{2SSC} = 0,014 \cdot I_{1S} \quad (4.100)$$

În aceste relații:

$$k_i = 0,068 \frac{V}{A} \cdot k_{sc} = 0,014 \frac{V}{A} \quad (4.101)$$

4 3 3 Blocul de protecție împotriva funcționării în două faze

Acest bloc asigură declanșarea rapidă (după un timp de 0,2 s) a contactorului principal, când se întrerupe o fază în timpul funcționării, și nu permite alimentarea cu energie electrică a motorului protejat, când nu este tensiune pe una dintre fazele sistemului trifazat de alimentare.

a Blocul de sesizare a funcționării în două faze, prin controlul curentului

Acest bloc este format din elementele CCT1, CCT2, CCT3, RPBA1, RPBA2, RPBA3, AR2F, AS2F, AT2F, CR2F, CS2F și CT2F (fig. 4.15). Convertoarele curent-tensiune CCT2 și CCT3 sunt folosite și de blocurile de sesizare a regimurilor de scurtcircuit și de suprasarcină. Blocul de sesizare a funcționării în două faze prin controlul curentului are schema de principiu dată în figura 4.19.

Redresoarele de precizie bialternanță RPBA1, RPBA2 și RPBA3 au filtru activ trece-jos. La aceste redresoare $k_{AR}=1$, $k_{AF}=1$ și pentru alegerea valorilor rezistențelor din schema de principiu (figurile 4 3 și 4.4) se utilizează relațiile (4.31),..., (4.35), (4.57) și (4.61). Capacitatea condensatorului filtrului activ trece-jos se determină cu (4.60) și la aceste redresoare valorile rezistențelor și capacităților, sunt cele determinate pentru convertoarele curent alternativ-tensiune continuă ale releului electronic de protecție cu caracteristică independentă, date în tabelul 4.5.

Tensiunea obținută după redresoarele de precizie, dacă se ține seamă de (4.73) și (4.99), se determină cu:

$$u_{oRP} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot k_i \cdot I_1$$

în care I_1 este unul dintre curenții I_{1R} , I_{1S} și I_{1T} .

Amplificatoarele de c.c. neînversoare AR2F, AS2F și AT2F, cu schema din figura 4.5 au factorul de amplificare impus $k_A=1$. Valorile rezistențelor amplificatorului se determină cu formulele (4.66) și (4.64). Se procedează ca și în paragraful 4 2 3 și se obțin valorile normalizate: $R_{2A}=12k\Omega$, $R_{1A}=50k\Omega$ și $R_{3A}=10k\Omega$. Cu aceste valori, factorul de amplificare al amplificatorului neînversor este $k_A=1,24$.

După amplificatorul neînversor, tensiunea de ieșire are valoarea:

$$u_{oA} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_6}{R_4} \cdot k_i \cdot \left(1 + \frac{R_{2A}}{R_{1A}}\right) \cdot I_1 \quad (4.102)$$

În schema de principiu a blocului electronic de protecție împotriva funcționării în două faze, din figura 4.19, ținându-se seamă de relația (4.102), tensiunile după amplificatoarele neînversoare, cu elementele active CI3, CI7 și CI11, se determină cu

$$\left. \begin{aligned} u_{oARF} &= \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_7}{R_5} \cdot k_i \cdot \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}\right) \cdot I_{1R} \\ u_{oAS2F} &= \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_{20}}{R_{18}} \cdot k_i \cdot \left(1 + \frac{R_{24}}{R_{23}}\right) \cdot I_{1S} \\ u_{oAT2F} &= \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_{35}}{R_{33}} \cdot k_i \cdot \left(1 + \frac{R_{39}}{R_{38}}\right) \cdot I_{1T} \end{aligned} \right\} \quad (4.103)$$

Comparatoarele CR2F, CS2F și CT2F, cu schema din figura 4.6., realizează compararea tensiunilor de la ieșirea amplificatoarelor de pe fazele respective cu tensiunile de la ieșirea redresoarelor de precizie ale fazelor învecinate. În același timp comparatoarele realizează adaptarea semnalelor analogice cu cele logice ale circuitelor integrate realizate în tehnologie CMOS. În acest scop $R_{3c}=100\text{ k}\Omega$ [108] ($R_{1c}=R_{2c}=1\text{ M}\Omega$). La funcționarea în două faze, în cazul apariției scurtcircuitelor bifazate, sau când între curenții de pe cele trei faze diferența este mai mare de 24%, după comparatoare se obține semnal de nivel logic "1", care determină declanșarea contactorului principal

b. Blocul de sesizare a funcționării în două faze, prin controlul tensiunii

b.1. Considerații generale

Funcționarea acestui dispozitiv se bazează pe controlul tensiunilor pe cele trei faze, prin sesizarea tensiunii de deplasare a nulului dintre neutrul O_1 al transformatorului T_1 și neutrul artificial O_2 , realizat prin legarea în stea a condensatoarelor C (fig. 4.17). Când se întrerupe o fază, între nodurile O_1 și O_2 apare o tensiune de deplasare a nulului aplicată divizorului capacitiv C_1 - C_2 . Căderea de tensiune pe condensatorul C_2 este redresată, filtrată și convertită într-un semnal de nivel logic "1" care determină blocarea posibilității de anclanșare a contactorului K_1 însoțită de avertizarea optică corespunzătoare.

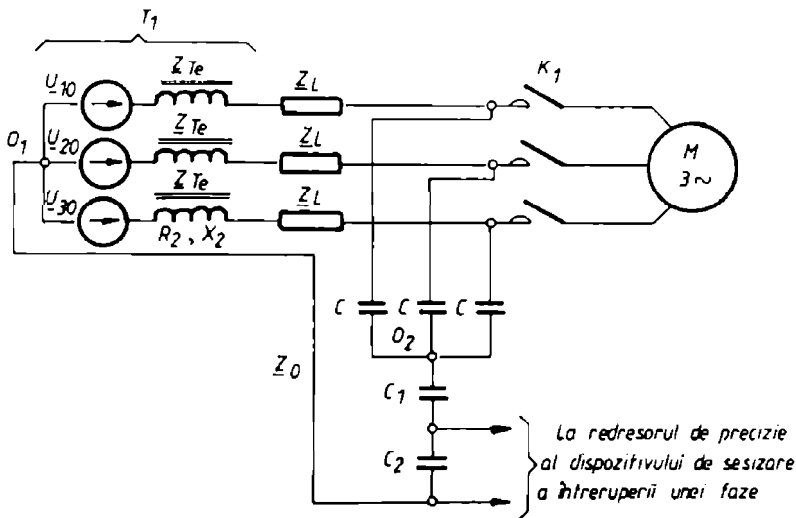


Fig. 4.17 Sesizor capacitiv de întrerupere a unei faze între transformatorul de alimentare cu energie electrică, din postul de transformare și contactorul K_1

În continuare se determină valorile condensatoarelor C , C_1 și C_2 și căderile maxime de tensiune pe aceste condensatoare, astfel încât tensiunea de intrare în redresorul de precizie să se încadreze în domeniul normal de lucru al amplificatoarelor operaționale. În cele ce urmează, se consideră contactorul K_1 declanșat.

Tensiunea de deplasare a nulului între nodurile O_1 și O_2 , se calculează cu [112]

$$U_0 = \frac{\frac{U_{10}}{Z_R} + \frac{U_{20}}{Z_S} + \frac{U_{30}}{Z_T}}{1 + \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_S} + \frac{1}{Z_T} + \frac{1}{Z_{oe}}} \quad (4.104)$$

în care U_{10} , U_{20} și U_{30} sunt tensiunile de fază ale sistemului trifazat de alimentare

$$U_{10} = U_1, U_{20} = a^2 \cdot U_1, U_{30} = a \cdot U_1 \quad (4.105)$$

Z_R , Z_S și Z_T , sunt impedanțele echivalente ale celor trei faze între nodurile O_1 și O_2 , iar Z_{oe} , impedanța echivalentă pe conductorul de nul:

$$Z_{oe} = Z_0 - Z_{C1} - Z_{C2} \quad (4.106)$$

Dar

$$Z_{C1} = -j \cdot X_{C1}, Z_{C2} = -j \cdot X_{C2} \quad (4.107)$$

iar

$$Z_0 = R_0 - j \cdot X_0 \quad (4.108)$$

Cu acestea, rezultă

$$Z_{oe} = R_0 - j \cdot [X_0 - (X_{C1} + X_{C2})] \quad (4.109)$$

Dar

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega \cdot C_1}, X_{C2} = \frac{1}{\omega \cdot C_2}, X_0 = \omega \cdot L_0 \quad (4.110)$$

În aceste relații R_0 și L_0 , sunt rezistența și reactanța conductorului de nul, iar f ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$) frecvența tensiunii de alimentare.

Când nu este întreruptă nici o fază între O_1 și O_2 impedanțele pe cele trei faze sunt egale

$$Z_R = Z_S = Z_T = Z_I; Z_I = Z_{Te} + Z_L + Z_C \quad (4.111)$$

și $\Delta U_0 = 0V$

În relația (4.111) Z_{Te} este impedanța echivalentă pe fază a transformatorului din postul de transformare, Z_L - impedanța liniei, iar Z_C - impedanța unui condensator din grupul de condensatoare legate în stea.

Impedanța echivalentă pe fază a transformatorului se determină cu:

$$Z_{Te} = \left(R_2 + \frac{1}{k_u^2} \cdot R_1 \right) + j \cdot \left(X_2 + \frac{1}{k_u^2} \cdot X_1 \right) \quad (4.112)$$

unde R_1 și R_2 sunt rezistențele pe fază ale înfășurărilor transformatorului, iar X_1 și X_2 - reactanțele acestor înfășurări. Raportul de transformare k_u este relativ mare ($k_u = 15,25$ și 50 pentru transformatoare de $6kV/0,4kV$, $10kV/0,4kV$ și $20kV/0,4kV$) de aceea

$$Z_{Te} \approx R_2 + j \cdot X_2 \quad (4.113)$$

Impedanța pe fază a liniei dintre transformator și contactorul k_1 , dacă acesta are "n" tronsoane se calculează cu:

$$Z_L = \sum_{i=1}^n R_{Li} + j \cdot \sum_{i=1}^n X_{Li} \quad (4.114)$$

în care

$$R_{Li} = R_{Lo} \cdot l_i, X_{Li} = X_{Lo} \cdot l_i, i = 1, \dots, n \quad (4.115)$$

Aici R_{Lo} și X_{Lo} sunt rezistențele și reactanțele specifice ale celor "n" tronsoane iar l_i - lungimile acestora

Impedanțele condensatoarelor C se determină cu:

$$\underline{Z}_C = -j \cdot X_C; \underline{Z}_C = -j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (4.116)$$

În continuare, se calculează tensiunea de deplasare a nului și căderile de tensiune pe condensatoarele C legate în stea și C₁-C₂ ale divizorului capacitiv, pentru situațiile în care sunt întrerupte fazele R, S și T. După aceste calcule se stabilesc valorile capacităților condensatoarelor C, C₁ și C₂:

b.2. Este întreruptă faza R

În acest caz $\underline{Z}_R = \infty$ și cu (4.104) și (4.111) se obține:

$$\underline{U}_{OR} = \frac{(\underline{U}_{20} + \underline{U}_{30})}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \cdot \underline{Z}_{0e}; \underline{U}_{OR} = \frac{\underline{U}_{10} \cdot (a^2 + a)}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \cdot \underline{Z}_{0e} \quad (4.117)$$

Cum:

$$a^2 + a = -1 \quad (4.118)$$

rezultă:

$$\underline{U}_{OR} = - \frac{\underline{U}_{10}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \cdot \underline{Z}_{0e} \quad (4.119)$$

Curenții care străbat linia electrică sunt:

$$\underline{I}_{RR} = \frac{\underline{U}_{10} - \underline{U}_{OR}}{\underline{Z}_{RR}}; \underline{I}_{RR} = 0A \quad (4.120)$$

$$\underline{I}_{SR} = \frac{\underline{U}_{20} - \underline{U}_{OR}}{\underline{Z}_{SR}}; \underline{I}_{SR} = \frac{\underline{U}_{10}}{\underline{Z}_I} \cdot \left(a^2 + \frac{\underline{Z}_{0e}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \right) \quad (4.121)$$

$$\underline{I}_{TR} = \frac{\underline{U}_{30} - \underline{U}_{OR}}{\underline{Z}_{TR}}; \underline{I}_{TR} = \frac{\underline{U}_{10}}{\underline{Z}_I} \cdot \left(a + \frac{\underline{Z}_{0e}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \right) \quad (4.122)$$

În aceste relații \underline{I}_{RR} , \underline{I}_{SR} și \underline{I}_{TR} sunt curenții iar \underline{Z}_{RR} , \underline{Z}_{SR} și \underline{Z}_{TR} sunt impedanțele echivalente între nodurile O₁-O₂, când este întreruptă faza R. În acest caz:

$$\underline{Z}_{RR} = \infty; \underline{Z}_{SR} = \underline{Z}_{TR} = \underline{Z}_I \quad (4.123)$$

Căderile de tensiune \underline{U}_{CRR} , \underline{U}_{CSR} și \underline{U}_{CTR} pe condensatoarele legate în stea sunt:

$$\underline{U}_{CRR} = \underline{I}_{RR} \cdot \underline{Z}_C; \underline{U}_{CRR} = 0V \quad (4.124)$$

$$\underline{U}_{CSR} = \underline{I}_{SR} \cdot \underline{Z}_C; \underline{U}_{CSR} = \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_I} \cdot \left(a^2 + \frac{\underline{Z}_{0e}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \right) \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.125)$$

$$\underline{U}_{CTR} = \underline{I}_{TR} \cdot \underline{Z}_C; \underline{U}_{CTR} = \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_I} \cdot \left(a + \frac{\underline{Z}_{0e}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \right) \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.126)$$

Curentul care trece prin conductorul de nul, cu faza R întreruptă este

$$\underline{I}_{OR} = \underline{I}_{RR} + \underline{I}_{SR} + \underline{I}_{TR}; \underline{I}_{OR} = - \frac{\underline{U}_{10}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \quad (4.127)$$

Căderile de tensiune pe C₁ și C₂ sunt:

$$\underline{U}_{C1R} = \underline{I}_{OR} \cdot \underline{Z}_{C1}; \underline{U}_{C1R} = - \frac{\underline{Z}_{C1}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_I} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.128)$$

$$\underline{U}_{C2R} = I_{0R} \cdot \underline{Z}_{C2} \cdot \underline{U}_{C2R} = - \frac{\underline{Z}_{C2}}{2 \cdot \underline{Z}_{0e} + \underline{Z}_1} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.129)$$

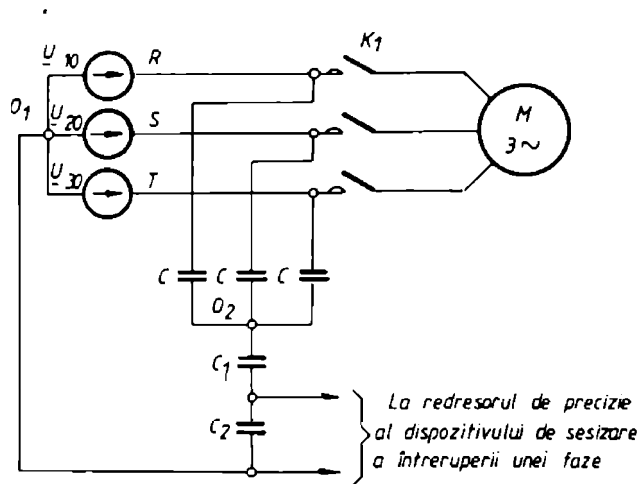


Fig 4 18 Schemă simplificată, pentru determinarea valorilor capacităților C , C_1 și C_2

Dacă se neglijează impedanțele \underline{Z}_L , \underline{Z}_{T_0} și \underline{Z}_0 , în comparație cu \underline{Z}_C , \underline{Z}_{C1} și \underline{Z}_{C2} , schema electrică din figura 4.17, se simplifică (fig. 4.18) și în cazul întreruperii fazei R, tensiunea de deplasare a nului este:

$$\underline{U}_{0R} = - \frac{\underline{U}_{10}}{2 + \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_0}} \quad (4.130)$$

în care

$$\underline{Z}_0 = \underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2} \cdot \underline{Z}_0 = - \frac{j}{\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (4.131)$$

Cu (4.130), (4.116) și (4.105), rezultă:

$$\underline{U}_{0R} = - \frac{C \cdot (C_1 + C_2)}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.132)$$

În modul, tensiunea de deplasare a nului este:

$$U_{0R} = \frac{C \cdot (C_1 + C_2)}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot U_1 \quad (4.133)$$

Curentul care trece prin conductorul neutru este:

$$I_{0R} = \frac{U_{0R}}{\underline{Z}_0}, \quad I_{0R} = \frac{U_{0R}}{\underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2}} \quad (4.134)$$

Cu (4.134), (4.131) și (4.132) rezultă:

$$I_{0R} = -j \cdot \omega \cdot C \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.135)$$

În continuare se calculează căderile de tensiune pe condensatoarele C_1 și C_2 . Căderea de tensiune pe condensatorul C_1 , la întreruperea fazei R este:

$$\underline{U}_{C1R} = I_{OR} \cdot Z_{C1} \cdot \underline{U}_{C1R} = - \frac{C_2 \cdot C}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.136)$$

Deci:

$$\underline{U}_{C1R} = - \frac{C_2 \cdot C}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot U_1 \quad (4.137)$$

Căderile de tensiune pe condensatorul C_2 , în acest caz, se calculează cu:

$$\underline{U}_{C2R} = I_{OR} \cdot Z_{C2} \cdot \underline{U}_{C2R} = - \frac{C_1 \cdot C}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.138)$$

În modul această tensiune este

$$\underline{U}_{C2R} = \frac{C_1 \cdot C}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot U_1 \quad (4.139)$$

Căderile de tensiune U_{C1R} , U_{C2R} și U_{OR} sunt în fază și de aceea:

$$U_{OR} = U_{C1R} + U_{C2R} \quad (4.140)$$

Se impune ca la ieșirea divizorului capacitiv să se obțină o tensiune de k_u ori mai mică decât căderea de tensiune pe reactanța X_{C1} :

$$U_{C2R} = \frac{1}{k_u} \cdot U_{C1R} \quad (4.141)$$

Cu (4.141) și (4.140) se obține

$$U_{C2R} = \frac{U_{OR}}{k_u + 1} \quad (4.142)$$

Înlocuind în (4.142), relațiile (4.133) și (4.139) după simplificări, se obține relația dintre valorile capacităților divizorului capacitiv C_1 - C_2 :

$$C_2 = k_u \cdot C_1 \quad (4.143)$$

Când se întrerupe faza R, înainte de contactorul k_1 , căderile de tensiune pe condensatoarele C sunt:

$$\underline{U}_{CRR} = Z_C \cdot I_{RR} \cdot \Delta U_{CRR} = 0V \quad (4.144)$$

$$\underline{U}_{CSR} = U_{20} - U_{OR} \cdot \underline{U}_{CSR} = \frac{C \cdot (C_1 + C_2) \cdot (a - 1) + C_1 \cdot C_2 \cdot a}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot a \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.145)$$

$$\underline{U}_{CTR} = U_{30} - U_{OR} \cdot \underline{U}_{CTR} = \frac{C \cdot (C_1 + C_2) \cdot (1 - a) + C_1 \cdot C_2}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot a \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.146)$$

b 3 Este întreruptă faza S

în cazul schemei simplificate din figura 4.18. dacă se întrerupe faza S, procedând în același mod se obțin: tensiunea de deplasare a nulului:

$$U_{0S} = \frac{a^2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2)}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.147)$$

$$U_{0S} = \frac{C \cdot (C_1 + C_2)}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot U_1 \quad (4.148)$$

și căderile de tensiune pe condensatoarele C_1 , C_2 și C:

$$U_{C1S} = \frac{C_2 \cdot C \cdot a^2}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.149)$$

$$\underline{U}_{C2S} = - \frac{C_1 \cdot C \cdot a^2}{2 \cdot C \cdot (C_1 - C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.150)$$

$$\underline{U}_{CRS} = \frac{C \cdot (C_1 - C_2) \cdot (1 - a) + C_1 \cdot C_2}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.151)$$

$$\underline{U}_{CSC} = 0V$$

$$\underline{U}_{CTS} = \frac{C \cdot (C_1 - C_2) \cdot (1 - a^2) - C_1 \cdot C_2}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot a \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.152)$$

b.4. Este întreruptă faza T

În acest caz tensiunea de deplasare a nulului se determină cu:

$$\underline{U}_{0T} = - \frac{C \cdot (C_1 + C_2) \cdot a}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.153)$$

Căderile de tensiune pe condensatoarele C_1 și C_2 sunt:

$$\underline{U}_{C1T} = - \frac{C_2 \cdot C \cdot a}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.154)$$

$$\underline{U}_{C2T} = - \frac{C_1 \cdot C \cdot a}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.155)$$

Căderile de tensiune pe condensatoarele legate în stea se calculează cu:

$$\underline{U}_{CRT} = \frac{C \cdot (C_1 + C_2) \cdot (1 - a^2) + C_1 \cdot C_2}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.156)$$

$$\underline{U}_{CST} = \frac{C \cdot (C_1 + C_2) \cdot (1 - a) + C_1 \cdot C_2}{2 \cdot C \cdot (C_1 + C_2) + C_1 \cdot C_2} \cdot a^2 \cdot \underline{U}_{10} \quad (4.157)$$

b.5. Determinarea valorilor capacităților condensatoarelor C , C_1 și C_2

Din cele prezentate anterior, rezultă că între tensiunile de deplasare a nulului, la întreruperea pe rând, a fazelor R, S și T, sunt adevărate relațiile:

$$\underline{U}_{0S} = a^2 \cdot \underline{U}_{0R} \quad (4.158)$$

$$\underline{U}_{0T} = a \cdot \underline{U}_{0R} \quad (4.159)$$

Tensiunea de deplasare a nulului \underline{U}_{0R} se determină cu (4.132). Deci pentru cele trei situații, tensiunile de deplasare a nulului sunt egale în modul:

$$\underline{U}_{0R} = \underline{U}_{0S} = \underline{U}_{0T} \quad (4.160)$$

Și între căderile de tensiune pe condensatoarele C_1 și C_2 , pentru cele trei cazuri, avem

$$\underline{U}_{C1S} = a^2 \cdot \underline{U}_{C1R} \quad (4.161)$$

$$\underline{U}_{C1T} = a \cdot \underline{U}_{C1R} \quad (4.162)$$

$$\underline{U}_{C2S} = a^2 \cdot \underline{U}_{C2R} \quad (4.163)$$

$$\underline{U}_{C2T} = a \cdot \underline{U}_{C2R} \quad (4.164)$$

Căderile de tensiune \underline{U}_{C1R} și \underline{U}_{C2R} , se calculează cu expresiile (4.136) și (4.138)

Și între căderile de tensiune pe condensatorul C_1 , respectiv, pe C_2 , la întreruperea fazelor R, S și T, sunt egale în modul:

$$U_{C1R} = U_{C1S} = U_{C1T} \quad (4.165)$$

$$U_{C2R} = U_{C2S} = U_{C2T} \quad (4.166)$$

Pentru determinarea valorilor capacităților condensatoarelor C_1 , C_1 și C_2 , prima dată se impun valorile capacităților C ($C=10nF$) legate în stea în scopul realizării neutrului artificial

De asemenea se impun: căderea de tensiune pe condensatorul C_2 ($U_{C2R}=6V$), valoarea condensatorului C_2 ($C_2=220nF$) și raportul k_u dintre tensiunile U_{C1R} și U_{C2R} ($k_u=5$), considerând că este întreruptă faza R. Deci $U_{C1R}=30V$. Din relația (4.142) rezultă $U_{0R}=36V$.

Cu formulele (4.133) și (4.143) se obține valoarea condensatorului C_1 :

$$C_1 = \frac{C \cdot (1 - k_u) \cdot (U_1 - 2 \cdot U_{0R})}{k_u \cdot U_{0R}} \quad (4.167)$$

Rezultă $C_1=49,3nF$. Se alege valoarea normalizată $C_1=47nF$. Cu valorile normalizate ale condensatoarelor C_1 și C_2 utilizând relația (4.143), se obține $k_u=4,68$. Cu aceste date rezultă tensiunea de deplasare a nulului ($U_{0R}=37,46V$) și căderile de tensiune pe divizorul capacitiv ($U_{C1R}=30,87V$, $U_{C2R}=6,59V$).

b.6. Redresorul de precizie bialternantă

Căderile de tensiune U_{C2R} , pe condensatorul C_2 , se redresează, cu un redresor de precizie bialternantă și se filtrează cu un filtru activ trece-jos (fig. 4.19) având ca elemente de bază circuitele integrate CI13 și CI14). După filtrul activ trece-jos, deoarece $k_{AR}=k_{AF}=1$, tensiunea de ieșire are valoarea:

$$u_{02F} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_{49}}{R_{47}} \cdot U_{C2R}, I = R, S, T \quad (4.168)$$

b.7. Circuitul de ieșire al blocului de sesizare a funcționării în două faze, prin controlul tensiunii

Ieșirea blocului de sesizare a funcționării în două faze, prin controlul tensiunii se face printr-un comparator $\beta M339$, care asigură atât compararea tensiunii u_{02F} cu o tensiune impusă cu potentiometrul P, (fig. 4.19), cât și adaptarea semnalelor analogice, la cele cu care operează circuitele integrate logice realizate în tehnologie CMOS. Din acest motiv [108] $R_{54}=100k\Omega$ ($R_{52}=R_{53}=1M\Omega$). Pentru a avea siguranța acționării protecției, în situațiile în care lipsește una dintre tensiunile de fază ale sistemului trifazat de alimentare cu energie electrică a motorului protejat, tensiunea u_{P1} , de la ieșirea potentiometrului P, trebuie să fie mai mică decât tensiunea u_{02F} .

$$u_{02F} = k_{S2F} \cdot u_{P1} \quad (4.169)$$

În relația (4.169), k_{S2F} este coeficientul de siguranță a acționării protecției împotriva pornirii motorului în două faze ($k_{S2F}=1,5$).

c. Elementele comune ale blocurilor de sesizare a funcționării în două faze

Semnalele logice, obținute după comparatoarele CI4, CI8, CI12 și CI15 (fig.4.19), ale blocului de protecție împotriva funcționării în două faze, se aplică pe intrarea circuitului logic SAU1. Valoarea logică "1" a semnalului de la ieșirea acestui circuit, este transmisă, cu o întârziere de 0,2s, la ieșirea x_{2F} a blocului de protecție împotriva funcționării în două faze. Întârzierea realizată cu circuitul electronic de

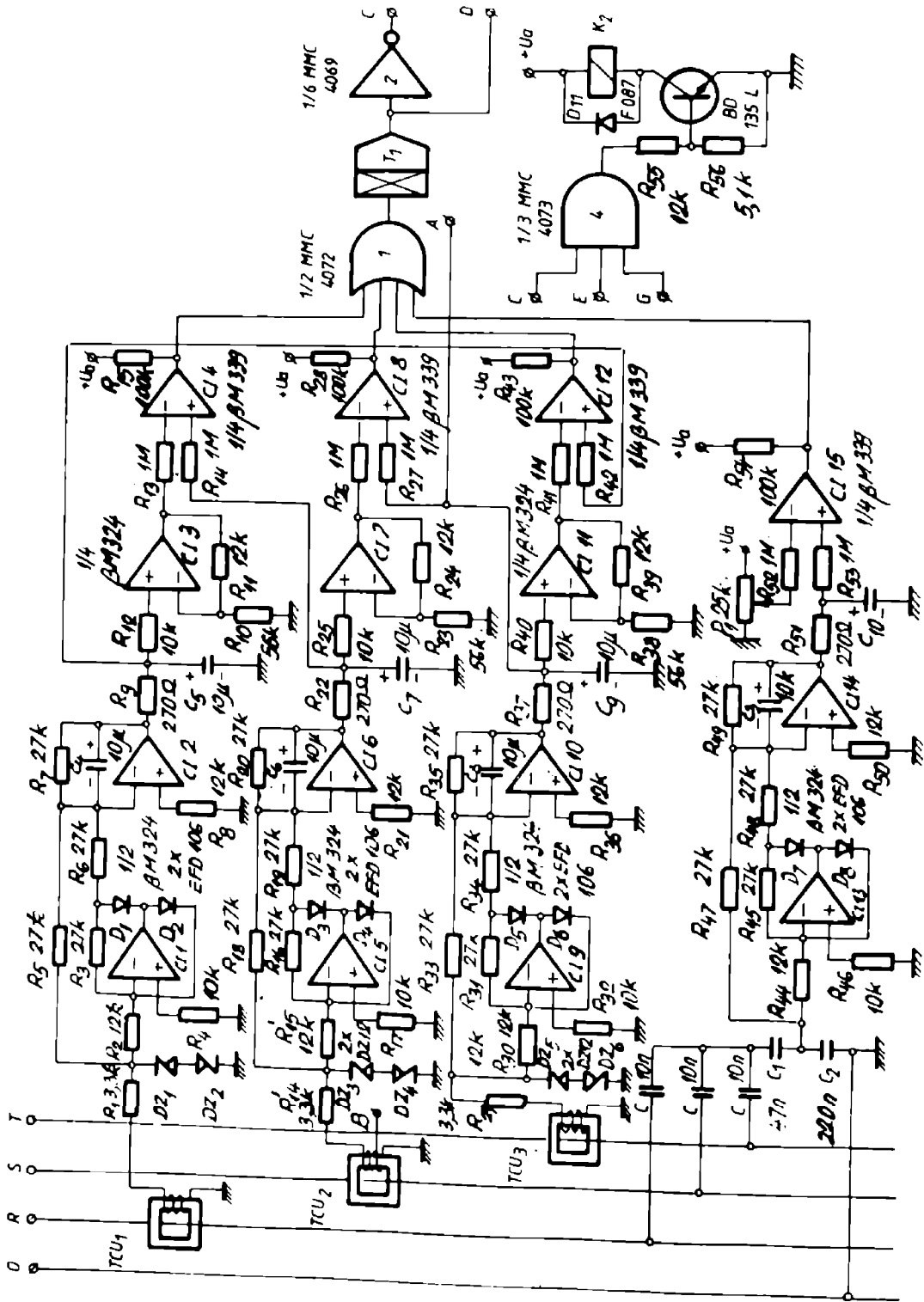


Fig. 4.19 Blocul electronic de protecție împotriva funcționării în două faze a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune

timp T_1 cu temporizare la acționare, este necesară în scopul prevenirii declanșării ca urmare a dereglării contactelor principale ale contactorului K_1 .

4.3.4. Baza de timp a protecției la suprasarcină

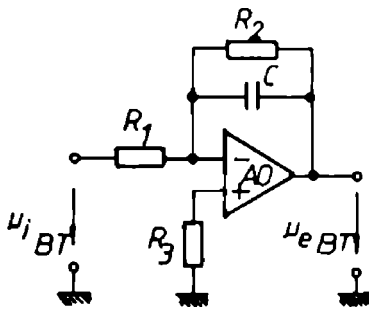
a. Considerații generale

Pentru realizarea unei caracteristici de protecție, dependentă de mărimea curentului, de sarcină se impune obținerea unei tensiuni cu valoarea crescătoare în timp. Această tensiune, la altă scară, reprezintă timpul t de funcționare a motorului protejat.

Relația de calcul a caracteristicii de protecție, pe care trebuie să o realizeze dispozitivul electronic, este

$$(I_1 - I_n)^2 \cdot t = k_{pm} \cdot I_s^2 \cdot t = k_{pm} \quad (4.170)$$

În această relație I_s și k_{pm} au semnificațiile din (4.1). Valoarea constantei k_{pm} se determină, pentru fiecare tip de motor protejat, astfel încât caracteristica asigurată de dispozitivul electronic de protecție, să fie situată sub caracteristica critică de protecție. Caracteristica critică de protecție a motorului este graficul, în planul $I \cdot 0 \cdot t$, format din totalitatea punctelor pentru care temperatura înfășurărilor este egală, cu valoarea maximă admisă de clasa de izolație a acestora



Pentru durata mică de funcționare al motorului este mic, de ordinul zecilor de secunde, tensiunea linear crescătoare în timp se obține cu ajutorul unui circuit de integrare realizat cu amplificatorul operațional (fig. 4.20 [20] [61], [71], [95]). În paralel cu condensatorul C se impune folosirea unui rezistor R_2 ($R_2 \gg R_1$, spre exemplu $R_2 \approx 10R_1$) pentru stabilizarea punctului de funcționare și evitarea saturației amplificatorului operațional

Fig. 4.20 Baza de timp a protecției electronice pentru durate mici de funcționare a receptorului protejat

Relația dintre mărimea de ieșire u_{eBT} și cea de intrare u_{iBT} a circuitului de integrare este

$$u_{eBT} = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \int u_{iBT} dt \quad (4.171)$$

Când tensiunea u_{iBT} se modifică în treaptă, în cazul general neunitară, cu polaritatea negativă pe borna de intrare

$$u_{iBT} = \begin{cases} 0, t < 0 \\ -U_T, t \geq 0 \end{cases} \quad (4.172)$$

la ieșire se obține o tensiune u_{eBT} care, în cazul ideal, crește uniform în timp:

$$u_{eBT} = \frac{U_T}{R_1 \cdot C} \cdot t \quad (4.173)$$

Deoarece R_1 , C și U_T sunt constante, tensiunea u_{eBT} depinde de timpul t .

Obișnuit timpul de lucru al receptoarelor protejate este mare, de ordinul orelor. Din acest motiv se impune utilizarea unei baze de timp cu element principal

convertor numeric-analogic deoarece tensiunea de la ieșirea circuitului de integrare (fig 4 20), proporțională cu timpul cât persistă semnalul treaptă de la intrare, ajunge la valoarea maximă într-o perioadă mult mai scurtă decât cea de funcționare normală a receptoarelor protejate

Baza de timp a protecției electronice cu caracteristică dependentă, pentru durate mari de funcționare a motoarelor protejate, are o structură complexă. Ea este realizată din următoarele dispozitive electronice (fig. 4.15): BSOCL, OCL1, OCL2, ȘI O1, ȘI O2, SAU BT, DFBT, BLCNR, NBR, CNA, ABT, ESTM și ESTO ale căror semnificație sunt date în paragraful 4.3.1. Dispozitivele BSOCL, OCL1, OCL2, ȘI O1, ȘI O2, SAU BT și DFBT sunt prezentate mai detaliat în figura 4.22.a, iar BLCNR, NBR, CNA, ABT, ESTM și ESTO - în figura 4.28.

b Comanda generatoarelor de semnal dreptunghiular și a divizoarelor de frecvență

Pentru obținerea tensiunii u_i de la ieșirea bazei de timp, care are valoarea direct proporțională cu timpul în care înfășurările motorului sunt parcurse de curent se impune folosirea unui generator de semnal dreptunghiular de frecvență mică. Un astfel de semnal se poate obține cu un generator obișnuit de semnal dreptunghiular și un divizor de frecvență

Pe durata pauzei, când motorul se răcește, se impune scăderea valorii tensiunii u_i . Dacă pauza este mare după un anumit timp t_i , temperatura θ a înfășurărilor motorului ajunge la valoarea θ_0 a mediului înconjurător. În același timp, tensiunea u_i a bazei de timp trebuie să scadă până la 0V

Deoarece motoarele electrice au ventilator de răcire, constanta de timp la încălzirea motorului este mai mare decât cea de răcire. Din acest motiv viteza de creștere a tensiunii u_i este mai mică decât cea de scădere a ei, deci se impune ca frecvența semnalului de comandă a numărătoarelor binare reversibile CDB 4193E (fig 4 28) să fie mai mică (f_1), când motorul funcționează și mai mare (f_2) în timpul pauzei. De aceea s-a impus folosirea a două oscilațoare comandate logic [101]: O_1 care produce semnalul dreptunghiular x_{11} cu frecvența f_1 (fig.4 21) și O_2 la ieșirea căruia se obține semnalul dreptunghiular x_{12} cu frecvența f_2 .

Semnalul dreptunghiular y are în funcție de valorile logice ale semnalelor x_c , B_1 , B_2 , B_8 frecvența f_1 sau f_2 . Deci

$$Y = Y_{11} \cup Y_{12} \quad (4.174)$$

Funcția (4.174) este realizată cu circuitul 1 în (4.174)

$$Y_{11} = x_{11} \cdot x_{10} \quad (4.175)$$

$$Y_{12} = x_{12} \cdot x_{10} \quad (4.176)$$

deci

$$Y = x_{11} \cdot x_{10} \cup x_{12} \cdot x_{10} \quad (4.177)$$

Funcțiile (4.175) și (4.176) sunt materializate cu circuitele 2 și 3.

Variabilele de comandă x_{11} și x_{10} , se poate demonstra că sunt determinate de relațiile

$$x_{11} = B_1 \cdot B_2 \cdot B_3 \cdot B_4 \cdot B_5 \cdot B_6 \cdot B_7 \cdot B_8 \quad (4.178)$$

$$x_{10} = B_1 \cup B_2 \cup B_3 \cup B_4 \cup B_5 \cup B_6 \cup B_7 \cup B_8 \quad (4.179)$$

Oscilațoarele O_1 și O_2 sunt pornite și oprite cu semnalul de comandă x_c . Când $x_c=1$ funcționează oscilatorul O_1 și este blocat oscilatorul O_2 .

Acum, dacă și $x_{11}=1$, $y=y_{11}$ (deoarece $y_{12}=0$) și după divizoarele de frecvență DF se obține semnal cu frecvența

$$f = \frac{1}{N} \cdot f_1 \quad (4.180)$$

unde:

$$N = 10^{10} \quad (4.181)$$

deci:

$$f = \frac{1}{10^{10}} \cdot f_1 \quad (4.182)$$

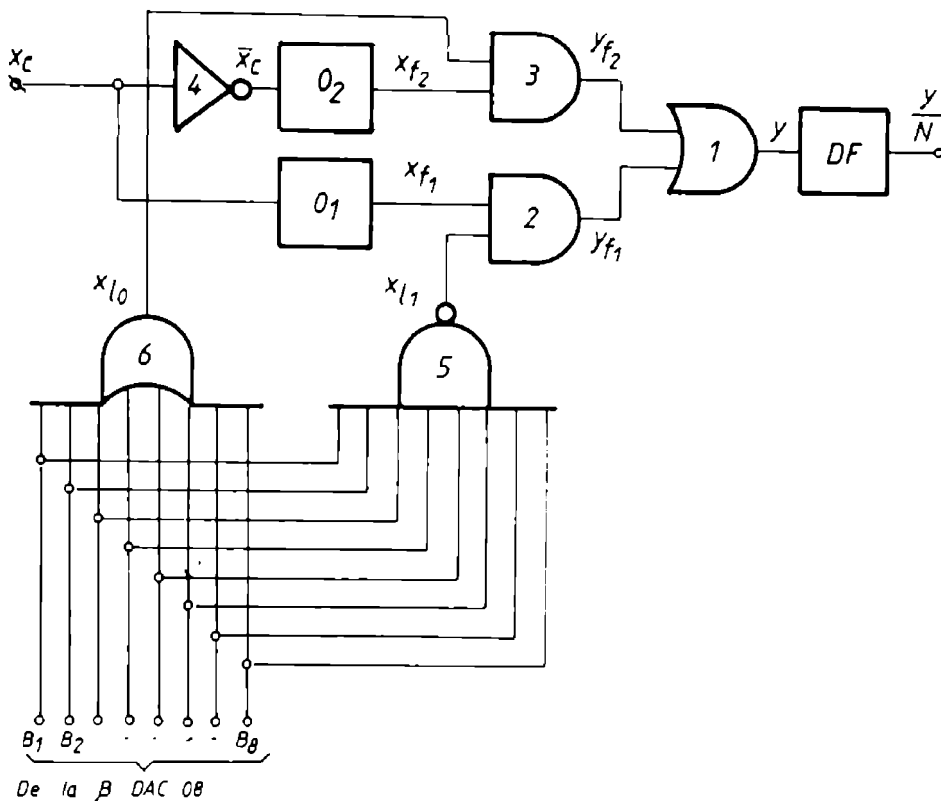


Fig 4 21

Comanda generatoarelor de semnale dreptunghiulare ale protecției la suprasarcină

În aceste relații n_n este numărul de divizoare prin zece care compun blocul DF. În acest caz, deoarece protecția electronică complexă a motoarelor electrice este un prototip, n este variabil ($n=0,1,2,3$). Valoarea lui n se stabilește cu comutatorul S_1 din fig. 4.22. Când este operativ oscilatorul O_1 , tensiunea u_1 de la ieșirea bazei de timp poate crește până la valoarea maximă. În acest caz pe toate ieșirile numărătoarelor binare reversibile semnalele au valori logice 1 și $x_{11}=0$, deci se blochează în continuare trecerea impulsurilor de frecvență f_1 prin poarta ȘI 2 spre divizorul de frecvență DF. În acest caz se așteaptă comanda $x_c=0$, când se activează oscilatorul O_2 . Dacă $x_c=0$ după DF frecvența semnalului are valoarea

$$f = \frac{1}{10^{10}} \cdot f_2 \quad (4.183)$$

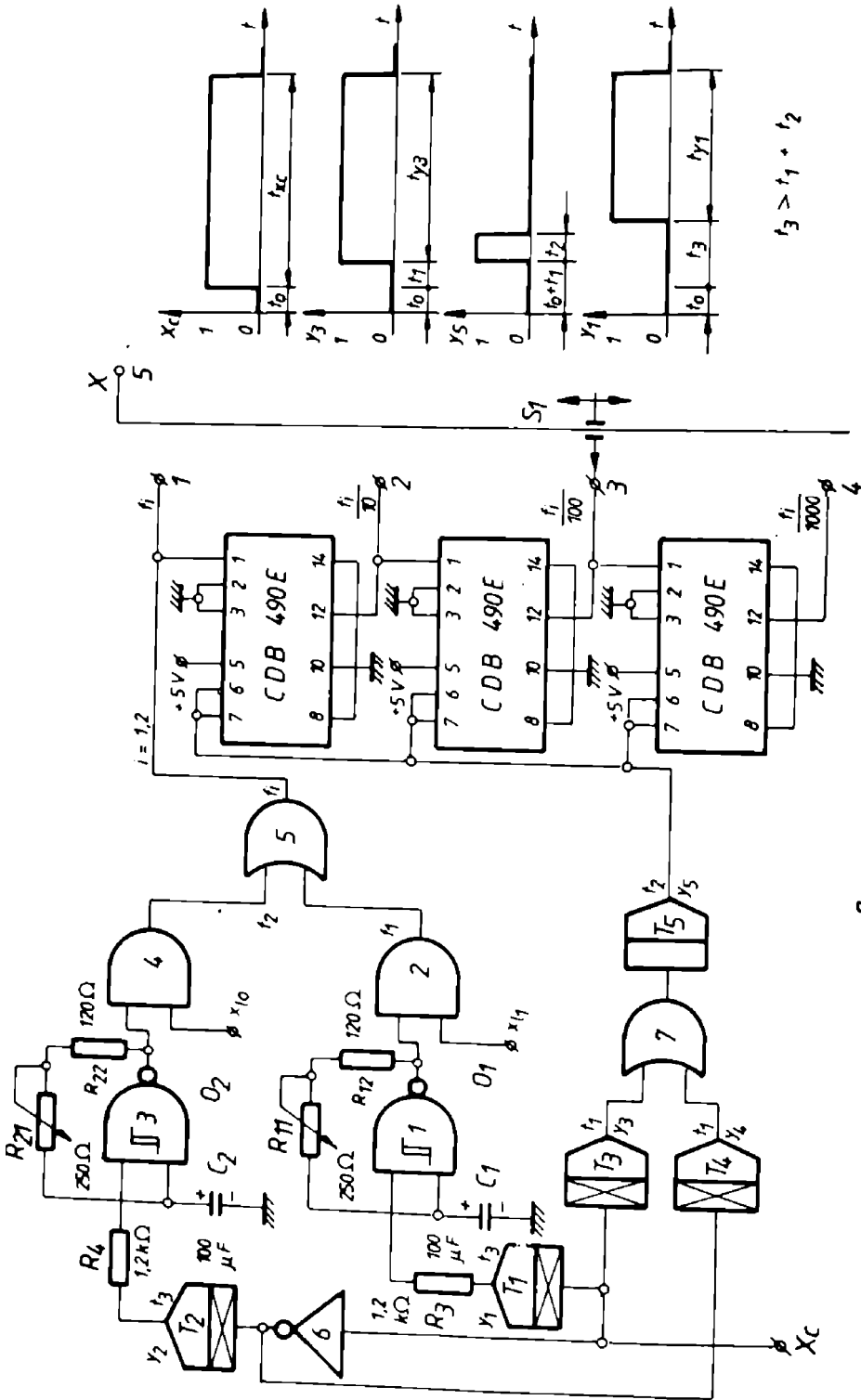


Fig 4 22 a Generatoarele de impulsuri și divizoarele de frecvență utilizate la comanda convertorului digital-analogic (DAC-08).
 b Diagramele semnalelor $x_c=f_1(t)$, $y_2=f_2(t)$, $y_3=f_3(t)$ și $y_1=f_4(t)$

Acum tensiunea u_i scade. Dacă timpul în care $x_c=0$ este mare u_i poate să scadă până la 0V, pentru care semnalele la toate intrările în convertorul digital-analogic β DAC 08 au valori logice 0. Acum semnalul $x_{10}=0$ și se blochează poarta ȘI 3, deci $y=0$.

Instalația de comandă a generatoarelor de semnal dreptunghiular O_1 și O_2 , prezentată în figura 4.21, în vederea aducerii la zero a circuitelor basculante bistabile ale divizorului de frecvență DF, înainte de intrarea în stare de funcționare a generatoarelor O_1 și O_2 , se completează cu circuitele de timp T_1 , T_5 și cu poarta SAU 2 (fig. 4.22.a). Spre exemplu, când crește valoarea lui x_c , de la 0 la 1, după timpul t_1 la ieșirea circuitului de timp cu temporizare la acționare T_3 , semnalul $y_3=1$ (fig. 4.22.b). În același timp și după circuitul de timp T_5 de tip foto, crește valoarea semnalului y_5 ($y_5=1$). Acest semnal se menține la valoarea logică 1 un timp t_2 și aduce la starea inițială bistabilele divizoarelor prin zece CDB 490E. După timpul t_3

$$t_3 = t_1 + t_2 \quad (4.184)$$

de la creșterea valorii semnalului x_c la ieșirea circuitului de timp T_1 , cu temporizare la acționare, semnalul y_1 trece de la valoarea logică 0 la valoarea logică 1. Acest semnal activează generatorul de semnal dreptunghiular O_1 , care oscilează pe frecvența f_1 . La ieșirile 1, 2, 3 și 4 ale divizorului de frecvență se obțin semnale care au frecvențele f_1 , $f_1/10$, $f_1/100$ și $f_1/1000$. Cu comutatorul S_1 se alege semnalul dreptunghiular x cu o anumită frecvență ($f_1/10^n$, $n=0,1,2,3$) care se aplică numărătoarelor binare reversibile care comandă convertorul numeric-analogic β DAC 08 (fig. 4.28), la ieșirea căruia, acum, se obține tensiunea u_i crescătoare.

La schimbarea valorii semnalului de comandă x_c (când acesta scade de la valoarea logică 1, la valoarea logică 0), semnalele y_3 și y_5 trec de la valoarea logică 1, la valoarea logică 0 și se oprește oscilatorul O_1 . Acum semnalul x_c de la intrarea în circuitele de timp T_2 și T_4 , are valoarea logică 1. După timpul t_1 de la scăderea valorii semnalului x_c , semnalul $y_4=1$ și y_5 se menține la valoarea logică 1 un timp t_2 , în care aduce la zero divizoarele CDB 490E. După timpul t_3 , dat de inegalitatea (4.184), de la schimbarea valorii semnalului x_c , semnalul de la ieșirea circuitului de timp cu temporizare la acționare T_2 trece de la valoarea logică 0 la valoarea logică 1 și intră în funcție oscilatorul O_2 , care produce semnal dreptunghiular cu frecvența f_2 ($f_2 > f_1$). Acum semnalul x are frecvența $f=f_2/10^n$ ($n=0, 1, 2$ sau 3 în funcție de poziția comutatorului S_1) și la ieșirea circuitului β DAC 08 se obține o tensiune u_i care scade în timp.

Pentru cazul în care semnalul de comandă $x_c=0$, semnalele $\tilde{x}_c(t)$, $y_4(t)$ și $y_2(t)$ se modifică în același mod cu $x_c(t)$, $y_3(t)$ și $y_1(t)$ din fig. 4.22.b (pentru situația în care $x_c=1$ pe durata t_{xc}).

c. Comanda numărătoarelor binare reversibile și a convertorului digital-analogic

c.1. Convertoare digital-analogice. Considerații generale

Convertoarele digital-analogice sunt frecvent utilizate în construcția aparatelor electronice de măsură și a altor dispozitivelor electronice.

În general, convertoarele digital-analogice conțin mai multe rezistoare de precizie și comutatoare bipoziționale electronice, o sursă de tensiune de referință și un amplificator operațional. Convertoarele digital-analogice sunt realizate în două variante constructive [20].

cu rezistoare care au valori ponderate binar și cu rețea rezistivă de tipul R-2R. În cele ce urmează, se prezintă simplificat, modul de lucru a celor două variante de convertoare digital-analogice în vederea stabilirii relației dintre mărimea analogică de ieșire și mărimea numerică de intrare

Convertoare digital-analogice care au rezistoare cu valori ponderate binar

Schema unui astfel de convertoare, de trei biți este prezentată în figura 4.23.

Tensiunea de ieșire U_o a amplificatorului operațional, depinde de tensiunea de referință U_{ref} și de valorile rezistențelor R_1 și R_2 , potrivit relației (dacă U_{ref} are polaritatea "+" pe borna A)

$$u_o = - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ref} \quad (4.185)$$

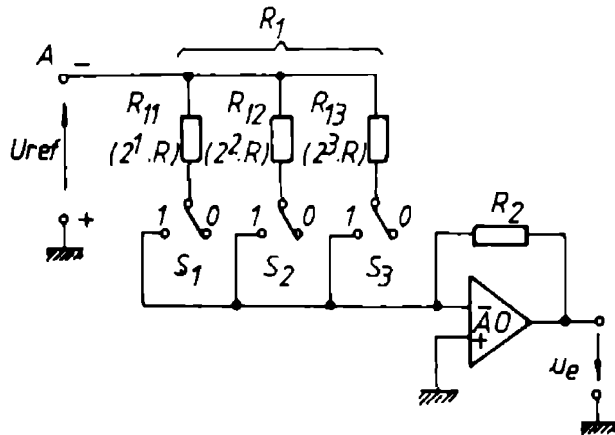


Fig 4.23 Convertoare digital-analogice, de trei biți cu rezistențe cu valori ponderate binar

Dacă tensiunea de referință are polaritatea "-" pe borna A,

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ref} \quad (4.186)$$

În continuare se consideră că U_{ref} are polaritatea "-" pe borna A.

Rezistența R_2 din circuitul de reacție are valoarea constantă ($R_2=R$). Rezistența echivalentă R_1 , din circuitul de intrare, are valoarea variabilă în funcție de pozițiile comutatoarelor S_1 , S_2 și S_3 .

Spre exemplu când toate comutatoarele sunt pe poziția "0", numărul binar corespunzător este "0" $R_1 = \infty$, deci $u_o=0V$, ca și în tabelul 4.15.

Pentru pozițiile 0, 0, 1 ale comutatoarelor, care reprezintă numărul 1 în baza doi, $R_1=8R$ deci $u_o=1/8U_{ref}$. Pentru celelalte combinații de poziții, valorile rezistenței R_1 și tensiunii u_o sunt date în tabelul 4.15

Deci tensiunea de ieșire U_o a amplificatorului operațional, este direct proporțională cu valoarea numărului binar, impusă de pozițiile comutatoarelor S_1 , S_2 și S_3 .

În figura 4.24 se prezintă modul de variație a tensiunii de ieșire a convertoarelor în funcție de numărul binar încorporat în semnalul de la intrare.

Modificarea tensiunii U_o în funcție de R_1

Număr în baza 10	Pozițiile comutatoarelor S_1 , S_2 și S_3 (Număr în baza 2)			Valoarea rezistenței R_1	u_o
	$S_1(x_1)$	$S_2(x_2)$	$S_3(x_3)$		
0	0	0	0	∞	0
1	0	0	1	$8R$	$1/8U_{ref}$
2	0	1	0	$4R$	$2/8U_{ref}$
3	0	1	1	$8/3R$	$3/8U_{ref}$
4	1	0	0	$2R$	$4/8U_{ref}$
5	1	0	1	$8/5R$	$5/8U_{ref}$
6	1	1	0	$8/6R$	$6/8U_{ref}$
7	1	1	1	$8/7R$	$7/8U_{ref}$

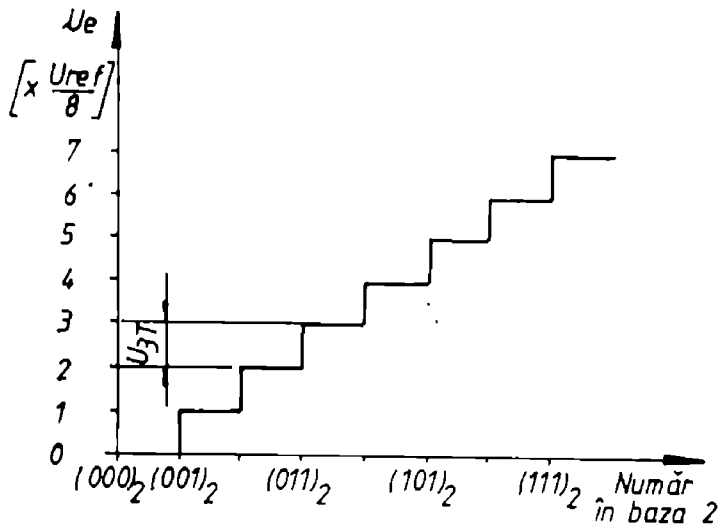


Fig. 4.24. Modificarea tensiunii de ieșire în funcție de semnalul binar de intrare la convertorul digital-analogic din fig 4.23

Tensiunea de ieșire a convertorului se modifică în trepte. Mărimea treptei pentru convertorul de trei biți este

$$U_{3T} = \frac{1}{8} \cdot U_{ref}, U_{3T} = \frac{1}{2^3} \cdot U_{ref} \quad (4.187)$$

În general, pentru convertorul de n biți mărimea treptei se determină cu

$$U_{nT} = \frac{1}{2^n} \cdot U_{ref} \quad (4.188)$$

Numărul maxim de trepte a tensiunii de ieșire este

$$n_{mT} = 2^n - 1 \quad (4.189)$$

deci, în cazul general, pentru un convertor de n biți, tensiunea maximă de ieșire are valoarea:

$$U_{em} = \frac{2^n - 1}{2^n} \cdot U_{ref} \quad (4.190)$$

Tensiunea maximă de ieșire U_{om} , corespunde numărului binar maxim încorporat în semnalul de intrare. Pentru convertorul digital-analogic de trei biți, analizat, numărul binar maxim corespunzător semnalului de intrare $(111)_2$. Acestui semnal de intrare îi corespunde tensiunea maximă $U_{om} = (7/8)U_{ref}$, ca și în tabelul 4.15 (potrivit relației (4.190))

La un moment dat, tensiunea de ieșire are valoarea

$$U_o = \frac{n_i}{2^n} U_{ref} \quad (4.191)$$

unde n_i este numărul curent de trepte. Acest număr are valoarea

$$n_i \in [0 \ (2^n - 1)] \quad (4.192)$$

În realitate comutatoarele convertorului sunt electronice.

Convertor digital-analogic cu rețea rezistivă de tipul R-2R

Convertorul digital-analogic, de trei biți, de acest tip, are schema simplificată din figura 4.25

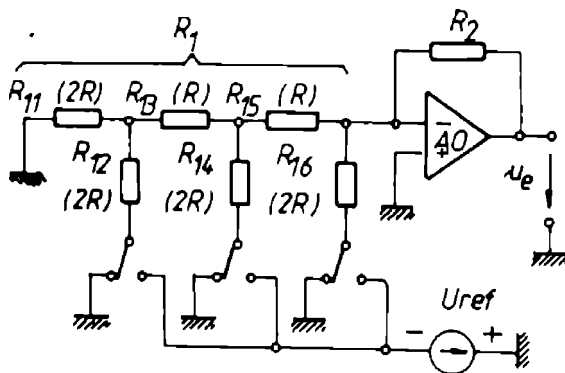


Fig. 4.25 Convertor digital-analogic de trei biți, cu rețea rezistivă de tipul R-2R

Și la acest tip de convertor digital-analogic, se poate face o analiză identică cu cea a convertorului precedent și până la urmă rezultă aceleași concluzii în legătură cu numărul maxim de trepte și valoarea maximă a tensiunii de ieșire.

Se precizează faptul că pe acest principiu constructiv, este realizat convertorul integrat digital analogic β DAC-08

c.2. Convertorul numeric-analogic al bazei de timp

Convertorul numeric-analogic al bazei de timp este circuitul integrat β DAC-08 [10] cu multiple aplicații industriale (achiziții de date pentru controlul proceselor industriale și prelucrări numerice)

Acest circuit permite interfațarea cu orice tip de poartă logică integrată (TTL, CMOS, etc.) Funcționează alimentat cu o gamă largă de tensiuni $\pm 4,5V \dots \pm 18V$ care pot să fie și nesimetrice, cu un consum redus (33mW la o tensiune de alimentare de $\pm 5V$) indiferent de semnalul digital de la intrare.

Detalii în legătură cu configurația, funcționarea și utilizarea circuitului integrat de 8 biți β DAC-08, sunt date în [10]

În cazul acestui convertor, valoarea unei trepte a tensiunii de ieșire (deoarece $n=8$), este

directă (COUNT UP), de numărare inversă (COUNT DOWN), de transport (CARRY) și de împrumut (BARROW). Se leagă între ele perechile de terminale CARRY-COUNT UP (12-5) și BARROW-COUNT DOWN (13-4) (fig. 4.26)

Comanda numărării directe și inverse, se realizează cu comutatorul logic format din circuitele 1,2 și 3 [65], a cărui stare este impusă de valoarea semnalului de comandă x_c .

Când $x_c=1$ semnalul $a=0$, deci este blocată poarta 3 ($y_a=1$) și este activă poarta 2 ($y_a=\bar{x}$)

Numărătorul primește semnalul de numărat pe terminalul COUNT UP și realizează numărarea directă

Când $x_c=0$, $a=1$ și se blochează poarta 2 ($y_a=1$) și este operațională poarta 3 ($y_a=\bar{x}$)

Tabelul 4.16

Diagrama de funcționare a comutatorului logic din figura 4.26

x_c	x	y_a	y_i
0	0	1	1
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	0	1

Comutatorul electronic din figura 4.26 îi corespund funcțiile logice:

$$y_a = \bar{x}_c \cup \bar{x} \quad (4.196)$$

$$y_i = x_c \cup \bar{x} \quad (4.197)$$

și are ca diagrama de funcționare tabelul 4.16

Din analiza funcționării comutatorului logic rezultă că elementele acestuia defazează semnalul de numărat cu unghiul π dar realizează condiția ca pe ieșirea pasivă semnalul să aibă valoarea logică 1

Defazajul semnalului de comanda de pe intrările numărătorului binar reversibil micșorează precizia de lucru a dispozitivului electronic de protecție și de aceea se impune eliminarea lui. În acest scop este necesară realizarea unui alt comutator electronic care are diagrama de funcționare impusă (tabelul 4.17).

Tabelul 4.17

Diagrama de funcționare a comutatorului electronic din fig. 4.27

x_c	x	y_a	y_i
0	0	1	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	1	1	1

Pentru toate combinațiile de valori ale mărimilor de intrare x_c și x , trebuie stabilite valorile mărimilor de ieșire y_a și y_i , după cum urmează

- pentru $x_c=0$ se impune numărarea inversă, deci $y_a=1$ iar y_i are valorile semnalului x ,

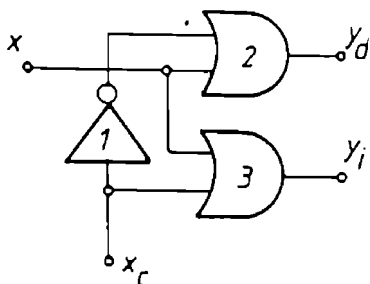
- când $x_c=1$ se impune numărarea directă, deci $y_i=1$ iar y_a are valorile semnalului x

Din diagrama de funcționare impusă comutatorului electronic se obțin funcțiile binare ale acestuia [20], [65], [80], [88], [113]

$$y_a = \bar{x}_c \cup x \quad (4.198)$$

$$y_i = x_c \cup x \quad (4.199)$$

Cu aceste funcții, rezultă schema comutatorului electronic (fig. 4.27) care este utilizat la comanda numărătorului binar reversibil



La acest comutator, când $x_c=1$, $a=0$ și $y_o=x$, iar $y_i=1$. Acum este activă poarta SAU 2 și este blocată poarta SAU 3. În acest caz are loc numărarea directă a impulsurilor x . Când $x_c=0$, $a=1$, $y_o=1$, $y_i=x$, este blocat circuitul SAU 2 și activ circuitul SAU 3. Are loc acum, numărarea inversă a impulsurilor x primite la intrare.

Modul în care comutatorul electronic și numărătorul binar reversibil comandă convertorul numeric-analogic β DAC-08, se prezintă în figura 4.28

Fig. 4.27 Comutatorul logic al numărătorului reversibil de 8 biți

Pe durata funcționării motorului semnalul $x_c=1$ și tensiunea de ieșire u_i crește în trepte. Când motorul este oprit $x_c=0$ și tensiunea u_i scade în trepte. Dacă durata t_d de oprire a motorului este mare, u_i scade până la valoarea 0V.

Tensiunea de ieșire u_i a bazei de timp (fig. 4.28) se determină pentru perioadele de funcționare ($u_i=u_H$) și de pauză ($u_i=u_{ip}$). Relațiile de calcul ale tensiunii u_i , în cele două situații, au la bază formula (4.195), în care $U_{os}=u_i$.

Pentru situația în care motorul funcționează este activ oscilatorul O_1 . Dacă în starea inițială numărătorul binar reversibil este gol

$$n_0 = \frac{1}{10^{nd}} \cdot f_1 \cdot t \quad (4.200)$$

Cu formulele (4.182), (4.195) și (4.200), se obține

$$u_H = \frac{U_{ref} \cdot f_1}{2^8 \cdot 10^{nd}} \cdot t \quad (4.201)$$

Dacă la $t=0$, numărătorul binar reversibil este încărcat și starea lui corespunde numărului binar n_0 , tensiunea u_H se determină cu

$$u_H = \frac{U_{ref}}{2^8} \cdot \left(n_0 \cdot \frac{f_1}{10^{nd}} \cdot t \right) \quad (4.202)$$

Pe durata răcirii motorului, este activ oscilatorul O_2 . Acum tensiunea bazei de timp scade

$$u_{ip} = \frac{U_{ref}}{2^8 \cdot 10^{nd}} \cdot (f_1 \cdot t_1 - f_2 \cdot t) \quad (4.203)$$

În această relație t_1 este durata de funcționare a motorului protejat.

4.3.5. Blocul de protecție la suprasarcină, cu caracteristică dependentă

Acest bloc are schema de principiu din figura 4.29 și realizează funcția (4.170).

Impunerea curentului nominal I_n , care se calculează cu (4.72), se realizează cu potentiometrul P_3 , diferența între curenții I_1 și I_n , o face comparatorul care are ca element activ amplificatorul operațional CI 19, ridicarea la pătrat o realizează primul circuit analogic de înmulțire (CIA 1), iar înmulțirea cu timpul t , în care funcționează motorul, o face al doilea circuit analogic de înmulțire (CIA 2). Evident că atât curenții I_1 , I_n , cât și timpul sunt convertite în tensiuni

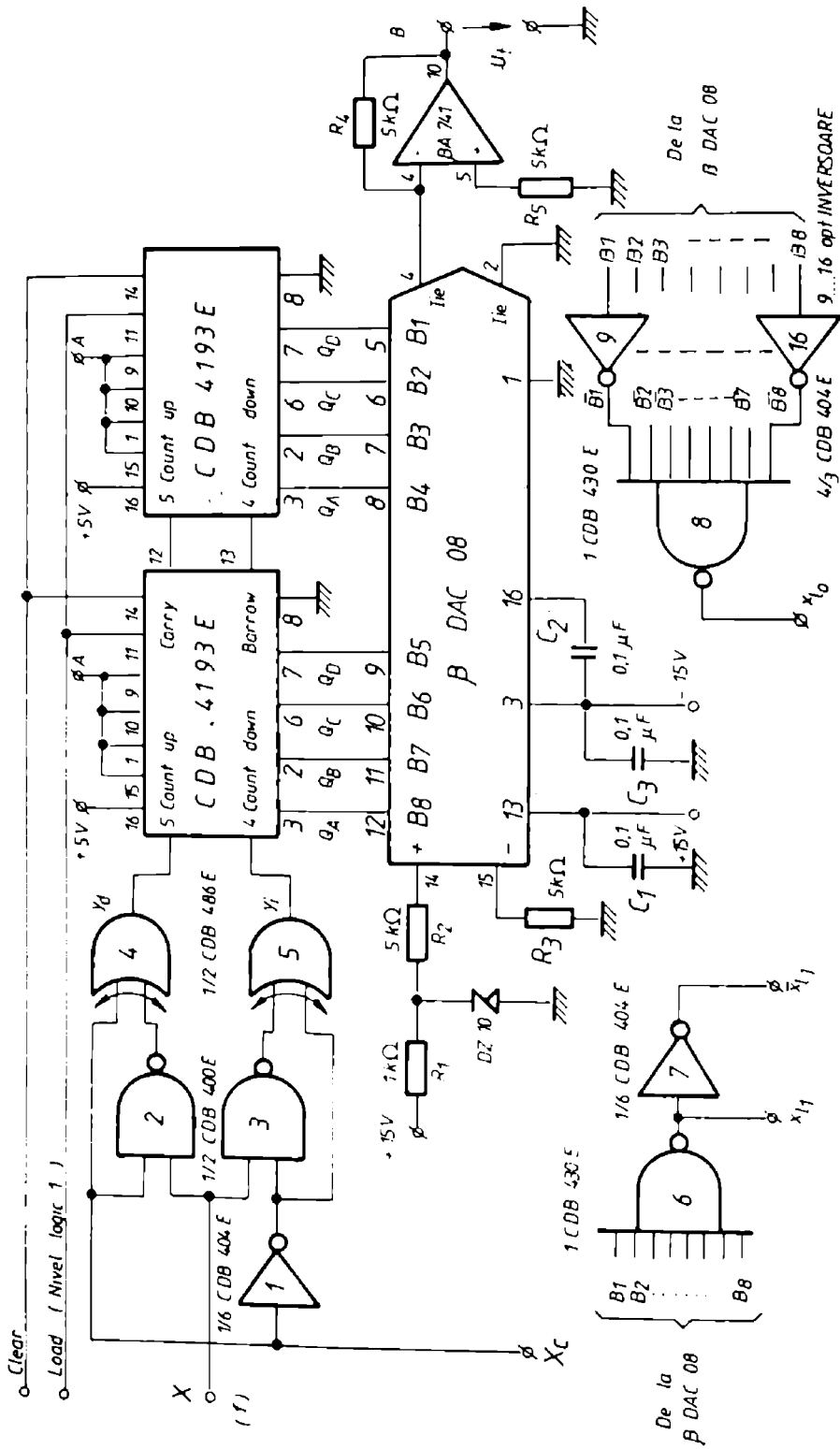


Fig 4.28 Comanda numărătorului reversibil și conversia binar-analogică cu circuitul integrat DAC-08

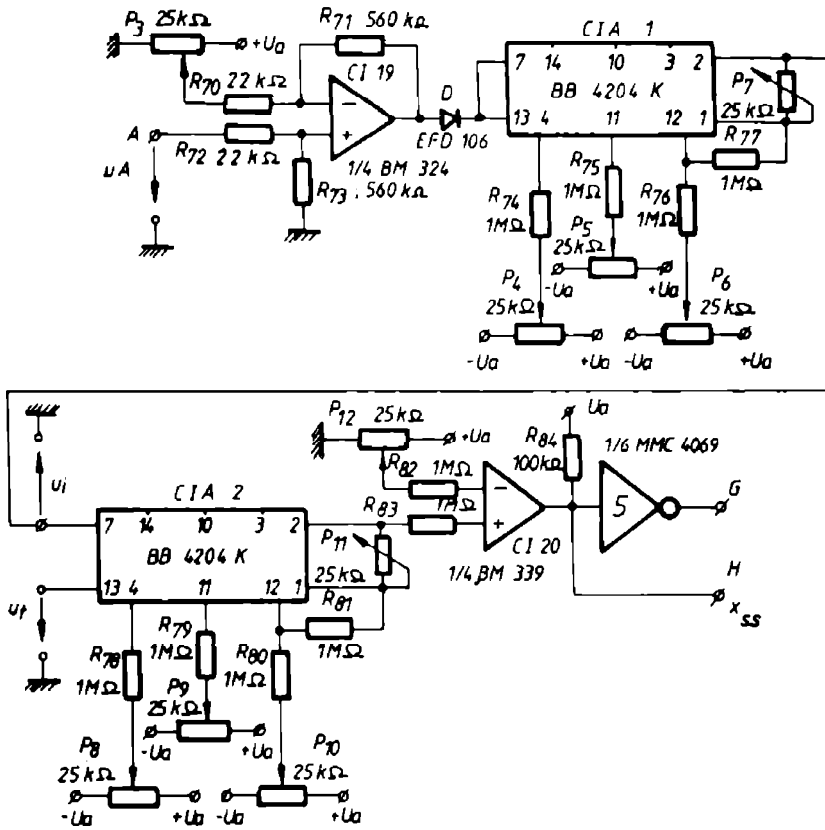


Fig. 4.29. Blocul electronic de protecție la suprasarcină

Tensiunea u_A este proporțională cu valoarea eficace a curentului I_1 . Se procedează ca și în paragraful 4.2.2 și se ține seama de dependența (4.99) dintre tensiunea de ieșire și curentul de intrare ale convertorului curent alternativ-tensiune alternativă. Cu acestea, rezultă

$$u_A = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_{35}}{R_{33}} \cdot k_T \cdot I_1 \quad (4.204)$$

Valorile rezistențelor R_{33} și R_{35} sunt date în figura 4.19. Același factor de proporționalitate intervine și în relația dintre tensiunea de ieșire a potențiometrului P_3 (fig. 4.29) și curentul nominal al motorului:

$$u_{p3} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_{35}}{R_{33}} \cdot k_T \cdot I_n \quad (4.205)$$

După comparatorul cu amplificator operațional, tensiunea are valoarea [71]

$$u_c = \frac{R_{71}}{R_{70}} \cdot (u_A - u_{p3}) \cdot u_c = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_{35}}{R_{33}} \cdot \frac{R_{71}}{R_{70}} \cdot k_T \cdot (I_1 - I_n) \quad (4.206)$$

$$u_c = k_c \cdot (I_1 - I_n), u_c = 0,11 \cdot (I_1 - I_n)$$

în care coeficientul k_c [V/A] se determină cu

$$k_c = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_{35} \cdot R_{71} \cdot k_I}{\pi \cdot R_{33} \cdot R_{70}} \quad (4.207)$$

Când $I_1 < I_n$, $u_c < 0$ și dioda D_{12} este blocată. La intrările în primul circuit de înmulțire, tensiunea $u_c > 0$, numai dacă $I_1 > I_n$ ($I_s > 0$). În acest caz dioda D_{12} este în conducte. După acest circuit se obține tensiunea u_i .

$$u_i = k_{CIA1} \cdot u_c^2 \cdot u_1 = k_{CIA1} \cdot k_c^2 \cdot (I_1 - I_n)^2 \quad (4.208)$$

Tensiunea de la ieșirea circuitului analogic de înmulțire CIA2, dacă se ține seama de relația (4 201), se determină cu

$$u_{CIA2} = k_{CIA2} \cdot u_i \cdot u_1 \quad (4.209)$$

$$u_{CIA2} = k_{CIA2} \cdot k_{CIA1} \cdot k_c^2 \cdot \frac{U_{ref} \cdot f_1}{2^8 \cdot 10^{ref}} \cdot (I_1 - I_n)^2 \cdot t$$

În relațiile (4 208) și (4.209), valorile coeficienților $k_{CIA1}[V^{-1}]$ și $k_{CIA2}[V^{-1}]$, de proporționalitate a tensiunii de ieșire a circuitelor analogice de înmulțire CIA1 și CIA2, cu produsul tensiunilor de intrare, se obțin în urma reglării corespunzătoare a potențimetrelor P_4, \dots, P_{11} . Practic, în urma acestor reglări a rezultat: $k_{CIA1}=0,1$ și $k_{CIA2}=0,13$

Relația (4 209) poate să fie pusă sub forma

$$u_{CIA2} = k_{BS} \cdot (I_1 - I_n)^2 \cdot t \quad (4.210)$$

în care constanta k_{BS} [$VA^2 \cdot s^{-1}$] este dată de

$$k_{BS} = k_{CIA2} \cdot k_{CIA1} \cdot k_c^2 \cdot \frac{U_{ref} \cdot f_1}{2^8 \cdot 10^{ref}} \quad (4.211)$$

Tensiunea u_{CIA2} se compară cu tensiunea de la ieșirea potențimetrului P_{12} (u_{P12}), cu ajutorul căruia se impune valoarea constantei $k_{pm}[A^2s]$ din relația (4.170). Această tensiune se determină cu

$$u_{P12} = k_{BS} \cdot k_{pm} \quad (4.212)$$

După comparatorul CI20, care realizează și adaptarea semnalelor analogice la cele cu care lucrează circuitele integrate logice, se obține semnal de nivel logic "1" ($x_{55}=1$) când $u_{CIA2} > u_{P12}$. Această valoare, determină declanșarea contactorului principal

Valoarea constantei k_{pm} se stabilește în funcție de puterea motorului protejat.

4 3 6. Blocul de protecție împotriva regimului de scurtcircuit

Blocul de protecție împotriva regimului de scurtcircuit, a cărui schemă este dată în figura 4 30, primește semnal de intrare care este tensiunea U_{2SSC} , de la priza intermediară a transformatorului de curent alternativ-tensiune alternativă TCU₂ (fig 4 19). Acest transformator determină dependența (4 100) dintre U_{2SSC} și I_{1s} .

Protecția împotriva regimului de scurtcircuit simetric cuprinde: un redresor de precizie dublă alternantă, cu filtru activ trece-jos, realizat cu elementele active CI16 și CI17, un comparator CI18 și un circuit logic INVERSOR (circuitul 3).

La ieșirea redresorului de precizie cu filtru activ trece-jos, se obține tensiunea

$$u_{sc} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_{64}}{R_{62}} \cdot k_{sc} \cdot I_{1s} \quad (4.213)$$

care se compară cu tensiunea u_{p2} de ieșire a potențimetrului P_2 , proporțională cu valoarea curentului care determină acționarea protecției împotriva regimului de scurtcircuit. Această tensiune se determină cu

$$U_{p2} = k_{BSC} \cdot k_{sp} \cdot I_p; U_{p2} = k_{BSC} \cdot k_{ps} \cdot k_p \cdot I_n \quad (4.214)$$

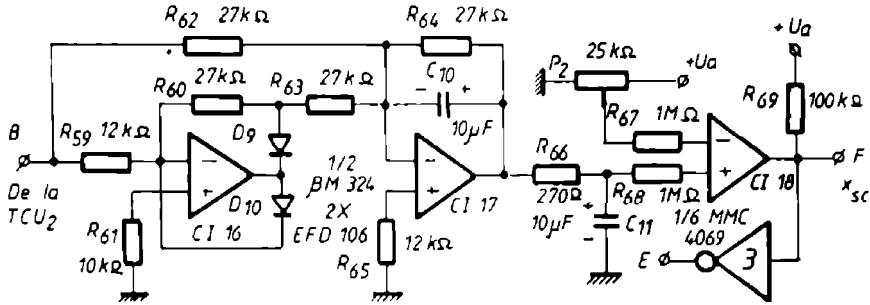


Fig 4.30 Bloc de sesizare a scurtcircuitelor trifazate simetrice

în care coeficienții k_{sp} și k_p au semnificațiile din relația (4.77), iar k_{BSC} este dat de:

$$k_{BSC} = \frac{2\sqrt{2} R_{64}}{\pi R_{62}} k_{sc} \quad (4.215)$$

Și în acest caz se impune acționarea protecției la un curent $k_{sp} I_p$ mai mare decât curentul de pornire al motorului protejat

Deoarece $R_{64} = R_{62}$, factorul de amplificarea al redresorului de precizie, cu filtru activ trece-jos, este unitar

În regim de scurtcircuit $I_{1S} > k_{ps} I_p$ și $u_{sc} > U_{p2}$. Dacă comparatorul CI18, tensiunea $u_{sc} = U_0$, și semnalul x_{sc} are valoarea logică "1" determinând declanșarea contactorului principal

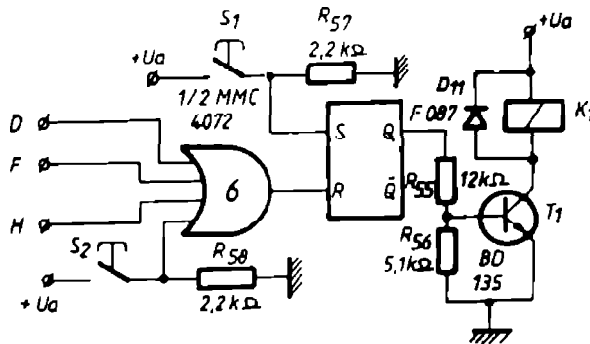


Fig 4.31 Comanda contactorului K_1 , cu circuite integrate CMOS

Protecția electronică poate comanda direct declanșarea contactorului principal (fig 4.31) în acest caz nu se mai utilizează releele intermediare K_2 și sunt active ieșirile D, F și H ale blocurilor de protecție împotriva funcționării în două faze, în regim de scurtcircuit și în regim de suprasarcină

4.3.7 Sistemul electronic de afișare a naturii defectului care determină declanșarea contactorului principal

Declanșarea contactorului principal, ca urmare a unui defect care apare în motorul protejat sau în instalația electrică, este însoțită de o avertizare optică a naturii defectului, cu două afișoare cu șapte segmente. Sistemul electronic de afișare alfa-numerică a naturii defectului este compus din blocul de generare a impulsurilor pentru afișarea intermitentă a mesajelor, blocul de memorare a naturii defectului și de interblocare între semnalele de intrare, blocul decodificator și dispozitivele de afișare alfa-numerică. Acest sistem asigură afișarea cu intermitență, a mesajelor

- SC când declanșarea are loc din cauza unui scurtcircuit trifazat simetric în motor sau în instalația de forță
- 2F dacă declanșarea se produce ca urmare a funcționării în două faze sau când apar asimetrii pronunțate între curenții trifazați;
- SS când motorul funcționează în suprasarcină.

Dispozitivul electronic de afișare împreună cu sistemul logic al protecției electronice, asigură afișarea mesajelor în ordinea: SC, 2F, SS. Blocul de generare a impulsurilor în vederea afișării cu intermitență a mesajelor, este realizat dintr-un circuit logic SAU cu trei intrări (1+2 din fig. 4.32), comandat de semnalele de la ieșirea blocurilor de sesizare a defectelor. Aceste semnale sunt: x_{SC} , x_{2F} și x_{SS} . Semnalul de ieșire x_D a circuitului logic SAU, prin valoarea logică 1 determină pornirea generatorului de semnal dreptunghiular, iar prin valoarea logică 0, blocarea lui

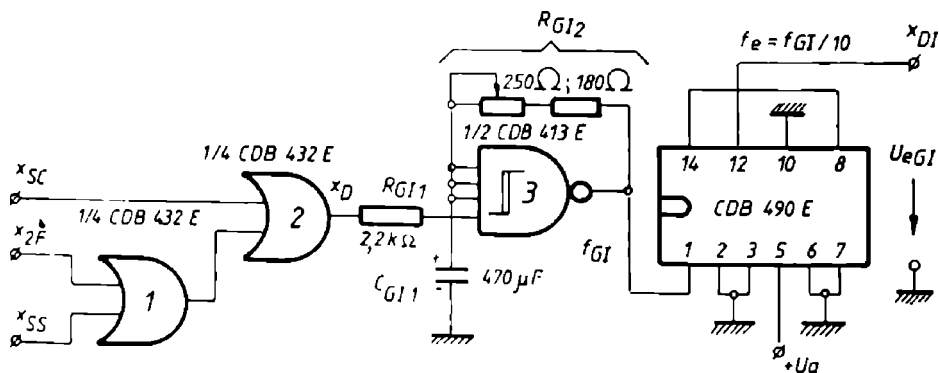


Fig. 4.32 Blocul de generare a impulsurilor pentru afișarea intermitentă

Se impune funcționarea generatorului de semnal dreptunghiular, comandat logic prin semnalul x_D , cu o frecvență f_{GI} de 10Hz. De asemenea, se alege valoarea rezistenței R_{GI2} astfel încât $R_{GI2} \leq 390\Omega$ [65] și din relația (3.161), rezultă valoarea capacității condensatorului C_{GI1} . Se aleg valori normalizate pentru aceste componente (fig. 4.32), pentru care frecvența reală de lucru a generatorului de semnal dreptunghiular este de 10Hz. După divizorul de frecvență se obține semnalul x_D cu frecvența f_e/f_{GI} ($f_e=1\text{Hz}$).

Blocul de memorare a naturii defectului și de realizare a interblocării între semnalele x_{SC} , x_{2F} și x_{SS} (fig. 4.33), asigură memorarea semnalului care a determinat acționarea protecției și valoarea logică 1 pentru un singur semnal de ieșire, în cazul defectelor complexe. Interblocarea dintre semnalele de intrare, este realizată cu circuitele logice 1, 4, 5 și 6, iar memorarea naturii defectului care a determinat

oprirea motorului protejat, cu circuitele basculante bistabile de tip R-S M_{1A} , M_{2A} și M_{3A} .

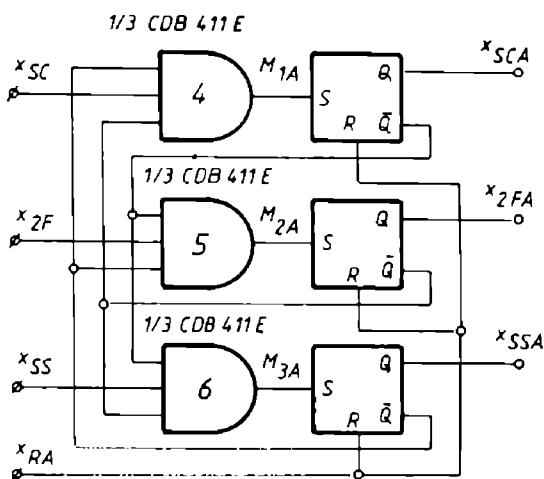
Funcțiile logice care descriu funcționarea acestui bloc sunt:

$$x_{SCA} = (x_{SC} \cdot \overline{x_{2F}} \cdot \overline{x_{SS}}) \cup (\overline{x_{RA}} \cdot x_{SCA}) \quad (4.216)$$

$$x_{2FA} = (x_{2F} \cdot \overline{x_{SC}} \cdot \overline{x_{SS}}) \cup (\overline{x_{RA}} \cdot x_{2FA}) \quad (4.217)$$

$$x_{SSA} = (x_{SS} \cdot \overline{x_{SC}} \cdot \overline{x_{2F}}) \cup (\overline{x_{RA}} \cdot x_{SSA}) \quad (4.218)$$

Aducerea în stare inițială a circuitelor de memorie se realizează cu semnalul $x_{RA}=1$.



Pentru determinarea configurației decodificatorului sistemului de afișare a naturii defectului, se stabilește diagrama de funcționare a acestuia (tabelul 4.28), din care apoi, rezultă relațiile (4.219), ..., (4.232) dintre mărimile de ieșire: $a_1, b_1, \dots, g_1, a_2, b_2, \dots, g_2$ (fig. 4.34) și cele de intrare $x_{SCA}, x_{2FA}, x_{SSA}$ [13], [20], [41], [58], [80], [82], [88], [113].

Fig. 4.33. Blocul de memorare a naturii defectului și de interblocare între semnalele x_{SC} , x_{2F} și x_{SS}

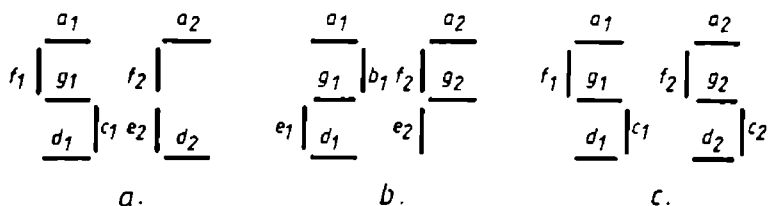


Fig. 4.34. Mesajele sistemului electronic de afișare a naturii defectului:

a. în cazul regimului de scurtcircuit;

b. la funcționarea în două faze;

c. în regim de suprasarcină.

$$a_1 = x_{SCA} \cup x_{2FA} \cup x_{SCA} \quad (4.219)$$

$$b_1 = x_{2FA} \quad (4.220)$$

$$c_1 = x_{SCA} \cup x_{SSA} \quad (4.221)$$

$$d_1 = x_{SCA} \cup x_{2FA} \cup x_{SSA} \quad (4.222)$$

$$e_1 = x_{2FA} \quad (4.223)$$

Tabelul 4.28.

Diagrama de funcționare a decodificatorului sistemului de afișare alfa-numerică a naturii defectului (pentru dispozitive de afișare cu catod comun).

Valorile semnalelor de intrare			Valorile semnalelor de ieșire													
x_{SCA}	x_{2FA}	x_{SSA}	a_1	b_1	c_1	d_1	e_1	f_1	g_1	a_2	b_2	c_2	d_2	e_2	f_2	g_2
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0
0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1

$$f_1 = x_{SCA} \cup x_{SSA} \quad (4.224)$$

$$g_1 = x_{SCA} \cup x_{2FA} \cup x_{SSA} \quad (4.225)$$

$$a_2 = x_{SCA} \cup x_{2FA} \cup x_{SSA} \quad (4.226)$$

$$b_2 = 0 \quad (4.227)$$

$$c_2 = x_{SSA} \quad (4.228)$$

$$d_2 = x_{SCA} \cup x_{SSA} \quad (4.229)$$

$$e_2 = x_{SCA} \cup x_{2FA} \quad (4.230)$$

$$f_2 = x_{SCA} \cup x_{2FA} \cup x_{SSA} \quad (4.231)$$

$$g_2 = x_{2FA} \cup x_{SSA} \quad (4.232)$$

Analizând aceste relații rezultă:

$$a_1 = d_1 = g_1 = a_2 = f_2 \quad (4.233)$$

$$b_1 = e_1 \quad (4.234)$$

$$c_1 = f_1 = d_2 \quad (4.235)$$

Pentru afișare intermitentă a mesajelor cu dispozitive de afișare cu anod comun, se păstrează egalitățile (4.233), (4.234) și (4.235). Ecuațiile care descriu funcționarea decodificatorului, în acest caz sunt:

$$a_1 = x_{DI} \cdot (x_{SCA} \cup x_{2FA} \cup x_{SSA}), a_1 = \overline{x_{DI}} \cup (\overline{x_{CA}} \cdot \overline{x_{2FA}} \cdot \overline{x_{SCA}}) \quad (4.236)$$

$$b_1 = \overline{x_{DI}} \cdot x_{2FA}, b_1 = \overline{x_{DI}} \cup \overline{x_{2FA}} \quad (4.237)$$

$$c_1 = \overline{x_{DI}} \cdot (x_{SCA} \cup x_{SSA}), c_1 = \overline{x_{DI}} \cup (\overline{x_{SCA}} \cdot \overline{x_{SSA}}) \quad (4.238)$$

$$c_2 = \overline{x_{DI}} \cdot x_{SSA}, c_2 = \overline{x_{DI}} \cup \overline{x_{SSA}} \quad (4.239)$$

$$e_2 = \overline{x_{DI}} \cdot (x_{SCA} \cup x_{2FA}), e_2 = \overline{x_{DI}} \cup (\overline{x_{SCA}} \cdot \overline{x_{2FA}}) \quad (4.240)$$

$$g_2 = \overline{x_{DI}} \cdot (x_{2FA} \cup x_{SSA}), g_2 = \overline{x_{DI}} \cup (\overline{x_{2FA}} \cdot \overline{x_{SSA}}) \quad (4.241)$$

Folosind aceste ecuații s-a determinat configurația decodificatorului prezentată în figura 4.35. Se utilizează două afișoare MDE 2101 V, legate la decodificator prin rezistoare de limitare a curentului, cu valori de 470Ω.

S-a impus utilizarea comenzii afișoarelor prin semnal de nivel logic "0", deoarece pentru acest nivel, curentul limită I_0 suportat de ieșirea circuitelor logice integrate obișnuite (în cazul de față INVERSOARELE CDB 404E, 15, ..., 25 și circuitele SAU-NU, 13, 14) este mult mai mare decât cel corespunzător (I_{11}) semnalului logic "1" ($I_0=16$ mA iar $I_{11}=0,8$ mA [81]). Comanda afișoarelor cu semnal de nivel logic "1" este posibilă numai cu circuite logice de putere.

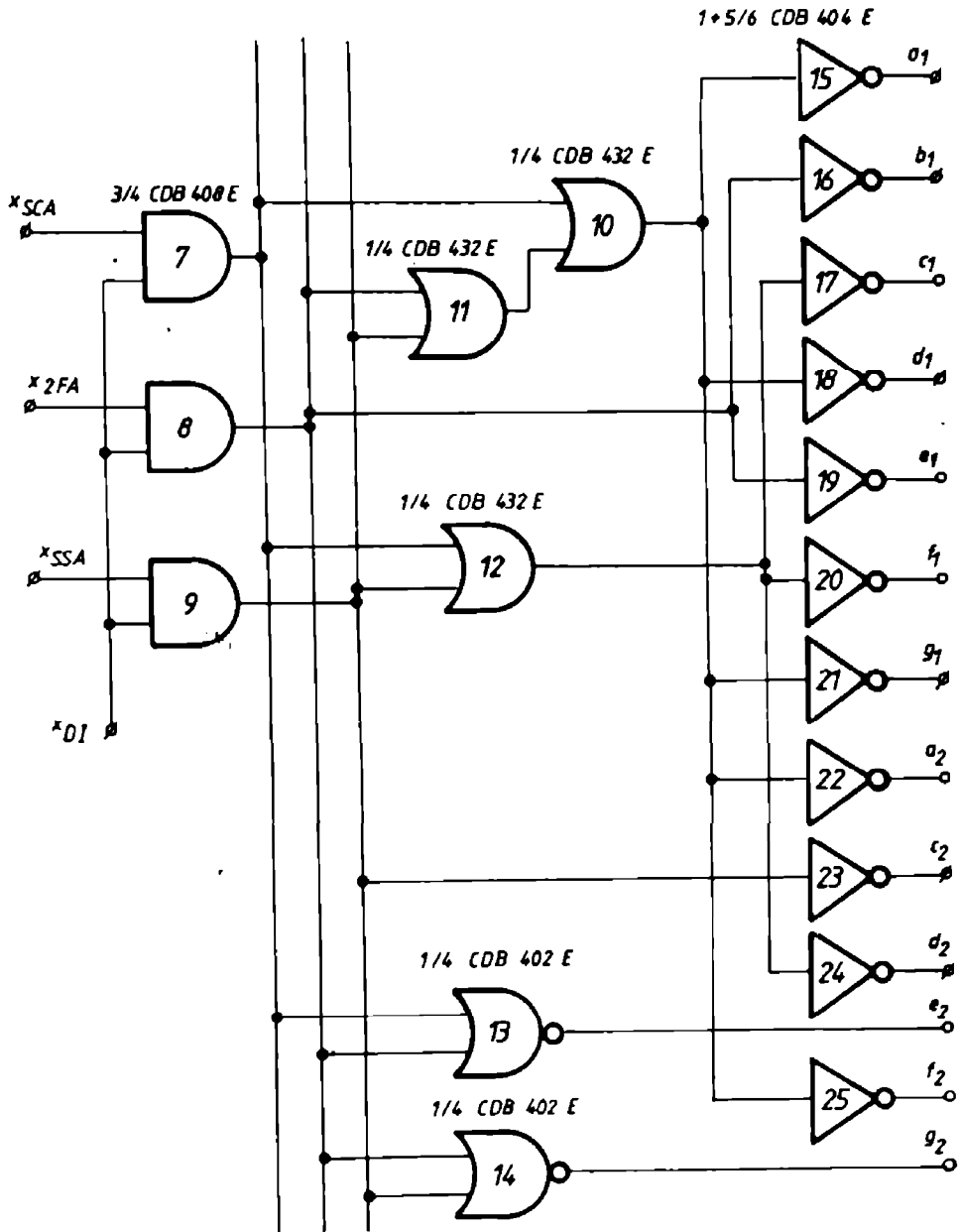


Fig. 4.35. Decodificatorul sistemului de afișare a naturii defectului

4.3.8 Experimentarea releului electronic de protecție, cu caracteristică dependentă

Ridicarea caracteristicilor blocurilor de protecție împotriva regimurilor de scurtcircuit și a celui de suprasarcină, se realizează prin alimentarea primarelor transformatoarelor TCU2 și TCU3 (fig. 4.19) de la trusa de curent (fig. 4.7). Verificarea acționării protecției împotriva funcționării în două faze se poate face numai prin montarea protecției în instalația de forță a motorului protejat M, care are caracteristicile date în tabelul 4.1. În acest scop se utilizează montajul cu schema din figura 4.36, în care:

- REPCD este releul electronic de protecție cu caracteristică dependentă, a cărui funcționare se verifică;
- K_1 este contactorul principal, care este declanșat de protecția electronică când apare una dintre avariile la care aceasta este sensibilă;
- K_3 este contactorul, ale cărui contacte sunt în paralel cu întrerupătoarele cu pârghie Q_1 , Q_2 și Q_3 , prin care se realizează funcționarea în două faze a motorului M. Cu contactorul K_3 acționat și cu motorul în funcțiune, se deschid, pe rând contactele Q_1 , Q_2 și Q_3 . După fiecare deschidere, se declanșază contactorul K_3 și în acest fel se realizează funcționarea în două faze: când Q_1 este deschis, este întreruptă faza R, ș.a.m.d.;
- TC₁, TC₂ și TC₃ sunt transformatoare de curent METRA, pe domeniul 50/5A;
- A₁, A₂ și A₃ - voltampermetre MAVO-35, pe domeniul 0-5A;
- M, G, V₁, V₂, A₄, A₅, R₃ și STCV, sunt mașinile, aparatele de măsură, elementele de circuit și sursa de tensiune utilizate la realizarea montajului din figura 4.14.

Cu butoanele normal închise S_1 , S_2 și S_3 , prin acționare, înainte de pornirea motorului, se simulează întreruperea fazelor R, S sau T în amonte de contactorul K_1 . Pentru fiecare simulare a întreruperii fazelor se urmărește acționarea protecției împotriva pornirii în două faze a motorului protejat.

Se precizează că montajul din figura 4.36, nu permite pornirea în două faze a motorului (cu contactorul K_3 declanșat). După pornire, se poate realiza întreruperea artificială a oricărei faze a sistemului de alimentare utilizând contactorul K_3 și întrerupătoarele monopolare cu pârghie Q_1 , Q_2 și Q_3 .

Cu acest montaj se verifică și funcționarea protecției la suprasarcină, într-un anumit domeniu. Pentru a nu solicita termic mașinile din montaj, se reglează blocul de protecție electronică la suprasarcină, pentru motoare asincrone trifazate cu puterea mai mică decât cea a motorului M. Din acest motiv, se realizează prin generator o încărcare corespunzătoare unui motor asincron trifazat de joasă tensiune cu $P_n=3\text{kW}$ pentru care $I_n=7,7\text{A}$ iar $I_p/I_n=6$. Deoarece grupul motor asincron trifazat-generator de c.c., este tot cel care a fost utilizat la verificarea protecției electronice cu caracteristică independentă (fig. 4.14), timpul de pornire este $t_p=0,28\text{s}$. Pentru evitarea intersecției dintre caracteristica de protecție a releului electronic și graficul $t=f(I)$ unde I este curentul absorbit de motor, se impune:

$$k_{pm} > (I_p - I_n)^2 \cdot t_p \quad (4.242)$$

Pe de altă parte condiția ca protecția la suprasarcină să acționeze într-un timp t_{sp} de două ore, dacă suprasarcina se menține constantă la valoarea $1,05I_n$, conduce la

$$k_{pm} = (0,05 \cdot I_n)^2 \cdot t_{sp} \quad (4.243)$$

Determinarea constantei $k_{pm}[\text{A}^2\text{s}]$ se face cu (4.243) numai dacă:

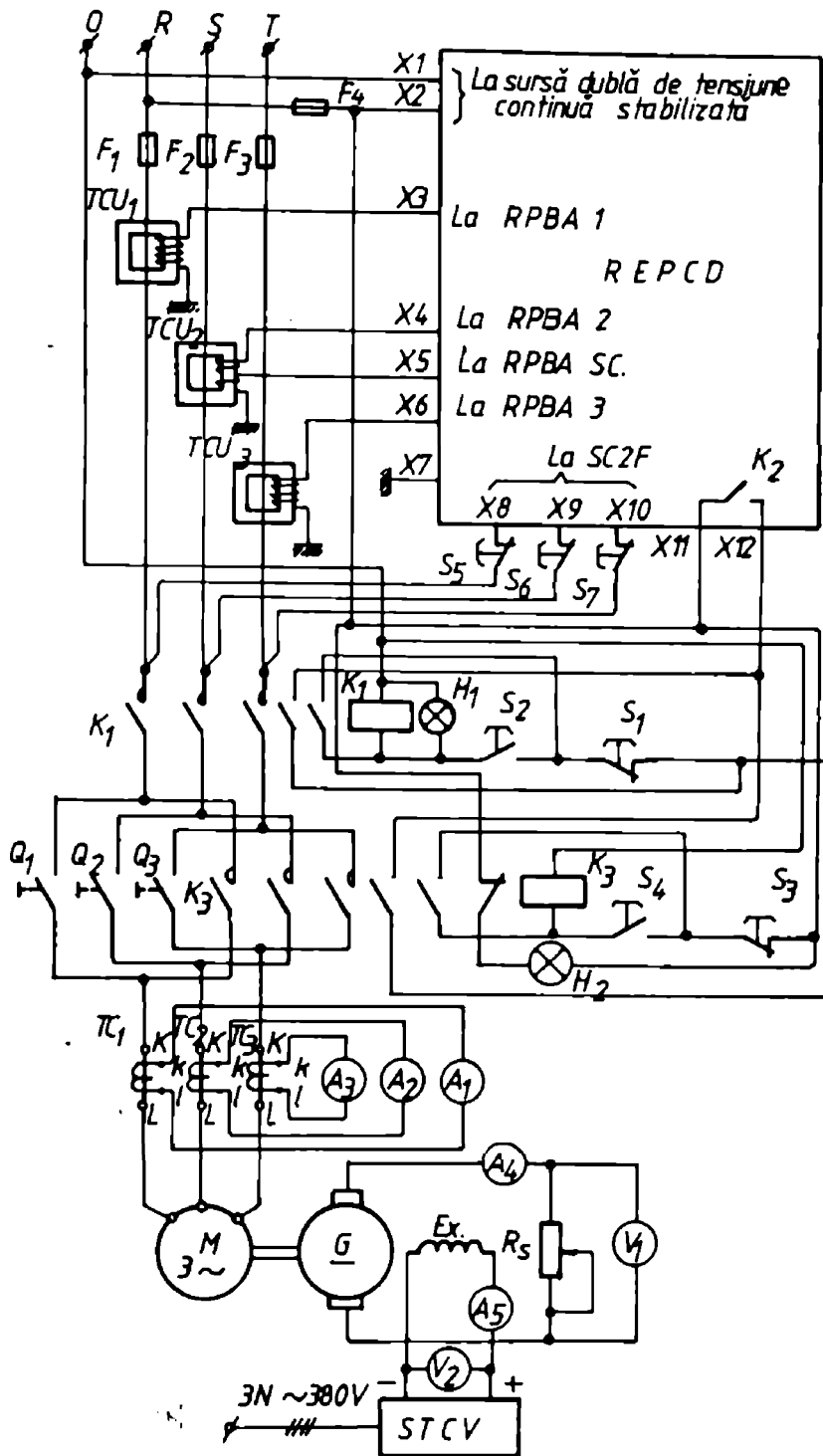


Fig. 4.36. Schema montajului utilizat la verificarea protecției electronice, cu caracteristică dependentă

$$(0,05 \cdot I_n)^2 \cdot t_{ap} > (I_p - I_n)^2 \cdot t_p \quad (4.244)$$

Cu datele de mai sus, condiția (4.244) este îndeplinită, deci $k_{pm}=1067,22 \text{ A}^2\text{s}$.
Timpul de acționare a protecției, se calculează cu:

$$t_{ap} = \frac{k_{pm}}{(I - I_n)^2} \quad (4.245)$$

Valorile timpului de acționare a protecției la suprasarcină în funcție de suprasarcina motorului, sunt date în tabelul 4.29.

Tabelul 4.29.

Dependența dintre timpul de acționare t_{ap} a protecției și I/I_n , pentru motorul asincron trifazat cu $P_n=3 \text{ kW}$, $I_n=7,7 \text{ A}$ și $I_p/I_n=6$, $k_{pm}=1067,22 \text{ A}^2\text{s}$.

I/I_n	1,05	1,10	1,15	1,20	1,25	1,30	1,35	1,40
t_{ap}	7211	1800	791	450	288	200	146	112
I/I_n	1,45	1,50	1,55	1,60	1,70	1,80	1,90	2
t_{ap}	89	72	59	50	37	28	22	18
I/I_n	3	4	5	6	7	8	9	10
t_{ap}	4,5	2,00	1,12	0,72	0,50	0,37	0,28	0,22

Practic, caracteristica de protecție, cu datele din tabelul 4.29 nu poate să fie realizată pentru timpi de acționare mai mici decât 30 s, cât este perioada semnalului x de comandă a bazei de timp. Deci se poate realiza protecția la suprasarcină pe domeniul $1,05I_n, \dots, 1,75I_n$.

Analiza caracteristicilor de protecție corespunzătoare valorilor mai mici ale coeficienților k_{pm} conduce la aceeași constatare și anume că domeniul practic de lucru pe această caracteristică, este același ca și pentru caracteristica de protecție cu datele din tabelul 4.29. Se impune limitarea tensiunii u_c la valoarea corespunzătoare curentului $I=1,75I_n$, utilizând pentru aceasta un stabilizator cu diodă Zener ($R_i=1,2\text{k}\Omega$ și diodă Zener DZ9V1). Pentru domeniul de valori ale curentului de sarcină $I \in [1,75I_n, k_{ssc}k_p I_n]$, se impune timpul de acționare al protecției t_{apb} de 4 s, corespunzător curentului $I=7I_n$ al caracteristicii de protecție a releelor termobimetalice pentru $I < 11\text{A}$ [79]. Din aceste condiții, se obține noua valoare a constantei k_{pm} ($k_{pm}=k_{pmi}$):

$$k_{pmi} = (0,75 \cdot I_n)^2 \cdot t_{apb} \quad (4.246)$$

deci $k_{pmi}=133,40 \text{ A}^2\text{s}$

Dacă timpul de pornire al motorului protejat, este mai mare decât timpul minim (t_{apb}) de lucru a protecției la suprasarcină, aceasta acționează în perioada de pornire, se impune blocarea intrării în funcțiune a bazei de timp pe durata $t_{pr} > t_p$ (t_{pr} este timpul reglat al circuitului electronic de timp T_2). Blocarea bazei de timp se face cu circuitul electronic din figura 4.37.

Potentiometrul P_{13} din figura 4.37, se reglează astfel încât după comparatorul C121 semnalul $a=1$ pentru cea mai mică valoare a curentului I_1 . Deci când faza T este parcursă de un curent mai mare decât o valoare minimă impusă cu potentiometrul P_{13} , la intrarea în circuitul electronic de timp T_2 , cu temporizare la acționare semnalul $a=1$.

După circuitul de timp se obține semnal tot de valoare logică 1 ($b=1$), cu o întârziere mai mare decât timpul de pornire al motorului protejat. În timpul pornirii, semnalele de pe intrările circuitului logic ȘI 7 au valorile $b=0$ și $c=1$, deci $x_c=0$. Când

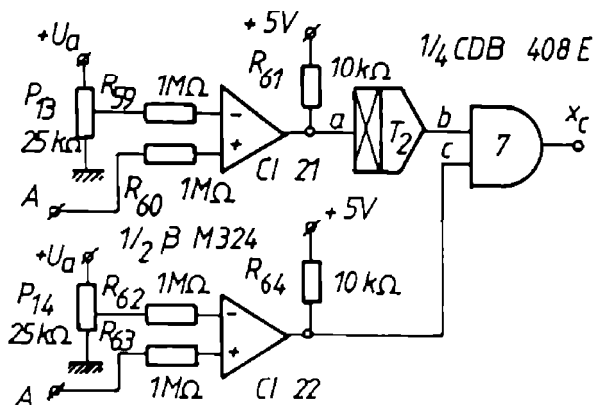


Fig. 4.37. Circuitul electronic de pornire a bazei de timp

motorul intră în regim de suprasarcină ($I \geq 1,05I_n$), se schimbă valoarea semnalului c ($c=1$), deci $x_c=1$, pornește baza de timp și devine activă protecția la suprasarcină.

Cursorul potențiometrului P_{13} , se reglează pentru obținerea semnalului de nivel logic "1", când motorul asincron trifazat cu puterea $P_n=3\text{kW}$ funcționează în gol, deci pentru $I_T < I_0$ (I_0 este curentul motorului la funcționarea în gol; $I_0=3,08\text{A}$). Pentru siguranță se ia $I_T=2\text{A}$ pentru care $u_A=122\text{mV}$, deci $\alpha_{P13}=2,16^\circ$. Se impune pornirea bazei de timp când $I \geq 1,05I_n$. Cu această condiție, se reglează cursorul potențiometrului P_{14} ($\alpha_{P14}=12,5^\circ$). Cursorul potențiometrului P_3 al comparatorului CI19 se reglează pe poziția corespunzătoare curentului I_n ($\alpha_{P3}=8,33^\circ$).

Altă modificare a blocului de protecție la suprasarcină, făcută în urma experimentării, este montarea unui amplificator neinversor între circuitul analogic de înmulțire CIA2 și comparatorul CI20 cu factorul de amplificare k_{ASS} . Amplificatorul are schema din figura 4.5. S-au utilizat rezistoare cu valorile $R_{2A}=1\text{M}\Omega$, $R_{1A}=10\text{k}\Omega$ și $R_{3A}=10\text{k}\Omega$ deci factorul de amplificare (4.65) are valoarea $k_{ASS}=101$. Această modificare a fost necesară, deoarece tensiunea u_{CIA2} are valoarea foarte mică ($u_{CIA2}=54\text{mV}$). În acest fel s-a mărit sensibilitatea reglării cu ajutorul potențiometrului P_{12} , a coeficientului k_{pm} ($\alpha_{P12}=96,35^\circ$).

Acționarea protecției la suprasarcină a fost verificată prin alimentarea traductorului curent-tensiune TCU_3 , de la trusa de curent (fig. 4.7). Pentru asigurarea timpului maxim de întârziere a declanșării contactorului principal ($t_{apmax}=901\text{s}$) s-a impus funcționarea oscilatorului OCL1 (fig. 4.15) cu frecvența 284 Hz. Rezultatele obținute experimental, sunt date în tabelul 4.30.

După fiecare încercare s-au adus la "0" circuitele basculante bistabile ale divizorului de frecvență și a numărătorului binar reversibil. S-a impus și măsurarea valorilor tensiunilor u_c , u_i , u_t , u_{CIA2} și u_{ASS} , pentru siguranța ca acestea să nu depășească domeniul normal de lucru admis de circuitele integrate ale blocului de protecție la suprasarcină. În figurile 4.37 și 4.38 se prezintă modul de variație a tensiunilor u_c , u_i , u_t , u_{CIA2} , u_{ASS} și a timpului t_{ap} de acționare a protecției la suprasarcină, în funcție de raportul I/I_n , în cazul protecției unui motor asincron trifazat cu $P_n=3\text{ kW}$, $I_n=7,7\text{ A}$ și $I_p/I_n=6$.

Tabelul 4.30.

Date obținute prin verificarea experimentală a protecției la suprasarcină a motorului asincron trifazat cu $P_n=3$ kW, $I_n=7,7$ A și $I_p/I_n=6$, $k_{pm}=133,40A^2s$.

I/I_n	1,05	1,10	1,15	1,20	1,25	1,30	1,35	1,40
I [A]	8,08	8,47	8,86	9,24	9,62	10,01	10,40	10,80
u_c [V]	0,62	1,18	1,76	2,37	3,04	3,61	4,22	4,78
u_i [V]	0,038	0,145	0,327	0,579	0,904	1,292	1,78	2,31
u_t [V]	9,97	2,734	1,095	0,627	0,392	0,275	0,198	0,159
u_{CIA2} [V]	0,055	0,056	0,055	0,055	0,054	0,054	0,055	0,054
u_{ASS} [V]	5,492	5,52	5,518	5,512	5,416	5,394	5,485	5,361
t_{ap} [s]	901,28	246,35	99,08	56,28	35,27	24,62	17,53	14,11

I/I_n	1,45	1,50	1,55	1,60	1,65	1,70	1,75	1,80
I [A]	11,20	11,55	11,95	12,30	12,7	13,1	13,48	13,9
u_c [V]	5,43	6,03	6,58	7,19	7,78	8,42	9,03	9,59
u_i [V]	2,925	3,6	4,36	5,21	6,082	7,068	8,102	9,243
u_t [V]	0,119	0,118	0,08	0,078	0,079	0,039	0,038	0,039
u_{CIA2} [V]	0,054	0,056	0,054	0,056	0,055	0,053	0,054	0,055
u_{ASS} [V]	5,407	5,583	5,415	5,573	5,487	5,281	5,379	5,483
t_{ap} [s]	10,48	10,46	7,06	7,02	7,05	3,62	3,61	3,65

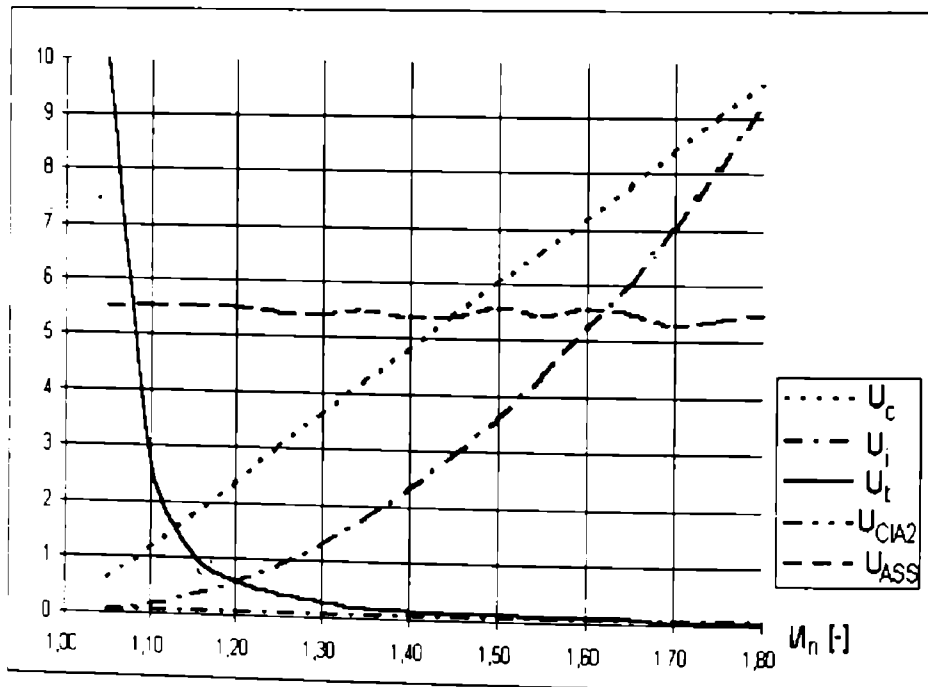


Fig. 4.37 Graficele funcțiilor $u_c=f_1(I/I_n)$, $u_i=f_2(I/I_n)$, $u_t=f_3(I/I_n)$, $u_{CIA2}=f_4(I/I_n)$ și $u_{ASS}=f_5(I/I_n)$ obținute cu datele din tabelul 4.30

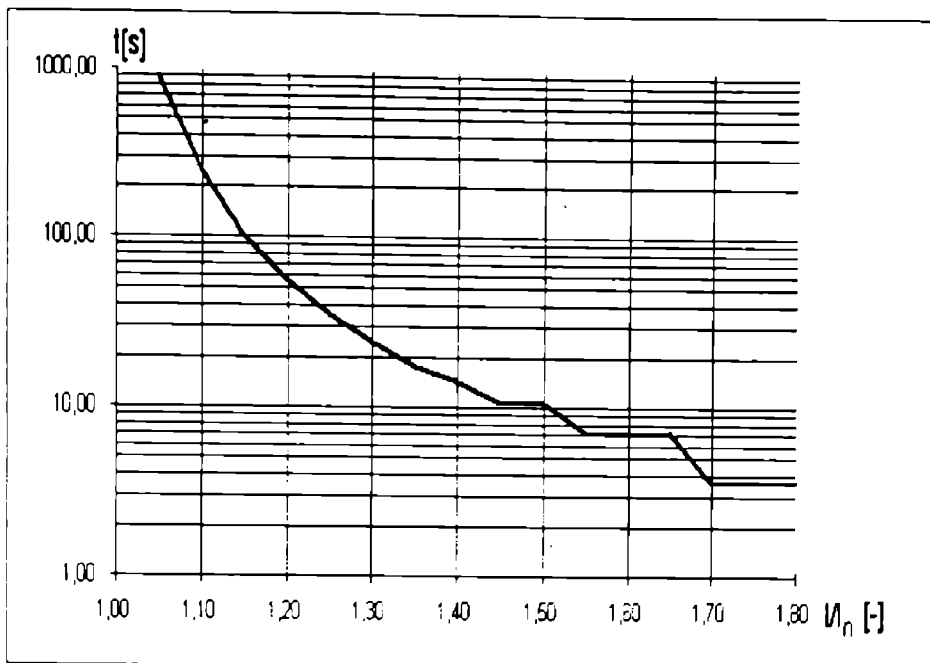


Fig. 4.38. Caracteristica de protecție realizată de blocul de protecție la suprasarcină

Aceeași caracteristică de suprasarcină poate să fie obținută pentru o gamă largă de puteri ale motoarelor protejate fără reglarea potențioanelor P_3 , P_{12} , P_{13} și P_{14} , dacă se reglează corespunzător tensiunile de intrare în redresoarele de precizie ale convertoarelor curent alternativ-tensiune continuă, de pe cele trei faze. Se impune menținerea tensiunii de intrare în aceste convertoare, la valorile corespunzătoare funcționării motorului cu puterea de 3 kW. Aceasta poate fi realizată prin utilizarea unui potențiomtru liniar triplu, de precizie, de 250k Ω . Etalonarea scării gradate a acestui potențiomtru (tabelul 4.31) se face în funcție de curenții nominali ai motoarelor protejate utilizând relația:

$$\alpha_x = \frac{I_{n3} \cdot \alpha_{max}}{I_n} \quad (4.247)$$

în care I_n este curentul nominal al motorului asincron trifazat cu $P_n=3$ kW ($I_n=7,7$ A), $\alpha_{max}=265^\circ$ iar I_{n3} curenții nominali ai motoarelor cu puterile $P_{n3}>P_n$.

Dacă se procedează în acest mod, pot să fie protejate la suprasarcină motoare asincrone trifazate cu puteri cuprinse în domeniul 3kW...55kW. Etalonarea scării gradate a potențiomtrului triplu, de precizie, se poate face și în kW, dacă se ține seama de dependența dintre puterea și curentul motorului protejat.

Pentru motorul cu $P_n=3$ kW, protecția la scurtcircuit s-a reglat să acționeze la un curent I_{sc} mai mare decât cel de pornire ($I_p=46,2$ A, $I_{sc}=55$ A). Verificarea acționării protecției împotriva regimului de scurtcircuit s-a făcut cu trusa de curent (fig. 4.7). Caracteristica de protecție împotriva regimului de scurtcircuit, este cea din figura 4.12 (graficul 2.a) în care coordonatele punctului A sunt $I_{sc}=55$ A și $t_0=0,014$ s.

Tabelul 4.31.

Etalonarea potențiometrului triplu, de precizie, de 250k Ω

I_n [A]	7,7	10	15	20	25	30	35
α [grd]	265,00	204,00	136,00	102,00	82,00	68,00	58,30
I_n [A]	40	45	50	55	60	65	70
α [grd]	51,00	45,30	41,00	37,00	34,00	31,40	29,15
I_n [A]	75	80	85	90	95	100	105
α [grd]	27,20	25,50	24,00	22,70	21,50	20,40	19,40

Cursorul potențiometrului de reglare a valorii curentului de acționare a protecției împotriva regimului de scurtcircuit, s-a pus pe poziția $\alpha_{sc}=12^\circ$.

Din experimentarea protecției la scurtcircuit simetric (fig. 4.30), a rezultat etalonarea potențiometrului P_2 (tabelul 4.32).

Tabelul 4.32.

Etalonarea potențiometrului P_2 (fig. 4.30)

I_{sc} [A]	20	40	60	80	100	120	140	160
α_{P2} [grd]	5	9	14	18	22	27	31	36
I_{sc} [A]	180	200	220	240	260	280	300	320
α_{P2} [grd]	40	45	49	53	58	63	67	72

Caracteristica pe care o realizează releul electronic de protecție (fig. 4.39) este compusă din caracteristica de protecție împotriva regimului de suprasarcină (fig. 4.38) și din cea a blocului de protecție împotriva regimului de scurtcircuit (fig. 4.12, graficul 2 a).

Timul de acționare a protecției, când curentul se modifică între $1,75I_n$ și $1,2I_n$, se menține constant, la valoarea de 3,5 s.

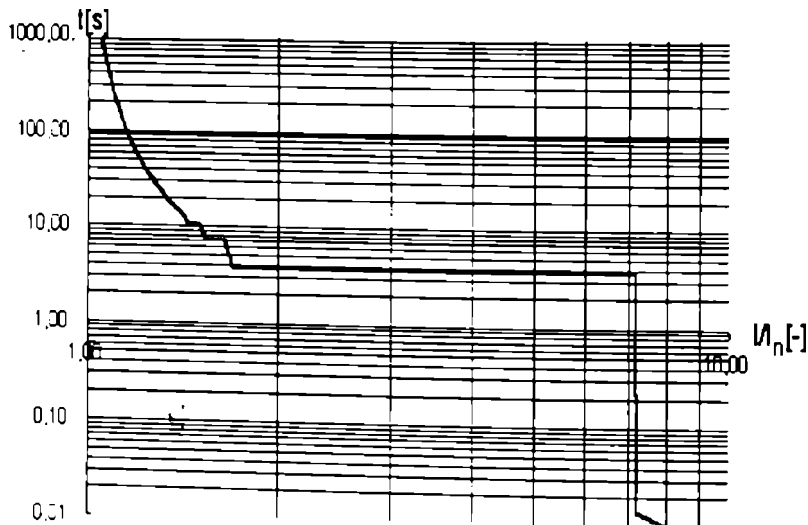


Fig 4.39 Caracteristica de protecție a releului electronic complex

4.4. Concluzii

Analizând cele două tipuri de protecții ale motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, se constată că protecția electronică cu caracteristică independentă are o configurație mult mai simplă. Aceasta realizează declanșarea contactorului principal, după un timp constant, dar mai mare decât timpul de pornire al motorului, indiferent de mărimea suprasarcinii, acționează instantaneu, când curentul motorului are valoarea mai mare de $1,2I_n$, în cazul scurtcircuitelor bi sau trifazate, și temporizat, într-un timp mai mare decât cel de pornire, la rămânerea în două faze. Rămânerea în două faze, este percepută de protecție, ca funcționare în regim de suprasarcină. Se remarcă, la protecția electronică cu caracteristică independentă, blocarea, posibilității de repornire a motorului, un anumit timp în care scade temperatura înfășurărilor.

Practic, reglarea protecției electronice cu caracteristică independentă (fig. 4.9) pentru protejarea unui motor de o anumită putere, se realizează după cum urmează:

- Se pune cursorul potențiometrului P_1 , cu care se reglează protecția la suprasarcină, pe poziția $1,05I_n \dots 1,2I_n$ (în funcție de regimul de lucru a motorului);
- Cursorul potențiometrului P_2 , al protecției împotriva regimului de scurtcircuit, se pune pe poziția α_{max} , corespunzătoare curentului, I_{SCmax} ;
- Cursorul potențiometrului R_1 (tabelul 3.2.b poziția 5) al circuitului electronic de timp T_1 , cu temporizare la acționare, se reglează pe poziția corespunzătoare timpului maxim de acționare;
- Timpul de acționare a protecției este scăzut treptat, în urma unor porniri repetate ale motorului, cu sarcină nominală la arbore, până când protecția la suprasarcină acționează (când se aprinde dioda electroluminescentă LED1). Valoarea t_1 a acestui timp se consemnează și se reglează apoi timpul de acționare t_{sp} a protecției la suprasarcină ($t_{sp}=1,15t_1$);
- Prin porniri repetate ale motorului protejat, cu cuplu rezistent nominal la arbore, se micșorează valoarea rezistenței potențiometrului P_2 , până când se aprinde dioda electroluminescentă LED2, pentru care poziția cursorului este α_{p2} . Se pune cursorul potențiometrului P_2 pe poziția $\alpha_{ps2}=1,2\alpha_{p2}$.

Butonul S_3 este utilizat pentru repunerea rapidă în funcție a motorului, în timpul reglării protecției cu caracteristică dependentă.

Utilizând transformatoare de curent METRA cu $k_i=20$ (100/5A), se pot proteja motoare asincrone cu rotorul în colivie, care au puteri până la 7,5 kW, și motoare asincrone cu inele, cu puteri până la 13 kW. Pentru transformatoare de curent cu $k_i>20$, crește corespunzător puterea motoarelor protejate.

Releul electronic de timp cu caracteristică dependentă, asigură protecția integrală a motoarelor electrice asincrone trifazate și anume:

- Protecția împotriva suprasarcinilor cu temporizare variabilă în funcție de curent, potrivit relației: $I_a^2 t_{sp}=k_{pm}$;
- Protecția cu acțiune, practic instantanee, împotriva scurtcircuitelor trifazate simetrice;
- Protecția împotriva scurtcircuitelor bifazate, a funcționării cu asimetrii ale curenților mai mari de 24% și a funcționării în două faze, prin controlul curenților principali, cu acțiune temporizată (acționează cu o temporizare de 0,2 s);
- Protecția împotriva pornirii în două faze a motoarelor protejate, prin controlul tensiunilor de fază;

În legătură cu acest releu electronic de protecție, se fac următoarele precizări:

- Dispozitivul capacitiv de sesizare a lipsei tensiunii pe una dintre fazele sistemului

de alimentare, este activ numai în cazul alimentării de la un sistem trifazat simetric, cu fir neutru;

- După pornirea motorului M, protecția împotriva funcționării în două faze, prin controlul curentului, realizează controlul integral al instalației de alimentare cu energie electrică a motorului, inclusiv al înfășurărilor acestuia;

- Comutatorul electronic al numărătorului binar reversibil (fig. 4.28), s-a realizat cu circuite ȘI-NU (2,3) și SAU-EXCLUSIV (4,5), în loc de circuite logice SAU (2,3 din fig. 4.27), din lipsa circuitelor integrate CDB 432 E. Cele două circuite SAU cu două intrări, ale comutatorului electronic, se pot realiza și cu integrate logice CDB 451 E și CDB 404 E. Comutatoarele numărătoarelor binare reversibile, formate din ansamblul elementelor 1, 2, 3, din fig. 4.27, și 1, 2, 3, 4, 5, din fig. 4.28, funcționează în același mod. Ele au diagrama de funcționare dată în tabelul 4.17;

- Blocul bazei de timp al protecției cu caracteristică dependentă, permite cu ajutorul comutatorului S₁ (fig. 4.22), ridicarea rapidă a caracteristicilor de protecție. Utilizând frecvențe mari ale semnalului x, când comutatorul este pus pe pozițiile 1 sau 2, se poate comprima foarte mult timpul de acționare a protecției la suprasarcină, care poate să fie de 10¹, sau chiar 10² ori mai mic decât timpul real. Se impune însă, pentru lucrul cu timpi mici, o măsurare foarte precisă a timpului de acționare și o reglare corespunzătoare a coeficientului k_{pm}, pentru stabilirea corectă a caracteristicii de protecție.

Protecția la suprasarcină cu caracteristică dependentă, poate realiza modificarea timpului t_{ap} de acționare în funcție de curent, numai în domeniul 1,05I_n ... 1,75I_n deoarece peste 1,8I_n, tensiunea u_a a bazei de timp este nulă și nu lucrează comparatorul CI 20. Timpul minim de lucru a protecției electronice cu caracteristică dependentă, este cel corespunzător curentului de suprasarcină I_s=1,75I_n (t_{apmin}=3,5 s). Pentru prevenirea acționării protecției la pornirea motoarelor când t_p>t_{apmin}, s-a impus, în această perioadă blocarea bazei de timp cu circuitul T₂ (fig. 4.37).

Tensiunea u_{C1A2} de la ieșirea celui de al doilea circuit analogic de înmulțire, corespunzătoare comenzii de declanșare a contactorului principal are valoarea foarte mică (54 mV), de aceea reglarea constantei k_{pm} este foarte dificilă. În scopul măririi sensibilității potențiometrului P₁₂, s-a impus amplificarea tensiunii u_{C1A2} cu un amplificator neinversor cu factor de amplificare mare (k_A=101).

- Caracteristica de protecție a blocului de suprasarcină este asigurată când cele trei faze sunt egal încărcate. În cazul asimetriilor sarcinilor care depășesc 24%, declanșarea contactorului are loc ca urmare a acționării, într-un timp foarte scurt (0,2 s), a protecției împotriva funcționării în două faze, prin controlul curenților absorbiți de motor.

- Se remarcă, la protecția electronică cu caracteristică dependentă, realizarea cu precizie ridicată a caracteristicilor de protecție și reproductibilitatea acestora într-o perioadă mare de funcționare, cu condiția ca elementele de circuit și circuitele integrate, să-și păstreze caracteristicile.

Releul electronic, asigură aceeași caracteristică de protecție la suprasarcină pentru motoare asincrone trifazate, de joasă tensiune, cu puteri cuprinse între 3kW și 55kW. Caracteristica de protecție la suprasarcină este ridicată pentru constanta k_{pm}=133.40A²s, este realizată fără potențiometre de precizie după traductoarele curent-tensiune, pentru un motor asincron trifazat cu P_n=3 kW.

- Protecția electronică, cu caracteristică dependentă, are o complexitate ridicată și un pret de cost mare, în comparație cu aparatele de protecție utilizate curent în industrie, dar asigură o protecție integrală a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune. Folosirea acestei protecții este rentabilă pentru puteri mari ale motoarelor protejate.

CAPITOLUL 5

CONCLUZII GENERALE

Lucrarea abordează un domeniu de importanță deosebită pentru industrie și anume protejarea eficientă a motoarelor electrice de joasă tensiune. Este cunoscut faptul că datorită reacționării în timp real, sau nereglării corecte a protecțiilor, motoarele sunt scoase prematur din funcție, ceea ce determină creșterea costurilor de producție. Pentru atenuarea acestor efecte economice nedorite, se impune realizarea unor noi dispozitive de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune, care să asigure o protecție integrală a receptoarelor.

Deoarece majoritatea motoarelor utilizate în acționările electrice sunt asincrone trifazate, în lucrare se concep și se realizează, pentru protejarea acestor motoare, două relee electronice de protecție și anume: un releu, a cărui bloc de protecție la suprasarcină are caracteristică independentă, și altul, cu caracteristică dependentă de curentul de sarcină. Pe lângă protejarea împotriva regimului de suprasarcină, aceste relee asigură protecția împotriva regimului de scurtcircuit și protecția antibifazică.

În vederea concepției releelor electronice de protecție, care fac obiectul prezentei lucrări, în capitolul 1 se analizează principalele tipuri de protecții folosite în prezent la protejarea motoarelor electrice de joasă tensiune. Au fost analizate atât dispozitivele clasice de protecție, cât și realizările noi din acest domeniu. În urma analizei efectuate, s-au putut stabili schemele bloc ale protecțiilor electronice, care fac obiectul prezentei teze, care apoi au fost desfășurate, realizate și experimentate. S-a urmărit ca noile dispozitive electronice de protecție a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, să asigure o protecție completă.

Pentru evitarea acționării blocurilor de protecție la suprasarcină, ale protecțiilor realizate, pe durata pornirii motoarelor protejate, s-a impus ca activarea acestor blocuri, să aibă loc după un timp mai mare decât cel de pornire. De aceea, în capitolul 2, s-au analizat fenomenele tranzitorii la pornirea motoarelor asincrone trifazate și metodele de determinare a timpului de pornire ale acestor motoare. Acest studiu s-a finalizat prin propunerea a două metode de determinare a timpului de pornire: una cu care se determină timpul de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent constant [92] iar cealaltă, în cazul cuplului rezistent dependent de pătratul vitezei. Pentru cele două metode au fost întocmite programe în TURBO-PASCAL și C (Anexele 1 și 2), în vederea determinării rapide a timpilor de pornire.

Pe baza metodei grafo-analitice de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate, prezentată în [72], a fost posibilă întocmirea unui program de calcul, mai complex, în TURBO-PASCAL (Anexa 3) cu ajutorul căruia se pot determina timpii de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent de formă oarecare.

Pentru realizarea releelor electronice de protecție, s-a impus utilizarea diferitelor tipuri de circuite electronice: redresoare bialternanță de precizie, amplificatoare de c.c. inversoare și neinversoare realizate cu amplificatoare

operaționale, comparatoare, circuite integrate logice, circuite integrate de memorie, oscilatoare comandate logic, divizoare de frecvență, numărătoare binare reversibile, convertor numeric-analogic, circuite analogice de înmulțire, circuite electronice de timp multifuncționale, etc. De aceea, capitolul 3 a avut ca obiectiv conceperea și realizarea unor noi circuite electronice, cu care să se poată realiza releele electronice de protecție. S-au conceput și realizat: un releu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire, realizat cu tranzistoare [97], [98], un circuit electronic de timp cu structură variabilă [91], [93], [94], care realizează opt funcții de timp dintre care patru sunt de bază și patru complementare (tabelele 3.2.a. și 3.2.b.), un releu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire realizat cu circuite integrate CMOS [86], [87] și un generator de semnal dreptunghiular comandat logic realizat atât cu circuite integrate TTL [101], cât și cu circuite integrate CMOS. De asemenea, în acest capitol, se prezintă variantele simplificate ale releului electronic de timp cu structură variabilă și anume: cea care realizează numai cele patru funcții de bază [99] și alta, care realizează numai funcțiile de bază: temporizare la acționare și temporizare la revenire (varianta I) [100]. Se precizează că cele două funcții de bază, amintite mai sus, se pot realiza și cu circuitele de timp ale releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire. Pentru realizarea releelor electronice de protecție, s-au utilizat circuitele electronice de timp care realizează funcțiile de bază (cu excepția temporizării la revenire varianta I) și generatorul comandat logic realizat cu circuite integrate T.T.L.

În capitolul 4 se concep și se realizează, două tipuri de protecții electronice și anume prima, cu bloc de suprasarcină care realizează o caracteristică independentă de curentul de sarcină [115] și a doua, cu caracteristică dependentă de curent [104].

La releul electronic de protecție (fig. 4.9), care are blocul de suprasarcină cu caracteristică independentă, pe durata pornirii t_p , nu este activată protecția la suprasarcină, dar după acest timp, protecția acționează cu o întârziere constantă t_p indiferent de mărimea suprasarcinii. Releul electronic de protecție cu caracteristică independentă acționează, practic instantaneu, când curentul motorului depășește valoarea $1,2I_p$ (în cazul scurtcircuitelor bifazate sau trifazate). Acest releu determină declanșarea contactorului principal, la rămânerea în două faze, tot după un timp constant t_p , când este activată protecția de suprasarcină. Caracteristica rezultantă a releului (fig. 4.13) este compusă din caracteristicile pe care le realizează blocurile de protecție împotriva regimurilor de suprasarcină (fig. 4.11) și de scurtcircuit bi sau trifazat (fig. 4.12). Această caracteristică este liniară pe anumite domenii ale curentului și timpului, deoarece atât traductoarele curent-tensiune, cât și circuitele electronice de bază sunt liniare. Se precizează că traductoarele curent alternativ-tensiune alternativă, sunt liniare numai dacă funcționează cu circuitele magnetice nesaturate, pentru prevenirea posibilității de acționare a releului electronic de protecție, în timpul pornirii motorului este necesară funcționarea transformatoarelor de curent, cu miezurile nesaturate. Caracteristica de protecție rezultantă trebuie să fie situată deasupra curbei $I_p=f_1(t)$ (fig. 4.13).

După acționarea unuia dintre cele două blocuri principale ale releului electronic de protecție, este blocată posibilitatea repornirii motorului un anumit timp, în care înfășurările motorului se răcesc și temperatura acestora, scade până la o anumită valoare (evident sub valoarea temperaturii maxime admisă de clasa de izolație a înfășurărilor mașinii protejate). Rearmarea releului se realizează în mod automat

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 și motoare asincrone trifazate cu inele, cu puteri până la 13 kW. Puterile motoarelor protejate, sunt limitate superior de valoarea curentului de acționare a blocului de protecție împotriva regimului de scurtcircuit ($I_1 \geq 1,2I_p$), curent care nu trebuie să determine funcționarea transductorilor curent alternativ-tensiune alternativă, cu circuitul magnetic saturat. Protejarea unor motoare de puteri mai mari, se poate realiza cu același releu electronic de protecție (fig.4.9), utilizând transformatoare de curent cu raport de transformare mai mare ($k_i > 20$).

Releul electronic de protecție, a cărui bloc de suprasarcină are caracteristica dependentă, asigură o protecție integrală a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune. El realizează următoarele funcțiuni:

- Asigură protecția, împotriva regimului de suprasarcină cu timp de acționare în funcție de mărimea curentului de suprasarcină potrivit relației $I_s^2 \cdot t_{sp} = k_{pm}$;
- Blocul de protecție împotriva regimului de scurtcircuit simetric, declanșază practic instantaneu contactorul principal, în cazul scurtcircuitelor simetrice;
- Blocul de protecție împotriva funcționării în două faze prin controlul tensiunilor de fază, în cazul alimentării de la un sistem trifazat de tensiuni, cu fir neutru, nu permite pornirea în două faze a motoarelor protejate;
- Blocul de sesizare a asimetriilor mai mari de 24%, între curenții din linia de alimentare cu energie electrică a motorului, asigură declanșarea contactorului principal, după un timp de 0,2 s. Tot acest bloc determină declanșarea contactorului principal, la rămânerea în două faze (se asigură protecția antibifazică prin controlul curentului), în cazul scurtcircuitelor bifazate și punerilor la pământ a conductoarelor din linia de alimentare sau a înfășurărilor motorului;
- Pornirea motorului, după acționarea releului electronic de protecție cu caracteristică dependentă, se poate face într-un timp scurt prin armarea releului, dar dacă motorul în continuare funcționează în regim de suprasarcină, chiar dacă suprasarcinile sunt mici, timpul de acționare a protecției la suprasarcină este mult mai mic, decât în cazul pornirii cu motorul răcit (când înfășurările motorului au temperatura mediului ambiant);
- Este asigurată avertizarea optică intermitentă prin afișarea mesajelor SC, la declanșarea determinată de scurtcircuitele simetrice, 2F la blocarea pornirii, când lipsește una dintre tensiunile de fază, la acționarea protecției ca urmare a rămânerii în două faze, în timpul funcționării motorului, în cazul asimetriilor dintre curenții din linia motorului, care depășesc 24%, în cazul scurtcircuitelor bifazate și a punerilor la pământ, și SS - când declanșarea contactorului principal este determinată de suprasarcina motorului.

Blocul de suprasarcină asigură o declanșare temporizată între 90 s și 3,5 s, când curentul principal se modifică între $1,05I_n$ și $1,75I_n$ și un timp constant de declanșare de 3,5 s, pentru curenții care depășesc valoarea $1,75I_n$. Prin gama largă de modificare a timpului de declanșare, protecția la suprasarcină permite o supraîncărcare a motorului, sub aspectul încălzirii, mult mai mare în comparație cu protecția electronică cu caracteristică independentă. În acest fel se utilizează o mare parte a capacității de supraîncărcare a motorului protejat. Timpul maxim de acționare a protecției electronice la suprasarcină, poate fi mărit chiar la 7200 s pentru $1,05I_n$, dar această mărire determină o creștere a valorii minime a acestuia ($t_{apmin}=30$ s).

În acest caz, în domeniul $1,75I_n \dots 1,2I_p$, timpul de acționare a protecției este prea mare și înfășurările motorului, pot atinge temperaturi care depășesc valoarea maximă impusă de clasa de izolație. De aceea pentru stabilirea caracteristicii de protecție, care trebuie realizată de blocul de suprasarcină, s-a impus timpul minim de acționare a acesteia: $t_{apmin}=3,5s$.

Cu acest releu electronic de protecție, se pot proteja, pe aceeași caracteristică, motoare asincrone trifazate cu puteri cuprinse între 3 kW și 55 kW, cu condiția utilizării după traductoarele curent alternativ-tensiune alternativă a unor potențiometre, reglate astfel încât la intrările în redresoarele bialternanță de precizie, să se obțină aceeași tensiune când primarele acestor transformatoare sunt parcurse de curenții nominali ai motoarelor. Caracteristica de protecție dependentă de curentul de sarcină a motorului protejat, realizată de releul electronic, are $k_{pm}=133,40A^2s$

Releul electronic de protecție cu caracteristică dependentă are o complexitate ridicată în comparație cu cel care realizează caracteristica de protecție dependentă. Din acest motiv are și prețul de cost mare, dar fără modificări poate realiza protecția unei game largi de puteri nominale ale motoarelor protejate. Raportul între costurile protecției și a motorului, este mai mare pentru motoarele de puteri mai mici și scade odată cu creșterea puterii. Din acest motiv este mai rentabilă utilizarea protecției cu caracteristică dependentă la motoare de puteri mai mari.

Cele două tipuri de releu electronice de protecție, se pot utiliza și la protejarea motoarelor de c.c. În acest caz configurația releelor se simplifică foarte mult, deoarece traductoarele de curent în număr de două, pentru releul electronic de protecție cu caracteristica independentă și trei, pentru cel cu caracteristică dependentă, se înlocuiesc printr-un șunt, la bornele căruia se obține o tensiune continuă proporțională cu valoarea curentului de sarcină al motorului. În acest caz, nu mai sunt necesare nici redresoarele de precizie, cu filtru activ trece-jos. O altă simplificare importantă a schemelor celor două tipuri de releu electronice de protecție, este determinată de absența funcției de protecție antibifazică.

Cu aceste simplificări, la releul electronic de protecție cu caracteristica independentă căderea de tensiune pe șunt se aplică direct pe intrările amplificatoarelor de c.c. neinversoare, realizate cu amplificatoarele operaționale C13 și C15 (fig. 4.9). După comparatoarele C14 și C16, nu mai sunt necesare circuitele logice 1 și 2. Deci din schema simplificată a relului electronic de protecție cu caracteristică independentă, în vederea protejării motoarelor de c.c., lipsesc circuitele electronice cu elementele active C11, C12, C17, ..., C112 și circuitele logice 1 și 2 (fig. 4.9).

La releul electronic de protecție, cu caracteristica dependentă, nu mai este util blocul de protecție antibifazică (fig. 4.19). Se simplifică și configurația schemei de protecție împotriva scurtcircuitelor trifazate simetrice (fig. 4.30), deoarece nu mai este necesar redresorul de precizie dublă alternanță cu filtru activ trece-jos realizat cu elementele active C116 și C117. Căderea de tensiune proporțională cu valoarea curentului de sarcină a motorului protejat, se obține la bornele șuntului, care înlocuiește traductoarele curent alternativ-tensiune alternativă TCU₁, TCU₂ și TCU₃. Această cădere de tensiune se aplică la intrările în blocul de protecție împotriva regimului de suprasarcină (fig. 4.29) și în comparatorul C118 (fig. 4.30) al protecției împotriva regimului de scurtcircuit. Se menține configurația bazei de timp (figurile 4.22 și 4.28) a protecției la suprasarcină.

Comanda elementului de execuție K_2 al releului electronic de protecție, acum se realizează prin circuitul $\Phi 4$ (fig. 4.19) cu două intrări active (pe intrarea C se aplică semnalul de nivel, logic 1). Dacă protecția electronică acționează direct asupra contactorului principal K_1 (fig. 4.31), pe intrarea D a circuitului logic SAU 6, se aplică semnal de nivel logic 0. La protejarea motoarelor de c.c. cu acest releu, se poate simplifica corespunzător dispozitivul de afișare a naturii avariei care determină declanșarea contactorului principal, deoarece nu mai trebuie afișat mesajul 2F.

Principalele contribuții originale ale autorului, în vederea rezolvării tematicii, care reprezintă obiectivul prezentei lucrări, sunt:

5.1. Propunerea unei metode analitice de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate, care acționează mașini de lucru, cu cuplu rezistent constant. În acest sens, s-a introdus noțiunea de alunecare dinamică s_d (2.51), în vederea stabilirii expresiei (2.52) a cuplului dinamic, care se modifică, în timpul pornirii, la fel ca și cuplul motorului. Procedând în acest mod, a fost posibilă determinarea expresiilor (2.58), (2.60), [92] cu care se poate determina timpul de pornire al motoarelor asincrone trifazate, cu cuplu rezistent la arbore;

5.2 Realizarea programului de calcul, în TURBO-PASCAL (Anexa nr.1) cu schema logică din figura 2.6, bazat pe expresia (2.60) a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent constant. S-a ales ca mașină de lucru un transportor cu bandă, pentru care s-au determinat expresiile momentelor de inerție și rezistențe, reduse la arborele motorului de acționare. Momentul de inerție, redus la arborele motorului [15], [89] se calculează cu formulele (2.65), (2.67), pentru transportoare cu bandă fără tobe de deviere și (2.65), (2.78), pentru transportoare cu bandă cu tobe de deviere. Momentul rezistent redus la arborele motorului [15] [63], [73], [89], se determină, cu expresiile (2.93), (2.94) și (2.95), când transportoarele cu bandă nu au tobe de deviere și cu (2.111), (2.106), (2.105), (2.107), (2.109), (2.108) și (2.110), pentru transportoare cu tobe de deviere;

5.3 Propunerea unei metode analitice de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei. Potrivit acestei metode, timpul de pornire al motorului se determină cu expresiile (2.124), (2.125), (2.128) și (2.129) în care intervin valorile medii ale momentului motorului (relația (2.121)) și momentul rezistent redus la arborele motorului (2.123);

5.4 Realizarea programului de calcul, în C (Anexa nr.2), cu schema logică din figura 2.8 care are la bază expresiile (2.124), (2.125), (2.128) și (2.129) de calcul a timpului de pornire a motorului asincron trifazat, cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei. Ca mașină de lucru s-a utilizat o pompă centrifugă;

5.5 Întocmirea programului, în TURBO-PASCAL (Anexa nr.3), cu schema logică din figura 2.9 pentru determinarea timpului de pornire a unui motor asincron trifazat, cu cuplu rezistent de formă oarecare. Întocmirea acestui program are la bază relațiile (2.11), (2.14), (2.18), (2.22) [72] și construcția grafică din figura 2.1;

5.6 Conceperea și realizarea releului electronic de timp, cu temporizare la acționare și revenire realizat cu tranzistoare (fig. 3.18) [97] și stabilirea expresiilor (3.28), (3.29) ale timpilor de acționare și revenire [98];

5.7 Conceperea circuitelor logice de bază, cu structura variabilă din figurile 3.25 și 3.35 realizate cu circuite logice $\Phi 1$ -NU și SAU-EXCLUSIV, respectiv cu SAU-NU și SAU-EXCLUSIV cu care se pot realiza funcțiile logice de două variabile: $\Phi 1$ -NU și SAU-NU și SAU [93];

5.8 Conceperea și realizarea unui releu electronic de timp cu structura variabilă realizată cu circuite integrate CMOS (Brevet de invenție RO 106044 din 1993, Anexa

nr 4), cu care se pot materializa opt funcții de timp prezentate în tabelele 3.2.a și 3.2.b. Dintre aceste funcții, patru sunt de bază și patru complementare [91], [94].

Pentru toate funcțiile releului electronic de timp cu structura variabilă (fig. 3.35), care sunt realizate cu circuite electronice de timp ale căror scheme echivalente sunt date în tabele 3.2.a și 3.2.b, timpul de lucru este același (3.125). În cele două tabele, s-au propus simbolurile pentru reprezentarea simplificată a celor opt circuite electronice de timp. Aceste simboluri sunt utilizate în schemele releelor electronice de protecție

5.9 Conceperea decodificatorului, cu schema din figura 3.36, care asigură eliminarea celor patru funcții complementare ale releului electronic de timp cu structură variabilă, obținându-se releul electronic de timp cu patru funcții (fig. 3.37) [99] a cărui timp de lucru se calculează tot cu formula (3.125);

5.10 Conceperea decodificatorului, cu schema din figura 3.38, cu care schema releului electronic de timp cu opt funcții, se simplifică în vederea realizării celor două funcții de bază, frecvent utilizate în instalațiile de comandă și anume: temporizarea la acționare și temporizare la revenire (fig. 3.39) [100];

5.11 Conceperea și realizarea unui releu electronic de timp, cu temporizare la acționare și revenire, materializat cu circuite integrate CMOS [86], [87] (fig. 3.41.a), pentru care s-a propus simbolizarea în schemele bloc (fig. 3.41.c) și s-au stabilit relațiile de calcul ale timpului de acționare (3.137) și a celui de revenire (3.139);

5.12 Conceperea și realizarea unui generator de semnal dreptunghiular, comandat logic, cu schema din figura 3.44, realizabil atât cu circuite integrate TTL [101], cât și cu circuite integrate CMOS. Pentru cele două moduri de realizare, s-au stabilit relațiile (3.161) și (3.168) de calcul a frecvenței oscilatorului. În paragraful 3.3.2. s-a demonstrat [101] că aceste frecvențe depind atât de parametrii R-C, cât și de valoarea tensiunii U_s de alimentare a oscilatorului;

5.13 Conceperea și realizarea releului electronic de protecție (fig. 4.9), a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, la care blocul de sesizare a regimului de suprasarcină, are caracteristică independentă. Acest releu a constituit obiectul unui contract de cercetare științifică [115], rezolvat în două etape, al cărui beneficiar a fost Combinatul Siderurgic "Victoria" Călan;

5.14 Determinarea expresiilor (4.14) și (4.15) de calcul a căderii de tensiune pe impedanța echivalentă a transformatoarelor de curent, în funcție de rezistența de sarcină [103].

5.15 Determinarea dependenței (4.56) dintre factorul de amplificare $k_{A_{\omega}}$, a filtrului activ trece-jos și pulsația ω , pentru valori constante ale rezistențelor R_{1F} , R_{2F} și a capacității C_{1F} .

5.16 Determinarea relației (4.62) dintre mărimea de ieșire u_o și cea de intrare I_1 , a convertoarelor curent alternativ-tensiune continuă utilizate de releul electronic de protecție cu caracteristică independentă;

5.17. Determinarea relațiilor (4.73) și (4.76) de calcul a tensiunilor de intrare în comparatoarele blocurilor de protecție împotriva regimurilor de suprasarcină și scurtcircuit. Valorile coeficienților de reglaj k_{rps} și k_{rpsc} a potențioetrelor celor două comparatoare se determină cu formulele (4.74), respectiv (4.77);

5.18 Stabilirea schemei bloc (fig. 4.15) a releului electronic de protecție, cu caracteristică dependentă, a motoarelor electrice asincrone trifazate de joasă tensiune [104].

- 5.19. Determinarea expresiilor (4.103) ale tensiunilor u_{eR2F} , u_{eS2F} și u_{eT2F} , de intrare în comparatoarele blocului electronic de protecție împotriva funcționării în două faze prin controlul curentului motoarelor protejate (fig. 4.19);
- 5.20. Conceperea și realizarea sesizorului capacitiv de întrerupere a unei faze, între sursă și bornele de intrare în contactorul K_1 (fig. 4.19), prin controlul tensiunilor de fază, care este operativ numai când sursa are fir neutru;
- 5.21. Stabilirea relațiilor (4.132), (4.147) și (4.153) de calcul a tensiunii de deplasare a nulului, când sunt întrerupte pe rând fazele R, S și T. Pentru aceleași deranjamente, s-au determinat căderile de tensiune (4.136), (4.149) și (4.154) pe condensatorul C_1 și (4.138), (4.150) și (4.155), pe condensatorul C_2 (C_1 și C_2 sunt condensatoarele divizorului capacitiv ale sesizorului de absență a tensiunii pe una dintre fazele sistemului de alimentare);
- 5.22. S-a stabilit procedeul de dimensionare a divizorului capacitiv și modul de calcul a capacității condensatorului C_1 (relația (4.167));
- 5.23. S-au conceput și realizat, schemele bazei de timp a blocului de protecție împotriva regimului de suprasarcină (figurile 4.22 și 4.28), s-au determinat expresiile (4.201), (4.202) și (4.203) ale tensiunii de ieșire u_i a bazei de timp, când aceasta este pornită, ca urmare a apariției unei suprasarcini, cu numărătorul binar reversibil neîncărcat ($u_i = u_n$, relația (4.201)), la pornire cu numărătorul parțial încărcat ($u_i = u_n$, relația (4.202)) și pe durata răcirii motorului ($u_i = u_p$, relația (4.203));
- 5.24. S-a conceput și realizat schema blocului de protecție împotriva regimului de suprasarcină (fig. 4.29) și s-au determinat analitic expresiile (4.206), (4.208), (4.209) și (4.212) ale tensiunilor u_c , u_i , u_{c1A2} și u_{p12} de intrare și de ieșire a circuitelor electronice din componența dispozitivului de protecție la suprasarcină;
- 5.25. S-a conceput și realizat blocul de protecție împotriva regimului de scurtcircuit trifazat simetric (fig. 4.30) și s-au determinat analitic, tensiunile u_{sc} (4.213) și u_{p2} (4.214), ale acestui dispozitiv;
- 5.26. S-a conceput și realizat sistemul electronic de afișare a naturii defectului care determină declanșarea contactorului principal. Acest sistem este format din ansamblul circuitelor electronice, ale căror scheme de principiu sunt date în figurile 4.32, 4.33 și 4.35;
- 5.27. S-au conceput și realizat configurațiile montajelor utilizate la experimentarea releelor electronice de protecție, ale căror scheme sunt date în figurile 4.14 și 4.36;
- 5.28. S-au ridicat experimental caracteristicile (figurile 4.13 și 4.39) celor două rele electronice de protecție, care constituie obiectul prezentei lucrări;
- Pentru realizarea lucrării de doctorat a fost consultată o bibliografie bogată, care cuprinde 148 titluri de cărți de specialitate și articole publicate în reviste sau în Buletine Științifice ale institutelor de învățământ superior. Dintre acestea, la lucrările [82], ..., [104] doctorandul este prim autor, iar la [113], [114] și [115] este coautor.
- Teza de doctorat cuprinde un număr de 124 figuri (scheme de principiu, grafice, etc.) și 624 de relații, dintre care o parte însemnată au caracter de originalitate.

ANEXA 1

Program de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate
care acționează transportoare cu bandă

PROGRAM PCTMPTBMA

```
uses crt;
type valindice = 1..10;
const g = 9.81; PI = 3.1415;
var etanp, L, L1, L2, dh, DT, DTD, Drp, Drg, lu1, lu2, qb, qi, d, hi,
JT, JTD, Jrp, J0, Jr, Jrg, Grp, Grg, alfa, beta, ki, kf, e, ki1, ki2,
Mrr, nsp, nsg, real;
n0, nm, integer;
vb, b, c, it, etar, om0, omt, omrp, omrg, qrp, qrg, mb, mq, me, qi, w,
omm, S1, Sc, S4, miu, omd, SA, S8, sn, sk, lamda, sp, Mk, Mn, Pm, np,
tp, real;
a, nrsp, nrsg, integer;
eta, J, i, om, n, array [valindice] of real;
u, valindice;
raspuns, char;
begin
  clrscr;
  highvideo;
  write ('Program de calcul a timpului de pornire a transportoarelor',
  writein ('cu banda actionata de motor asincron'),
  normvideo;
  write ('Puterea nominala a motorului [W] este ');
  readln (Pm);
  write ('Turatia de sincronism a motorului [rot/min]
  este ');
  readln (n0);
  write ('Turatia nominala a motorului [rot/min] este ');
  readln (nm);
  write ('Numarul de trepte al reductorului este ');
  readln (u);
  for a = 1 to u do
    begin
      write ('Turatia pentru arborele ' a ' (n a ') ');
      write (' [rot/min] este ');
      readln (n[a]);
      write ('Randamentul pana la arborele ' a ' (eta a ') ');
      write (' [-] este ');
      readln (eta[a]);
      write ('Momentul de inertie pentru arborele ' a ' (J a ') ');
      write (' [kg*m^2] este ');
      readln (J[a]);
    end
  writein ('Raportele de transmisie sunt ');
  i[1] = om/n0; writein (' i = [1] 7.3);
  for a = 2 to u do
    begin
      i[a] = i[a-1]/n[a]; writein (' i a = [a] 7.3);
    end
  it = [1];
  for a = 2 to u do
```

```

begin
  it = it*[a]
end.
writeln ('it=' it 7 3)
write ('Diametrul tobei (DT) [m] este =') readln (DT);
vb = PI*DT*n/(it*60);
writeln ('Viteza benzii transportoare [m/s] este:',vb 7:3),
etar := eta[1],
for a = 2 to u do
  begin
    etar = etar*eta[a].
  end.
writeln ('etar=',etar 7 3), omm = PI*n/30,
write ('Viteza unghiulara a motorului (omm) '),
writeln ('[rad/s] este ' omm 8 3);
writeln ('Vitezele unghiulare om0...omn [rad/s] sunt:'),
om0 = Pi*n0/30; writeln ('om0=',om0:8:3);
for a = 1 to u do
  begin
    om[a] = PI*n[a]/30; writeln ('om',a,'=',om[a]:8:3);
  end.
omt = om[u],
write ('Diametrul rolei pline (Drp) [m] este: '),
readln (Drp),
write ('Greutatea rolei pline (Grp) [N] este: '),
readln (Grp),
write ('Diametrul rolei goale (Drg) [m] este: '),
readln (Drg),
write ('Greutatea rolei goale (Grg) [N] este: '),
readln (Grg),
write ('l1[m]='), readln (lu1); write ('l2[m]='), readln (lu2);
omrp = 2*vb/Drp; omrg = 2*vb/Drg,
qrp = Grp/lu1; qrg = Grg/lu2,
write ('Viteza unghiulara a rolelor de pe ramura plina');
writeln ('(omrp) [rad/s] este ' omrp 8 3),
write ('Viteza unghiulara a rolelor de pe ramura goala'),
writeln ('(omrg) [rad/s] este ' omrg 8 3),
write ('Greutatea specifica de pe ramura plina ');
writeln ('(qrp) [N/m] este ' qrp 8 3),
write ('Greutatea specifica de pe ramura goala '),
writeln ('(qrg) [N/m] este ' qrg 8 3),
write ('qb[N/m]='), readln (qb),
write ('Grosimea benzii (delta) [m] este ='); readln (d),
write ('J[kg*m*m]=') readln (JO),
write ('hi[m]='), readln (hi)
write ('JT[kg*m*m]='), readln (JT),
write ('nrsp[-]='), readln (nrsp),
write ('Jrp[kg*m*m]='); readln (Jrp),
write ('nrsg[-]='), readln (nrsg),
write ('Jrg[kg*m*m]=') readln (Jrg),
write ('kf[-]=') readln (kf)

```

```

write ('w[-]='); readln (w);
write ('beta[grade]='); readln (beta);
write ('qi[N/m]='); readln (qi);
write ('miu[-]='); readln (miu);
write ('alfa[grade]='); readln (alfa);
write ('etanp[-]='); readln (etanp);
repeat
write ('Transportorul este cu tobe de deviere ? [D/N]');
readln (raspuns);
raspuns = upcase(raspuns);
until (raspuns = 'D') or (raspuns = 'N');
if upcase (raspuns) = 'N' then
begin
write ('Lungimea transportorului (L) [m] este:');
readln (L);
write ('ki[-]='); readln (ki);
mb := qb*(2*L+PI*(DT+d))/g;
mqi := qi*(L+PI*(DT+d+hi)/2)/g;
nsp = trunc(L/lu1-1)+1;
nsg = trunc(L/lu2-1)+1;
me := (mb+mqi)+JT*(omt/vb)*(omt/vb)+
nsp*nrsp*Jrp*omrp/vb*omrp/vb+
nsg*nrsrg*Jrg*omrg/vb*omrg/vb;
Sc := kf*L*(w*(cos (beta))*(qb*(1+ki)+ki*qrg+qi+qrp)+
(sin (beta))*(qb*(1-ki)+qi));
S1 := Sc/((exp (miu*alfa*PI/180))-kf*ki);
S4 := ki*S1+Sc/kf;
Mrr := (S4-S1)*DT/etar/lt/2;
end
else
begin
write ('L1[m]='); readln (L1); write ('L2[m]='); readln (L2);
write ('Diametrul tobei de deviere (DTD) [m] este ');
readln (DTD);
write ('Momentul de inertie al tobei de deviere');
write ('(JTD) [kg*m*m] este='); readln (JTD);
write ('ki1[-]='); readln (ki1);
write ('ki2[-]='); readln (ki2);
mb := qb*(L1+PI*(DT+d)+L2+sqrt (((L1-L2)*(L1-L2)+
(DT+DTD-2*(dh-d)*(DT+DTD-2*(dh-d)))))/g;
mqi := qi*(L1+PI*(DT+d+hi)/2)/g;
nsp = trunc(L1/lu1-1)+1;
nsg = trunc(L2/lu2-1)+1;
omtd = 2*vb/DTD;
me := (mb+mqi)+JT*omt/vb*omt/vb+2*JTD*omtd/vb*omtd/vb+
nsp*nrsp*Jrp*omrp/vb*omrp/vb+
nsg*nrsrg*Jrg*omrg/vb*omrg/vb;
SA := w*(cos (beta))*(qb*(L1+ki1*ki2*L2)+
qrg*ki1*ki2*L2+L1*(qi+qrp))+
(sin (beta))*(L1*(qb+qi)-ki1*ki2*qb*L2);
S1 := kf*SA/((exp (miu*alfa*PI/180))-ki1*ki1*ki2*kf)

```

```

S8 = S1*k11*k11*k12+SA
Mrr = (S8-S1)*DT/etar/iU2
end.
writeln ('Mrr[N*m] =', Mrr 9 4).
b = J[1]/eta[1]*om[1]/omm*om[1]/omm; writeln ('b=';b);
for a = 2 to u do
b = b+J[a]/eta[a]*om[a]/omm*om[a]/omm;
Jr = J0+me*vb/omm*vb/omm/etanp+b;
writeln (Jr[kg*m*m]='', Jr 7 4).
write ('lamda[-]='), readln (lamda);
sn = (n0-nm)/n0, sk = sn*(lamda+sqrt (lamda*lamda-1));
writeln ('sn[-]='), readln (sn),writeln ('sk[-]='), readln (sk);
Mn = Pm/omm, writeln (Mn[N*m]='',Mn 8 4);
Mk = Mn*lamda, writeln (Mk[N*m]='',Mk:8:4);
if (Mk*Mk-Mrr*Mrr)>0 then
begin
sp = sk*(Mk-sqrt (Mk*Mk-Mrr*Mrr))/Mrr;
writeln (sp[-]='',sp 7 4)
np = 30*om0*(1-sp)/PI; writeln ('np[rot/min]='',np 9:4);
tp = PI*np*Jr*((1-sp*sp)/2/sk+sk*ln(1/sp))/60/(Mk-Mrr);
writeln ('Timpul de pornire (tp) [s] este:',tp:7:4);
end
else
writeln ('Motorul este de putere prea mica !');
readln.
end
end

```

Program de calcul a timpului de pornire a transportoarelor cu banda actionata de motor asincron

Exemplul 1

Date de intrare.

Puterea nominala a motorului (Pm) [W] este 1500
Turatia de sincronism a motorului (n0) [rot/min] este:1000
Turatia nominala a motorului (nm) [rot/min] este. 930
Numarul de trepte al reductorului este 2
Turatia pentru arborele 1 (n1) [rot/min] este 186.0
Randamentul pana la arborele 1 (eta1) [-] este 0.95
Momentul de inertie pentru arborele 1 (J1) 0.0105
Turatia pentru arborele 2 (n2) [rot/min] este 58.125
Randamentul pana la arborele 2 (eta2) [-] este 0.9215
Momentul de inertie pentru arborele 2 (J2) 1 37026
Diametrul tobei (DT) [m] este =0.4
Diametrul rolei pline (Drp) [m] este 0.102
Greutatea rolei pline (Grp) [N] este 115
Diametrul rolei goale (Drg) [m] este 0.102
Greutatea rolei goale (Grg) [N] este 75
I1[m]=1.2
I2[m]=1.2
qb[N/m]=54

Grosimea benzii (delta) [m] este =0.01
 $J[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.0841$
 $h_i[\text{m}]=0.15$
 $JT[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=1.36$
 $n_{rsp}[-]=3$
 $J_{rp}[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.03049$
 $n_{rsg}[-]=2$
 $J_{rg}[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.0199$
 $k_f[-]=1.15$
 $w[-]=0.03$
 $\beta[\text{grade}]=0$
 $q_i[\text{N/m}]=69.45$
 $\mu_i[-]=0.35$
 $\alpha[\text{grade}]=180$
 $\epsilon_{tanp}[-]=0.8532$
 Transportorul este cu tobe de deviere ? [D/N] n
 Lungimea transportorului (L) [m] este =80
 $k_i[-]=1.04$
 $m_b[\text{kg}]=887.824$
 $m_{q_i}[\text{kg}]=572.477$
 $n_{sp}=66$
 $n_{sg}=33$
 $m_e[\text{kg}]=4320.299$
 $S_c[\text{N}]=5275.476$
 $S_1[\text{N}]=2919.888$
 $S_4[\text{N}]=7624.054$
 $\lambda[-]=2.2$
 Date de iesire
 Timpul de pornire (t_p) [s] este =4.88

Exemplul 2

Date de intrare
 Puterea nominala a motorului (P_m) [W] este 3500
 Turatia de sincronism a motorului (n_0) [rot/min] este:1000
 Turatia nominala a molorului (n_m) [rot/min] este 930
 Numarul de trepte al reductorului este: 2
 Turatia pentru arborele 1 (n_1) [rot/min] este: 186.0
 Randamentul pana la arborele 1 (ϵ_{a1}) [-] este 0.95
 Momentul de inertie pentru arborele 1 (J_1) 0.0105
 Turatia pentru arborele 2 (n_2) [rot/min] este 58.125
 Randamentul pana la arborele 2 (ϵ_{a2}) [-] este 0.9215
 Momentul de inertie pentru arborele 2 (J_2) 1.37026
 Diametrul tobei (DT) [m] este =0.4
 Diametrul rolei pline (Drp) [m] este 0.102
 Greutatea rolei pline (Grp) [N] este 115
 Diametrul rolei goale (Drg) [m] este 0.102
 Greutatea rolei goale (Grg) [N] este 75
 $l_1[\text{m}]=1.2$
 $l_2[\text{m}]=1.2$
 $q_b[\text{N/m}]=54$

Grosimea benzii (delta) [m] este =0.01
 $J[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.0841$
 $h_i[\text{m}]=0.15$
 $JT[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=1.36$
 $n_{rsp}[-]=3$
 $J_{rp}[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.03049$
 $n_{rsg}[-]=2$
 $J_{rg}[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.0199$
 $k_f[-]=1.15$
 $w[-]=0.03$
 $\beta[\text{grade}]=2$
 $q_i[\text{N/m}]=69.45$
 $\mu_i[-]=0.35$
 $\alpha[\text{grade}]=180$
 $\epsilon_{\tan p}[-]=0.8532$
 Transportorul este cu tobe de deviere ? [D/N] n
 Lungimea transportorului (L) [m] este =80
 $k_i[-]=1.04$
 $m_b[\text{kg}]=887.824$
 $m_q[\text{kg}]=572.588$
 $n_{sp}=66$
 $n_{sg}=33$
 $m_e[\text{kg}]=4320.41$
 $S_c[\text{N}]=5275.476$
 $S_1[\text{N}]=2919.888$
 $S_4[\text{N}]=7624.054$
 $\lambda[-]=2.2$
 Date de iesire
 Timpul de pornire (tp) [s] este=5.76

Exemplul 3

Date de intrare
 Puterea nominala a motorului (Pm) [W] este: 1500
 Turatia de sincronism a motorului (n0) [rot/min] este: 1000
 Turatia nominala a motorului (nm) [rot/min] este: 930
 Numarul de trepte al reductorului este: 2
 Turatia pentru arborele 1 (n1) [rot/min] este: 186.0
 Randamentul pana la arborele 1 (eta1) [-] este: 0.95
 Momentul de inertie pentru arborele 1 (J1) 0.0105
 Turatia pentru arborele 2 (n2) [rot/min] este: 58.125
 Randamentul pana la arborele 2 (eta2) [-] este: 0.9215
 Momentul de inertie pentru arborele 2 (J2) 1.37026
 Diametrul tobei (DT) [m] este =0.4
 Diametrul rolei pline (Drp) [m] este: 0.102
 Greutatea rolei pline (Grp) [N] este: 115
 Diametrul rolei goale (Drg) [m] este: 0.102
 Greutatea rolei goale (Grg) [N] este: 75
 $l_1[\text{m}]=1.2$
 $l_2[\text{m}]=1.2$
 $q_b[\text{N/m}]=54$

Grosimea benzii (delta) [m] este =0.01
 $J[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.0841$
 $h_i[\text{m}]=0.15$
 $JT[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=1.36$
 $n_{rsp}[-]=3$
 $J_{rp}[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.03049$
 $n_{rsg}[-]=2$
 $J_{rg}[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.0199$
 $k_f[-]=1.15$
 $w[-]=0.03$
 $\beta[\text{grade}]=0$
 $q_i[\text{N/m}]=69.45$
 $\mu[-]=0.35$
 $\alpha[\text{grade}]=210$
 $\epsilon_{\tan p}[-]=0.8532$
 Transportorul este cu tobe de deviere ? [D/N] d
 $L_1[\text{m}]=80.0$
 $L_2[\text{m}]=78.8$
 Diametrul tobei de deviere (DTD) [m] este =0.4
 Momentul de inerție al tobei deviere (JTD) [kg·m²] este =1.36
 $k_{i1}[-]=1.013$
 $k_{i2}[-]=1.046$
 $\lambda[-]=2.2$
 Date de ieșire
 Timpul de pornire (tp) [s] este=4.967

Exemplul 4

Date de intrare
 Puterea nominală a motorului (Pm) [W] este 3500
 Turatia de sincronism a motorului (n0) [rot/min] este 1000
 Turatia nominală a motorului (nm) [rot/min] este 930
 Numarul de trepte al reductorului este 2
 Turatia pentru arborele 1 (n1) [rot/min] este 186.0
 Randamentul pana la arborele 1 (eta1) [-] este 0.95
 Momentul de inerție pentru arborele 1 (J1) 0.0105
 Turatia pentru arborele 2 (n2) [rot/min] este 58.125
 Randamentul pana la arborele 2 (eta2) [-] este 0.9215
 Momentul de inerție pentru arborele 2 (J2) 1.37026
 Diametrul lobei (DT) [m] este =0.4
 Diametrul rolei pline (Drp) [m] este 0.102
 Greutatea rolei pline (Grp) [N] este 115
 Diametrul rolei goale (Drg) [m] este 0.102
 Greutatea rolei goale (Grg) [N] este 75
 $I_1[\text{m}]=1.2$
 $I_2[\text{m}]=1.2$
 $q_b[\text{N/m}]=54$
 Grosimea benzii (delta) [m] este =0.01
 $J[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=0.0841$
 $h_i[\text{m}]=0.15$
 $JT[\text{kg}\cdot\text{m}^2]=1.36$

nrsp[-]=3
Jrp[kg*m*m]=0 03049
nrsg[-]=2
Jrg[kg*m*m]=0 0199
kf[-]=1 15
w[-]=0 03
beta[grade]=2
qi[N/m]=69 45
miu[-]=0 35
alfa[grade]=210
etanp[-]=0 8532
Transportorul este cu tobe de deviere ? [D/N] d
L1[m]=80 0
L2[m]=78 8
Diametrul tobei de deviere (DTD) [m] este =0 4
Momentul de inertie al tobei deviere (JTD) [kg*m*m] este =1 36
ki1[-]=1 013
ki2[-]=1.046
mb[kg]=889 219
mq[kg]=572 588
nsp=66
nsg=33
omtd=6 087
me[kg]=4374 503
SA[N]=268403 335
S1[N]=130113 249
S4[N]=408063 354
lamda[-]=2 2
Date de iesire
Timpul de pornire (tp) [s] este=5 97

ANEXA 2

**Program de calcul a timpului de pornire al motoarelor asincrone trifazate
cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei**

**/*PROGRAM DE CALCUL A TAMPULUI DE PORNIRE AL MOTOARELOR
ASINCRONE
TRIFAZATE CU CUPLUL REZISTENT DEPENDENT DE PATRATUL VITEZEI*/**

```

#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <process.h>
#include <stdlib.h>

//elemente caracteristice pentru motor si actionare
#define Pn 11000.0 // [W] puterea nominala a motorului
#define n0 3000.0 // [rot/min] turatia de sincronism a motorului de actionare
#define nn 2860.0 // [rot/min] turatia nominala a motorului de actionare
#define lamda 2.9 // coeficient de supraincarcare a motorului
#define Jm 0.63 // [kg*m*m] momentul de inertie al rotorului motorului
#define Jc 0.34 // [kg*m*m] momentul de inertie a cuplajului mecanic dintre motor si pompa
#define Jp 0.96 // [kg*m*m] momentul de inertie echivalent (masa rotor+masa pompa) a rotorului pompei centrifugale
#define nf 2770.0 // [roU/min] turatia de functionare a actionarii
#define Mr0 4.0 // [N*m] momentul rezistent la mersul in gol al masinii de lucru
#define Mrn 30.0 // [N*m] momentul rezistent nominal al masinii de lucru
#define PI 3.1415

void main (void)
{
float om0, omn, omf, sn, sk, omk, Mk, Jr, Mm, Mrrm, tp,
clrscr();
Jr=Jm+Jc+Jp //momentul de inertie echivalent
om0=PI*n0/30 //viteza unghiulara de sincronism
omn=PI*nn/30 //viteza unghiulara nominala
omf=PI*nf/30 //viteza unghiulara de functionare
sn=(om0-omn)/om0 // alunecarea nominala
sk=sn*(lamda+sqrt(lamda*lamda-1)) // alunecarea critica
omk=om0*(1-sk) //viteza unghiulara critica
if (omf < omk)
printf ("Functionare instabila ");
else
if (omf >= om0)
printf ("Imposibil ! Turatia de functionare nu poate fi mai mare decat cea de sincronism ");
else
{
Mk=lamda*Pn/omn, // cuplul critic
Mm=-Mk*sk*om0/omf*log(omf*omf*(1-2*om0/omf)/om0/om0/(1+sk*sk)+1);
//cuplul masinii electrice de actionare
Mrrm=(3*Mr0+(Mrn-Mr0)*(omf/omn)*(omf/omn))/3 //cuplul rezistent al masinii de lucru
tp=Jr*omf/(Mm-Mrrm) //timpul de pornire
printf (" \n Program de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent dependent de patratul vitezei ");
printf ("\n Date de intrare ");
}
}

```

```

printf ("\nPn [W]=%5.2f\n", Pn);
printf ("n0 [rot/min]=%5.2f\n", n0);
printf ("nn [rot/min]=%5.2f\n", nn);
printf ("lamda [-]=%1.1f\n", lamda);
printf ("nf [rot/min]=%5.2f\n", nf);
printf ("Mr0 [N*m]=%1.0f\n", Mr0);
printf ("Mrn [N*m]=%2.0f\n", Mrn);
printf ("Jr [kg*m*m]=%1.3f\n", Jr);
printf ("\n Date de iesire ");
printf ("\nom0 [rad/s]=%3.3f\n", om0);
printf ("omn [rad/s]=%3.3f\n", omn);
printf ("omf [rad/s]=%3.3f\n", omf);
printf ("sn [-]=%1.3f\n", sn);
printf ("sk [-]=%1.3f\n", sk);
printf ("omk [rad/s]=%3.3f\n", omk);
printf ("Mk [N*m]=%3.3f\n", Mk);
printf ("Mm [N*m]=%3.3f\n", Mm);
printf ("Mrrm [N*m]=%3.3f\n", Mrrm);
printf ("tp [s]=%2.3f\n", tp);
}
getch ();
}

```

Exemplu

Program de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent dependent de patratul vitezei

Date de intrare

```

Pn [W]=11000.00
n0 [rot/min]=3000.00
nn [rot/min]=2860.00
lamda [-]=2.9
nf [rot/min]=2770.00
Mr0 [N*m]=4
Mrn [N*m]=30
Jr [kg*m*m]=1.93

```

Date de iesire

```

om0 [rad/s]=314.150
omn [rad/s]=299.490
omf [rad/s]=290.065
sn [-]=0.047
sk [-]=0.262
omk [rad/s]=231.728
Mk [N*m]=106.515
Mm [N*m]=80.528
Mrrm [N*m]=12.13
tp [s]=8.185

```

ANEXA 3

Program de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate care acționează o mașină de lucru cu cuplu rezistent de formă oarecare


```

if x = -1 then Mrra = Mr0/etar/i
else if x = 0 then Mrra = Mrn/etar/i
else if x = 1 then Mrra = (Mr0+(Mrn-Mr0)*(omMLa/omnML))/etar/i
else if x = 2 then Mrra = (Mr0+(Mrn-Mr0)*sqr(omMLa/omnML))/etar/i
else
begin
writeIn ('Variabila x nu apartine multimii {-1, 0, 1, 2}');
goto 1
end.
omx = omx+0.001.
end
else
begin
writeIn ('Cele doua caracteristici nu se intersecteaza !');
goto 1.
end.
until (Ma>0.995*Mrra) and (Ma<1.005*Mrra);
omF = omx.
dom = omF/1000.
om[1] = 0.
omy = 0.
for j = 2 to 1000 do
begin
omy = omy+dom
om[j] = omy
end
for j = 1 to 1000 do
begin
M[j] = 2*Mk/((om0-om[j])/om0/sk+sk*om0/(om0-om[j]))
omML[j] = om[j]/i.
if x = -1 then Mrr[j] = (Mr0+(Mrn-Mr0)*(omnML/(omML[j]+0.01)))/etar/i
else if x = 0 then
Mrr[j] = (Mr0+Mrn-Mr0)/etar/i
else if x = 1 then
Mrr[j] = (Mr0+(Mrn-Mr0)*(omML[j]/omnML))/etar/i
else if x = 2 then
Mrr[j] = (Mr0+(Mrn-Mr0)*sqr(omML[j]/omnML))/etar/i;
Md[j] = M[j]-Mrr[j].
end.
a = 0
for j = 2 to 1000 do
a = a+2/(Md[j]-1)+Md[j].
tp = Jr*dom*a.
writeIn , writeIn ('Date finale '), writeIn ;
writeIn ('Timpul de pornire (tp) [s] este ',tp/6:3);
1 readln
end

```

Program de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone care actioneaza o masina de lucru cu cuplu rezistent de forma oarecare

Exemplul 1

Date initiale

Puterea nominala a motorului (P_n) [W] este: 11000
Turatia nominala a motorului (n_n) [rot/min] este: 1400
Turatia de sincronism a motorului (n_0) [rot/min] este: 1500
 λ [-] 2.2
Randamentul reductorului (η_{tar}) [-] este: 0.89
Raportul de transmisie al reductorului (i) [-] este: 16
Momentul rezistent nominal (M_{rn}) [$N \cdot m$] este: 1050
Momentul rezistent la mersul in gol (M_{r0}) [$N \cdot m$] este: 120
Momentul de inertie redus (J_r) [$kg \cdot m^2$] este: 2.80
Variabila x {-1, 0, 1, 2} este 0

Date finale

Timpul de pornire (t_p) [s] este 11.723

Exemplul 2

Date initiale

Puterea nominala a motorului (P_n) [W] este: 11000
Turatia nominala a motorului (n_n) [rot/min] este: 1400
Turatia de sincronism a motorului (n_0) [rot/min] este: 1500
 λ [-] 2.2
Randamentul reductorului (η_{tar}) [-] este: 0.89
Raportul de transmisie al reductorului (i) [-] este: 16
Momentul rezistent nominal (M_{rn}) [$N \cdot m$] este: 1050
Momentul rezistent la mersul in gol (M_{r0}) [$N \cdot m$] este: 120
Momentul de inertie redus (J_r) [$kg \cdot m^2$] este: 2.80
Variabila x {-1, 0, 1, 2} este 1

Date finale

Timpul de pornire (t_p) [s] este 6.011

Exemplul 3

Date initiale

Puterea nominala a motorului (P_n) [W] este: 11000
Turatia nominala a motorului (n_n) [rot/min] este: 1400
Turatia de sincronism a motorului (n_0) [rot/min] este: 1500
 λ [-] 2.2
Randamentul reductorului (η_{tar}) [-] este: 0.98
Raportul de transmisie al reductorului (i) [-] este: 1
Momentul rezistent nominal (M_{rn}) [$N \cdot m$] este: 70
Momentul rezistent la mersul in gol (M_{r0}) [$N \cdot m$] este: 10
Momentul de inertie redus (J_r) [$kg \cdot m^2$] este: 2.80
Variabila x {-1, 0, 1, 2} este 2

Date finale

Timpul de pornire (t_p) [s] este 5.464

Exemplul 4

Date initiale

Puterea nominala a motorului (P_n) [W] este 11000

Turatia nominala a motorului (n_n) [rot/min] este 1400

Turatia de sincronism a motorului (n_0) [rot/min] este 1500

λ este 2.2

Randamentul reductorului (η_r) [-] este 0.89

Raportul de transmisie al reductorului (i) [-] este 16

Momentul rezistent nominal (M_{rn}) [N*m] este 70

Momentul rezistent la mersul in gol (M_{r0}) [N*m] este 10

Momentul de inertie redus (J_r) [kg*m*m] este 2.80

Variabila x {-1, 0, 1, 2} este -1

Date finale

Timpul de pornire (t_p) [s] este 3.571

Anexa 4

Releu electronic de timp cu structură variabilă.
Brevet de invenție RO 106044/1993

ROMANIA

OFICIUL DE STAT PENTRU INVENȚII ȘI MĂRCI
TUTUROR CELOR CARE AU INTERES ÎN LEGATURA CU ACEST DOCUMENT

Brevet de Invenție

Nr. 106844

ÎN TEMEIUL LEGII BREVETELOR DE INVENȚIE, O.S.I.M., ÎN URMA EXAMINĂRII DEPOZITULUI REGLEMENTAR AL CERERII DEPUSE, CONSTATĂND ÎNDEPLINIREA CONDIȚIILOR LEGALE, ELIBEREAZĂ PREZENTUL BREVET DE INVENȚIE.

DURATA VALABILITĂȚII BREVETULUI DE INVENȚIE ESTE DE 20 ANI DE LA DATA DEPOZITULUI, SUB REZERVA ACHITĂRII TAXELOR ANUALE.

BREVETUL CONFERĂ TITULARULUI ȘI SUCESORULUI SĂU, DREPTUL EXCLUSIV DE EXPLOATARE A INVENȚIEI ȘI DE A INTERZICE TERȚILOR FABRICAREA, FOLOSIREA SAU COMERCIALIZAREA ACESTEIA FĂRĂ AUTORIZAȚIA SAU PE TERITORIUL ROMÂNIEI.

DESCRIEREA INVENȚIEI, REVENDICĂRILE ȘI DESENELE EXPLICATIVE ÎNSOTESC ȘI FAC PARTE ÎNTEGRANTĂ DIN PREZENTUL BREVET DE INVENȚIE.

NUMELE INVENTATORILOR CARE AU CREAT ACEASTĂ INVENȚIE ESTE ÎNSCRIS PE DESCRIERE.

TITULARUL BREVETULUI DE INVENȚIE: POPA ICSIF, NEKULA FRIDRICH, Hunedoara, MAKSAJ STEFAN IOAN, Deva, România

CONFIRMĂ CELE DE MAI SUS
PRIN SEMNAREA ȘI APLICAREA SIGILII

DIRECTOR GENERAL





(12)

BREVET DE INVENTIE

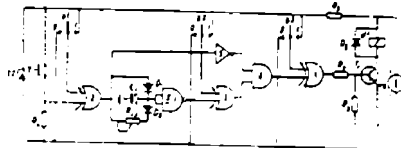
Hotarirea de acordare a brevetului de inventie poate fi revocata
in termen de 6 luni de la data publicarii

(21) Nr. cerere: 142639	(61) Perfectionare la brevet Nr.
(22) Data de depozit: 22.11.89	(62) Divizata din cererea Nr.
(30) Prioritate	(59) Cerere internationala PCT. Nr.
(41) Data publicarii cererii 10.01.93	(57) Publicare internationala Nr.
(42) Data publicarii hotaririi de acordare a brevetului 30.01.93 BOPI nr. 1/93	(56) Documente din stadiul tehnicii RO 69975
(45) Data publicarii brevetului BOPI nr.	

(71) Solicitant	(72)
(73) Titular	(72)
(72) Inventatori	Popa Iosif, Nekula Fridrich, Iluendoara, Maksay Stefan-Ioan, Deva, judetul Iluendoara, RO

(54) Releu electronic de timp cu structura variabila

(57) Rezumat: Releul electronic de timp cu structura variabila realizeaza, in functie de pozitia unor comutatoare (b_1, b_2, b_3), intirzirea atragerii sau a eliberarii, sau mentinerea in stare atrasa un timp prestabilit a armaturii mobile a unui releu electromagnetic, releul electromagnetic avind in alcatuire trei porti SAU-EXCLUSIV (2,3,4) care formeaza, impreuna cu comutatoarele (b_1, b_2, b_3), un circuit logic cu structura variabila, prin care se transmite comanda de la un contact exterior (7) catre releul electromagnetic, intirzirea fiind reglata cu ajutorul unui circuit de intirzire (R_1, C_1, D_1, D_2).



Revendicare
Figura: 1

RO 106044 B1



BIBLIOGRAFIE

- [1]. Aldea F., Căhescu S - " Bimetalul și aplicațiile lui în electrotehnică", Editura Tehnică, București, 1973.
- [2]. Andreescu E , Deaconu S - " Studiul funcționării în gol a mașinii asincrone trifazate în regim monofazat" în volumul " Comunicări științifice prezentate la sesiunea tehnică-științifică" Secția III, 22-23 octombrie 1993, Universitatea " Eftimie Murgu". Reșița, pag 3-6.
- [3]. Ardelean I., Giuroiu H., Petrescu L L - " Circuite integrate CMOS. Manual de utilizare", Editura Tehnică, București, 1986.
- [4]. Babescu M - " Mașini electrice. Culegere de probleme rezolvate", Editura Tehnică București, 1996
- [5]. Badea I - " Protecții prin relee și automatizarea sistemelor electrice", Editura Tehnică, București, 1983
- [6]. Bartzler Șt. - " Considerații privind studiul solicitării termice a motoarelor electrice de acționare", în Buletinul științific al Institutului Politehnic Timișoara, Electrotehnică 16 (30), 1971, fasc. 1 pag 117-126
- [7]. Bartzler Șt. - " Contribuții cu privire la alegerea puterii și verificarea la încălzire a mașinilor electrice de acționare" Teză de doctorat, Facultatea de Electrotehnică, Institutul Politehnic " Traian Vuia" Timișoara, 1975.
- [8]. Bălă C - " Mașini electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [9]. Bodea M. și colectiv - " Circuite integrate liniare - Manual de utilizare", vol. 3, Editura Tehnică, București, 1984
- [10]. Bodea M. și colectiv - " Circuite integrate liniare - Manual de utilizare", vol. 4, Editura Tehnică, București, 1985
- [11]. Bolucea C. și colectiv - " Circuite integrate liniare" Editura Tehnică, București, 1976
- [12]. Botan N V - " Bazele calculului acționărilor electrice" Editura Tehnică, București, 1970
- [13]. Botan N V - " Comanda sistemelor de acționare electrică" Editura Tehnică, București, 1977
- [14]. Blakeslee T R. - " Proiectarea cu circuite logice M.S.I. și L.S.I. standard (traducere din limba engleză)", Editura Tehnică, București, 1988
- [15]. Brașovan M. și colectiv - " Acționări electrice. Aplicații industriale", Editura Tehnică, București, 1977.
- [16]. Buta A - " Rețele electrice", Institutul Politehnic Timișoara, 1976.
- [17]. Cadinou L C - " Releu de protecție antibifazic" Brevet de invenție RO 95843, 1988,
- [18]. Căhescu T., Huhulescu M., Dordea R. - " Aparate electrice de joasă tensiune", Editura Tehnică, București, 1977.
- [19]. Câmpeanu A - " Mașini electrice. Probleme fundamentale, speciale și de funcționare optimă" Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1988.
- [20]. Ceangă E., Saimac A., Banu E. - " Electronică industrială", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- [21]. Cernomazu D - " Releu pentru protecția motoarelor electrice", Descrierea invenției RO 86183, 1985.

- [22] Clifford K C - " More Flexible Motor Protection with Electronic Relais", Electr. Times nr 43 1976 pag 7-8.
- [23] Ciocan D și colectiv - " Aparat pentru deconectare la curent de defect", Descrierea invenției 89215, 1986
- [24] Ciugudean M - " Proiectarea unor circuite electronice", Editura Facla, Timișoara 1983
- [25] Ciugudean M și colectiv - " Circuite integrate liniare Aplicații", Editura Facla, Timișoara 1986
- [26] Costan M M - " Dispozitiv de protecție antibifazică și la suprasarcină", Brevet de invenție RO 98912, 1990
- [27] Constantin P și colectiv - " Electronică industrială" editia a II-a, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983,
- [28] Constantinescu M - " Dispozitiv de deconectare a electromotoarelor trifazate, la mersul în două faze" Brevet de invenție RO 90949, 1987,
- [29] Costăchescu T Popescu A. Neagu I - " Instalatii electrice pentru construcții. Proiectare și execuție" Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1978.
- [30] Danilov V N Podolski M A Bondarenko A.A. - " Ustroistvo dlia zascită electrodivigatelia" Brevet U R S S nr 525 197 1976.
- [31] Dascălu D Turic L Hoffman I. - " Circuite electronice" Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- [32] Dascălu D și colectiv - " Dispozitive și circuite electronice Probleme", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [33] De Palma R - " Algebră liniară a lui Boole și aplicațiile ei în informatică", Editura Tehnică București, 1976
- [34] Degeratu P - " Acționări electrice. Notițe de curs" Institutul de Mine Petroșani, 1971
- [35] *** - " Der monostabile Multivibrator" In Electronik, nr 4, 1971, pag 147-150;
- [36] Deștelega I - " Aparate electrice" Litografia Universității Tehnice Timișoara, 1993
- [37] Dinculescu F Sisak F - " Instalatii și echipamente electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- [38] Dragu I, Iosif I M - " Circuite integrate liniare Amplificatori operaționali", Editura Militară București, 1981
- [39] Drăgulănescu N - " Agenda radioelectronistului", ediția a II-a, Editura Tehnică, București, 1989.
- [40] Duminicalu M și colectiv - " Proiectarea instalațiilor de joasă tensiune", Editura Tehnică, București, 1975,
- [41] Felea I - " Circuite cu tranzistoare în industrie Proiectare. Scheme", vol. II, Editura Tehnică, București, 1964.
- [42] Fransua Al. Saal C Topa I - " Acționări electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1975,
- [43] Fransua Al și colectiv - " Mașini și sisteme de acționări electrice. Probleme fundamentale", Editura Tehnică, București, 1978;
- [44] Gălăleanu Bărcă S Stoichescu D A. Constantin P. - " Electronică de putere. Aplicații" Editura Militară, București, 1991,
- [45] Gârlașu Șt - " Electronică și mutatoare", vol. I (Dispozitive și circuite electronice), Institutul Politehnic Timișoara, 1976,
- [46] Gârlașu Șt și colectiv - " Electronică și automatizări industriale", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.

- [47]. Grosu I.V și colectiv - " Dispozitiv electronic de măsură, protecție și presemnalizare la suprațemperatură a motoarelor electrice", Brevet de invenție, RO 93830. 1989
- [48]. Gudumac M - " Releu de protecție pentru mașini și transformatoare electrice", Brevet de invenție RO 91343. 1987
- [49]. Hartwig P - " Schntzschaltung für einen electromotor und einen durch diesen angetriebenen verdichter", Brevet R F G., CI H 02 5/04 nr. 2.201244. 1977;
- [50]. Herscovici H - " Circuite integrate în aparatura de automatizare", Editura Tehnică, București. 1976;
- [51]. Hortopan Gh și Hortopan V - " Șunturi și divizoare de tensiune", Editura Tehnică. București. 1978;
- [52]. Hortopan Gh - " Aparate electrice" Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.
- [53]. Hortopan Gh și colectiv - " Probleme de aparate electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [54]. Hortopan Gh. și colectiv - " Aparate electrice de joasă tensiune", Editura Tehnică. București. 1969.
- [55]. Hortopan Gh - " Aparate electrice de comutație", vol. I. Editura Tehnică, București. 1993;
- [56]. Huțanu C - " Circuite logice și comenzi secvențiale", Editura Junimea, Iași, 1983.
- [57]. Ionescu C. Vlădeanu V - " Automatizarea instalațiilor pentru construcții", Editura Didactică și Pedagogică. București. 1981.
- [58]. Krenyitzky Z - " Problemele proiectării sistemelor logice de comandă pentru scopuri industriale" în Electrotehnik (R S.C.), vol. 4. nr. 11. noiembrie. 1969, pag. 272-275.
- [59]. Leonte P. - " Aparate electrice", vol. 1 și 2. Litografia Institutului Politehnic Iași, 1983.
- [60]. Manolea Gh - " Acționări electromecanice", Editura Universitaria, Craiova, 1993
- [61]. Manolescu A și colectiv - " Circuite integrate liniare", Editura Didactică și Pedagogică. București. 1983.
- [62]. Manolescu P. Golovanov-Ionescu C - " Măsurări electrice și electronice", Editura Didactică și Pedagogică. București. 1979
- [63]. Marian I - " Mecanizarea transportului minier în subteran" Editura Tehnică, București. 1983
- [64]. Mitrofan G I - " Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar-variabilă", Editura Tehnică București. 1981
- [65]. Morris R L. Miller J R - " Proiectarea cu circuite integrate TTL", Editura Tehnică. București. 1974
- [66]. Moldovan L - " Echipamente electrice" Litografia Universității Tehnice Timișoara. 1994.
- [67]. Moldovan L - " Proiectarea aparatelor și echipamentelor electrice", Litografia Universității Tehnice Timișoara. 1994.
- [68]. Naslin P - " Circuite logice și acționări secvențiale", Editura Tehnică, București. 1967
- [69]. Nicolae D și colectiv - " Dispozitiv automat pentru protecția motoarelor asincrone trifazate" Brevet de invenție RO 94568. 1988.
- [70]. Nicolau E și colectiv - " Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice", Editura Tehnică. București. 1979

- [71] Nicolau E și colectiv - "Manualul inginerului electronist.", Radiotehnica, vol. II, Editura Tehnică București, 1988.
- [72] Novac I și colectiv - "Mașini și acționări electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [73] Ostrovski A.S și colectiv - "Acționarea electrică a benzilor transportoare", Editura Tehnică, București, 1968.
- [74] Patriche D - "Relevu electronic de protecție a electromotoarelor", Brevet de invenție. RO 91681 1987
- [75] Păsculescu M și colectiv - "Instalații electrice miniere" Editura Didactică și Pedagogică București, 1983.
- [76] Păsculescu M și colectiv - "Electrificarea exploatărilor miniere", Editura Tehnică București, 1988.
- [77] Petruțescu M Ungureanu D - "Microcontrolere și interfețe de proces", Îndrumător de laborator, Universitatea "Politehnică" Timișoara, 1995.
- [78] * * * - "Philips Semiconductors 80C51 - Based 8-Bit Microcontrollers" Eindhoven, 1993
- [79] Pietrăreanu T M - "Pornirea și protecția motoarelor asincrone trifazate", Editura Tehnică București, 1976.
- [80] Pop E - "Automatizări în industria minieră", Editura Didactică și Pedagogică, București 1983
- [81] Pop V și Popovici V - "Circuite de comutare aplicate în calculatoarele electronice", Editura Facla, 1976
- [82] Popa I, Rusu N, Pop I - "Automatizări metalurgice. Lucrări de laborator. Partea I-a" Institutul de Subingineri Hunedoara, 1981.
- [83] Popa I - "Automatizări metalurgice" Fascicula I, Institutul de Subingineri Hunedoara 1983.
- [84] Popa I Stănilă V - "Tehnologia întreținerii și reparației utilajului electromecanic", vol. III (Tehnologia întreținerii și reparării circuitelor de comandă), Institutul de Subingineri Hunedoara 1983
- [85] Popa I, Nekula Fr, Weber Fr - "Instalație electrică cu traductor capacitiv pentru măsurarea nivelului lichidelor care se polarizează electric", în lucrările sesiunii de comunicări tehnico-științifice "Noi tehnologii și perfecționarea echipamentelor tehnologice din industria metalurgică", Hunedoara, 28-29 octombrie, 1988, pag. 142
- [86] Popa I, Pop I - "Relevu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire", Lucrările științifice ale Universității Tehnice Petroșani, vol. XXIII, Fascicula 1A, 1991, pag. 69-72.
- [87] Popa I, Pop I - "Experimentarea releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire", Lucrările științifice ale Universității Tehnice Petroșani, vol. XXIII, Fascicula 1A, 1991, pag. 76-79;
- [88] Popa I, Weber Fr - "Tehnologia întreținerii și reparației utilajului electromecanic" Lucrări de laborator, Institutul Politehnic "Traian Vuia", Timișoara, 1990.
- [89] Popa I - "Asupra determinării momentelor rezistent și de inerție reduse la arborele motorului de acționare a unei benzi transportoare", Sesiunea de comunicări științifice "Tehnologii și echipamente tehnologice industriale", vol. 2, Facultatea de Inginerie Hunedoara 5-6 noiembrie 1992, pag. 73-76.
- [90] Popa I, Popa G N - "Program de calcul, în limbaj BASIC, a timpului de pornire a transportoarelor cu bandă acționate de motor asincron trifazat", Sesiunea de comunicări științifice "Tehnologii și echipamente tehnologice industriale", vol. 2, Facultatea de Inginerie Hunedoara, 5-6 noiembrie 1992, pag. 77-80;

- [91] Popa I. Nekula Fr Maksay Și - " Releu electronic de timp cu structură variabilă". Brevet de invenție RO 106044, 1993;
- [92] Popa I. Ilca I - " The Determination of the Starting Period of Tri-phasic Non Synchronous Motors with Constant Shaft Couple". în Buletinul științific al Universității Tehnice Timișoara. Tom 39 (53). Mecanică Agricolă. Metalurgie. 1994. pag. 93-96;
- [93] Popa I. Popa G N - " Circuite logice de bază cu structură variabilă". în " Buletin Științific. vol. 3". Academia Aviației și Apărării Antiaeriene " Henri Coandă". Brașov. 1996. pag. 127-134.
- [94] Popa I. Popa G N - " Releu electronic de timp cu opt funcții. realizat cu circuite logice integrate (Brevet de invenție RO 106044)" în " Buletin Științific. vol. 3". Academia Aviației și Apărării Antiaeriene " Henri Coandă". Brașov. 1996. pag. 106-111
- [95] Popa I. Popa G N - " Regulator electronic de uz didactic" în " Buletin Științific. vol. 3". Academia Aviației și Apărării Antiaeriene " Henri Coandă". Brașov. 1996. pag. 112-118
- [96] Popa I. Popa G N - Metodă și instalație electronică pentru măsurarea rezistivității lichidelor care se polarizează electric" în " Buletin Științific. vol. 3". Academia Aviației și Apărării Antiaeriene " Henri Coandă". Brașov. 1996. pag. 119-126
- [97] Popa I. Popa G N - " Releu electronic de timp. cu temporizare la acționare și revenire realizat cu tranzistoare". Universitatea " Politehnică" Timișoara. Facultatea de Inginerie Hunedoara " Buletinul sesiunii de comunicări științifice. vol. II. Electrotehnică Electronică" 1997. pag. 490-500.
- [98] Popa I. Popa G N - " Determinarea expresiilor timpilor de lucru ai releului electronic de timp. cu temporizare la acționare și revenire. realizat cu tranzistoare". Universitatea " Politehnică" Timișoara. Facultatea de Inginerie Hunedoara. " Buletinul sesiunii de comunicări științifice. vol. II. Electrotehnică Electronică". 1997. pag. 501-507
- [99] Popa I. Popa G N - " Releu electronic de timp. cu patru funcții. realizat cu circuite integrate CMOS" Universitatea " Politehnică" Timișoara. Facultatea de Inginerie Hunedoara " Buletinul sesiunii de comunicări științifice. vol. II. Electrotehnică Electronică". 1997. pag. 508-515
- [100] Popa I. Popa G N - " Releu electronic de timp. cu temporizare la acționare sau la revenire realizat cu circuite integrate CMOS". Universitatea " Politehnică" Timișoara. Facultatea de Inginerie Hunedoara. " Buletinul sesiunii de comunicări științifice. vol. II. Electrotehnică Electronică". 1997. pag. 516-522
- [101] Popa I. Popa G N - " Circuit basculant astabil comandat logic. realizat cu circuite integrate TTL" Universitatea " Politehnică" Timișoara. Facultatea de Inginerie Hunedoara " Buletinul sesiunii de comunicări științifice. vol. II. Electrotehnică Electronică" 1997. pag. 523-530.
- [102] Popa I. Popa G N - " Determinarea conductivității termice echivalente a unui perete cilindric neomogen" Universitatea " Politehnică" Timișoara. Facultatea de Inginerie Hunedoara " Buletinul sesiunii de comunicări științifice. vol. II. Electrotehnică Electronică" 1997. pag. 534-537.
- [103] Popa I. Popa G N - " Determinarea căderii de tensiune pe impedanța echivalentă a transformatoarelor de curent" Universitatea " Politehnică" Timișoara. Facultatea de Inginerie Hunedoara " Buletinul sesiunii de comunicări științifice. vol. II. Electrotehnică Electronică" 1997. pag. 531-533
- [104] Popa I. Popa G N - " Releu electronic de protecție. împotriva funcționării în regimuri de avarie a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune". Propunere de invenție. Dosar O S I M

- [105] Poșa C., Chiper D - " Metodă unitară de sinteză a circuitelor secvențiale utilizând circuite bistabile de diferite tipuri" în E.E.A., Electrotehnica, nr. 2, 1990, pag 87-89.
- [106] Preda M și colectiv - " Electrotehnica" Editura Didactică și Pedagogică, București, 1974, pag 159-160
- [107] Raudin A - " Monostables et trigger", Thomson CFS, Juin, 1971;
- [108] Râpeanu R și colectiv - " Circuite integrate analogice", Editura Tehnică, București, 1983
- [109] Rusu N Andreescu Em - " Electronică industrială Lucrări de laborator", Institutul Politehnic " Traian Vuia" Timișoara 198
- [110] Saal C Szabo W - " Sisteme de acționare electrică Determinarea parametrilor de funcționare" Editura Tehnică București 1981.
- [111] Saimac A - " Aparate electrice", Litografia Institutului de Mine Petroșani, 1967.
- [112] Saimac A, Cruceru C - " Electrotehnica" Editura Didactică și Pedagogică, București 1981.
- [113] Saimac A și colectiv - " Automatizări în metalurgie", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1978.
- [114] Saimac A, Popa I - " Electrotehnică Lucrări de laborator", Institutul Politehnic " Traian Vuia", Timișoara, Institutul de Subingineri Hunedoara, 1985;
- [115] Saimac A, Popa I, Nekula Fr - " Cercetări privind creșterea siguranței în funcționare a protecției la suprasarcină a motoarelor electrice", Contract de cercetare nr 103/1989, beneficiar: Combinatul Siderurgic " Victoria" Călan, executant: Institutul de Subingineri Hunedoara;
- [116] Sandu VM și colectiv - " Circuit pentru protejarea motoarelor la suprasarcină" Brevet de invenție RO 93732, 1988;
- [117] Sâmbolin C Tanasiciuc CI - " Comutația statică în automatică", Editura Tehnică București 1970.
- [118] Seracin E - " Utilajul electromecanic al întreprinderilor industriale", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1973,
- [119] Seracin E - " Acționări electrice", Litografia Institutului Politehnic " Traian Vuia", Timișoara, 1980.
- [120] Seracin E, Popovici D - " Tehnica acționărilor electrice", Editura Tehnică, București, 1985.
- [121] Simion E, Miron C, Feștilă L - " Montaje cu circuite integrate analogice", Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986.
- [122] Simion E, Miron C, Feștilă L - " Montaje electronice cu circuite integrate ", Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986.
- [123] Spănu A :- " Protecția instalațiilor electrice de joasă tensiune", Editura Tehnică, București 1971.
- [124] Sprânceană N, Dobrescu R, Boinangiu Th - " Automatizarea proceselor industriale discrete" Îndrumar de laborator, Tipografia Institutului Politehnic București 1975
- [125] Sprânceană N - " Automatizarea discretă a proceselor", curs, Institutul Politehnic București 1975
- [126] Sprânceană N, Dobrescu R, Boinangiu Th - " Automatizări discrete în industrie Culegere de probleme" Editura Tehnică București, 1978;
- [127] Suceveanu I și colectiv - " Releu electronic pentru protecție homopolară", Brevet de invenție RO 97649, 1990.
- [128] Suciu I - " Aparate electrice" Editura Didactică și Pedagogică, București, 1968.

- [129]. Suciu I. - " Bazele echipamentelor electrice". Editura Facla. Timișoara, 1980;
- [130]. Ștepanescu Gh. și colectiv - " Instalații electrice miniere. Lucrări de laborator", Institutul de Mine Petroșani, 1990.
- [131]. Szasz A. - " Proiectarea circuitelor de temporizare pentru echipamentele de comandă automată a acționărilor electrice", în E. E. A. Electrotehnica, nr. 7, octombrie 1987, pag. 262-267.
- [132]. Șora I. - " Acționări electrice și automatizări", Litografia Institutului Politehnic " Traian Vuia", Timișoara, 1979.
- [133]. Șora I., Balaci I. - " Îndrumător de proiectare la acționări electrice. Calculul reostatelor rotative de pornire pentru motoare asincrone trifazate cu inele", Institutului Politehnic " Traian Vuia", Timișoara, 1975;
- [134]. Ștefan Gh. M. și colectiv - " Circuite integrate digitale", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983.
- [135]. Teodorescu D. - " Mașini electrice. Soluții noi, tendințe, orientări", Editura Facla, Timișoara, 1981.
- [136]. * * * - " The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers", (ediția a 3-a), Texas Instruments Incorporated.
- [137]. Vasilevici Al., Fântână N. L., Petriu E. - " Realizarea funcțiilor de comandă și de control ale aparatelor electrice folosind tehnici numerice", Conferința națională de electrotehnică și energetică, 1982, vol. IX, pag. 213.
- [138]. Vasilevici Al., Fântână N. L. - " Modelarea funcțiilor aparatului electric utilizând logica programată" C. N. E. E. Craiova, 1984, vol. IX, pag. 161-166.
- [139]. Vasilevici Al. - " Aparat și echipamente electrice", vol. I, Editura MS, 1995;
- [140]. Vasilevici Al. - " Aparat și echipamente electrice", vol. II, Editura MS, 1996;
- [141]. Vasilevici Al., Gal S. - " Asupra elementelor de structură hard al unei protecții de distanță pentru sistemul energetic" Simpozionul național al rețelelor electrice, Bacău, 1992, pag. 28-36.
- [142]. Vasilevici Al. - " Asupra unei protecții digitale de distanță pentru sistemul energetic", Sesiunea științifică " Tehnici noi în conducerea rețelelor electrice de distribuție" Iași, 1992, pag. 346-356.
- [143]. Vasilevici Al. - " Asupra calculului săgeții lamelelor termobimetalice din construcția releelor termice" Buletinul științific și tehnic al Universității Tehnice Timișoara, 1993.
- [144]. Vasilevici Al. - " Estimarea pe cale analitică a caracteristicilor de protecție termice în vederea asigurării calității funcționării motoarelor electrice", Simpozionul internațional RWTUN Timișoara, 1993.
- [145]. Vătășescu A. și colectiv - " Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare", Editura Tehnică, București, 1971.
- [146]. Vătășescu A. și colectiv - " Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare", Editura Tehnică, București, 1975.
- [147]. Viziteu I. - " Dispozitiv pentru sesizarea întreruperii circuitelor de curent", Brevet de invenție RO 94570, 1988.
- [148]. Voiculescu E. - " Multivibratoare rapide cu domeniu larg al tensiunii de alimentare", în E. E. A. Electrotehnica, nr. 2, 1990, pag. 78-82.

Cuprins

	pagina
INTRODUCERE	1
CAPITOLUL 1 ANALIZA APARATELOR SI DISPOZITIVELOR. UTILIZATE ÎN PREZENT LA PROTECȚIA MOTOARELOR ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE.....	5
1.1. Generalități.....	5
1.2. Analiza dispozitivelor și instalațiilor clasice de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune	6
1.2.1. Protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, cu siguranțe fuzibile	6
a. Funcționarea siguranței fuzibile.....	6
b. Caracteristicile, construcția și alegerea siguranțelor fuzibile, în vederea protecției motoarelor electrice de joasă tensiune	9
1.2.2. Protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, prin relee maximale de curent.....	12
1.2.3. Protecția motoarelor electrice de joasă tensiune, prin relee termobimetalice	14
a. Generalități	14
b. Funcționarea și construcția releelor termobimetalice.....	15
c. Reglarea releelor termobimetalice	17
1.2.4. Protecția combinată, prin relee, a motoarelor electrice de joasă tensiune	18
1.2.5. Protecția motoarelor electrice asincrone trifazate împotriva funcționării în două faze	20
a. Dispozitive și instalații de protecție împotriva funcționării în două faze, bazate pe controlul tensiunii	20
b. Dispozitive și instalații de protecție împotriva funcționării în două faze, bazate pe controlul curentului motorului protejat	22
1.3. Analiza dispozitivelor electronice de protecție a motoarelor electrice de joasă tensiune	23
1.3.1. Generalități	23
1.3.2. Dispozitiv electronic cu termistoare de protecție a motoarelor electrice, cu avertizare la apropierea de temperatura limită	24
1.3.3. Dispozitiv electronic de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice realizat cu termistoare și tiristoare	26
1.3.4. Instalatie electronică de protecție cu termistoare, a motorului de acționare și a mașinii de lucru	28
1.3.5. Dispozitiv electronic de măsură, protecție și presemnalizare la supratemperatură a motoarelor electrice	30
1.3.6. Dispozitiv electronic de protecție la suprasarcină a motoarelor electrice, prin controlul curentului	33
1.3.7. Releu electronic de protecție a motoarelor trifazate la supraîncălzire și împotriva funcționării în două faze	37
1.3.8. Dispozitiv automat pentru protecția motoarelor asincrone trifazate	40
1.4. Concluzii	42

CAPITOLUL 2	CONTRIBUȚII LA STUDIUL REGIMURILOR TRANZITORII	
	DE PORNIRE A MOTOARELOR ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE	46
2.1.	Metode grafo-analitice de determinare a timpului de pornire	46
2.2.	Metode analitice de determinare a timpului de pornire	50
2.2.1.	Determinarea timpului de pornire a motorului asincron trifazat la pornirea în gol	50
2.2.2.	Determinarea timpului de pornire a motorului asincron trifazat cu cuplu rezistent constant	52
2.3.	Contribuții la determinarea timpului de pornire a motoarelor electrice asincrone trifazate	52
2.3.1.	Metodă analitică de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu constant la arbori	53
a.	Determinarea relației de calcul a timpului de pornire	53
b.	Determinarea momentului de inerție redus la arborele motorului	55
c.	Determinarea momentului rezistent redus la arborele motorului	58
d.	Programul de calcul al timpului de pornire	60
2.3.2.	Metodă analitică de determinare a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei	64
a.	Determinarea relației de calcul a timpului de pornire	64
b.	Programul de calcul a timpului de pornire	67
2.3.3.	Program de calcul a timpului de pornire a unui motor asincron trifazat cu cuplu rezistent de formă oarecare	68
2.4.	Concluzii	71

CAPITOLUL 3	CONCEPEREA ȘI REALIZAREA UNOR	
	DISPOZITIVE ELECTRONICE UTILIZATE ÎN APARATELE DE	
	PROTECȚIE ALE MOTOARELOR ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE	73
3.1.	Analiza releelor electronice de timp utilizate în prezent în instalațiile electrice	73
3.1.1.	Generalități	73
3.1.2.	Relee electronice de timp cu tranzistoare	74
3.1.3.	Relee electronice de timp realizate cu circuite logice integrate	76
a.	Monostabil cu circuite integrate SI-NU	76
b.	Releu electronic de timp, de tip foto	77
c.	Releu electronic de timp cu temporizare la acționare	78
d.	Releu electronic de timp cu temporizare la revenire	79
3.1.4.	Relee electronice de timp realizate cu circuite integrate specializate	80
a.	Relee electronice de timp cu circuite integrate trigger Schmitt	80
b.	Relee electronice de timp cu circuit integral monostabil MMC 4098	80
c.	Relee electronice de timp, cu circuit integrat β E 555	81
3.1.5.	Relee electronice numerice	82
3.2.	Contribuții la realizarea unor circuite electronice de timp	84
3.2.1.	Conceperea și realizarea unui releu electronic de timp cu tranzistoare cu temporizare la acționare și revenire	84
a.	Releu electronic de timp cu temporizare la acționare	85
b.	Releu electronic de timp cu temporizare la revenire	91
c.	Releu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire	93
c.1.	Starea inițială a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire	95

c.2. Determinarea expresiei timpului de acționare a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire	97
c.3. Determinarea timpului de revenire a releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire	99
c.4. Concluzii	100
3.2.2. Conceperea și realizarea unui releu electronic de timp, cu opt funcții	100
a. Circuite logice de bază cu structură variabilă	100
a.1. Generalități	100
a.2. Realizarea funcțiilor logice IDENTITATE și NEGATIE	101
a.3. Realizarea funcțiilor logice ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU cu circuit format din elementele SAU-EXCLUSIV și ȘI-NU	102
a.4. Realizarea funcțiilor logice ȘI, ȘI-NU, SAU și SAU-NU, cu circuit format din elementele SAU-EXCLUSIV și SAU-NU	104
a.5. Concluzii	106
b. Releu electronic de timp cu opt funcții realizat cu circuite logice integrate	107
b.1. Generalități	107
b.2. Circuitul de timp al releului electronic	108
b.3. Funcțiile releului electronic de timp	110
b.4. Concluzii	113
3.2.3. Releu electronic de timp, cu patru funcții, realizat cu circuite logice integrate	113
a. Decodificatorul releului electronic de timp, cu patru funcții, realizat cu circuite logice integrate	113
b. Funcțiile releului electronic de timp	116
c. Concluzii	116
3.2.4. Releu electronic de timp, cu temporizare la acționare sau la revenire, realizat cu circuite integrate	116
a. Decodificatorul releului electronic de timp cu temporizare la acționare sau revenire	116
b. Determinarea configurației releului electronic de timp cu temporizare la acționare sau la revenire	117
c. Funcțiile releului de timp	119
d. Concluzii	119
3.2.5. Conceperea și realizarea unui releu electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire, cu circuite logice integrate	119
a. Generalități	119
b. Determinarea timpilor de lucru ai releului electronic	120
c. Experimentarea releului electronic de timp cu temporizare la acționare și revenire	122
d. Concluzii	123
3.3. Conceperea și realizarea unui generator de semnal dreptunghiular, comandat logic	124
3.3.1. Generalități	124
3.3.2. Generator de semnal dreptunghiular, comandat logic	125
a. Generator cu circuite integrate TTL	125
b. Generator cu circuite integrate CMOS	131
3.3.3. Concluzii	132

CAPITOLUL 4 CONCEPEREA ȘI REALIZAREA UNOR	
DISPOZITIVE ELECTRONICE DE PROTECTIE A MOTOARELOR	
ASINCRONE TRIFAZATE DE JOASĂ TENSIUNE.	133
4 1 Generalități	133
4 2 Releu electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate de joasă tensiune, cu caracteristică independentă	135
4 2 1 Considerații generale	135
4 2 2 Convertoarele curent alternativ-tensiune continuă	137
a Transformatorul de curent	137
b Redresorul de precizie bialternantă	139
c Filtrul activ trece-jos	141
4 2 3 Amplificatoarele și comparatoarele blocurilor de detecție a regimurilor de avarie	144
4 2 4 Blocul logic de comandă	146
4 2 5 Blocul electronic de blocare a reanclanșării contactorului principal	148
4 2 6 Realizarea și experimentarea releului electronic de protecție, cu caracteristică independentă	148
4 3 Releu electronic de protecție a motoarelor asincrone trifazate, de joasă tensiune, cu caracteristică dependentă	158
4 3 1 Considerații generale	158
4 3 2 Traductoarele de curent	160
4 3 3 Blocul de protecție împotriva funcționării în două faze	162
a Blocul de sesizare a funcționării în două faze, prin controlul curentului	162
b Blocul de sesizare a funcționării în două faze, prin controlul tensiunii	163
b 1 Considerații generale	163
b 2 Este întreruptă faza R	165
b 3 Este întreruptă faza S	167
b 4 Este întreruptă faza T	168
b 5 Determinarea valorilor capacităților condensatoarelor C, C ₁ și C ₂	168
b 6 Redresorul de precizie bialternantă	169
b 7 Circuitul de ieșire al blocului de sesizare a funcționării în două faze, prin controlul tensiunii	169
c Elementele comune ale blocurilor de sesizare a funcționării în două faze	169
4 3 4 Baza de timp a protecției la suprasarcină	171
a Considerații generale	171
b Comanda generatoarelor de semnal dreptunghiular și a divizoarelor de frecvență	172
c Comanda numărătoarelor binare reversibile și a convertorului digital-analogic	175
c 1 Convertoare digital-analogice Considerații generale	175
c 2 Convertorul numeric-analogic al bazei de timp	178
c 3 Comanda convertorului numeric-analogic β DAC-08, pentru realizarea bazei de timp	179
4 3 5 Blocul de protecție la suprasarcină, cu caracteristică dependentă	181
4 3 6 Blocul de protecție împotriva regimului de scurtcircuit	184
4 3 7 Sistemul electronic de afișare a naturii defectului care determină declanșarea contactorului principal	186
4 3 8 Experimentarea releului electronic de protecție, cu caracteristică dependentă	190
4 4 Concluzii	197

CAPITOLUL 5	CONCLUZII GENERALE	199
Anexa 1	Program de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate care acționează transportoare cu bandă	206
Anexa 2	Program de calcul a timpului de pornire al motoarelor asincrone trifazate cu cuplu rezistent dependent de pătratul vitezei	215
Anexa 3	Program de calcul a timpului de pornire a motoarelor asincrone trifazate care acționează o mașină de lucru cu cuplu rezistent de formă oarecare	218
Anexa 4	Relev electronic de timp cu structură variabilă	223
	Brevet de invenție RO 106044/1993	226
	BIBLIOGRAFIE	226