

CAPITOLUL 4

STUDIUL FENOMENULUI DE SCURTCIRCUIT

4.1 Introducere

Instalațiile electrice sunt prevăzute cu protecții la scurtcircuite acolo unde există discontinuități în rețea. Acestea sunt, de regulă, punctele în care se modifică secțiunea transversală. Curentul de scurtcircuit trebuie determinat pentru fiecare nivel în instalație pentru a determina caracteristicile echipamentului care să reziste la solicitările corespunzătoare.

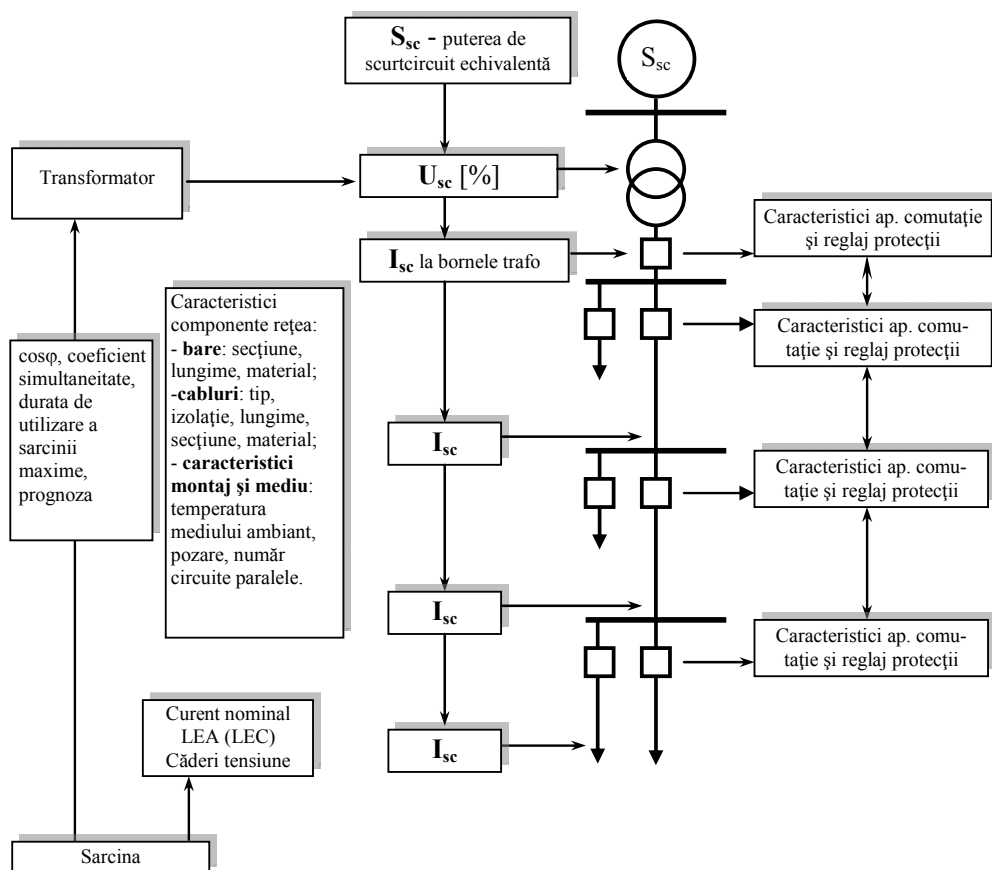


Fig. 4.1 Algoritm de calcul a curenților de scurtcircuit pentru proiectarea instalațiilor electrice

Diagrama din figura 4.1 redă procedura și etapele pentru determinarea curenților de scurtcircuit și parametrii rezultanți corespunzători diverselor protecții. În scopul corectei selectări și reglări a dispozitivelor de protecție se folosesc și graficele din figurile 4.2, 4.3 și 4.4.

În principiu, trebuie calculate două valori ale curentului de defect:

- curentul maxim de scurtcircuit, folosit pentru a determina:
 - capacitatea de rupere a întrerupătoarelor;
 - capacitatea de conectare a întrerupătoarelor;
 - stabilitatea electrodinamică a componentelor de rețea și a echipamentelor de comutare.

Curentul maxim de scurtcircuit corespunde unui defect în imediata apropiere a bornelor din aval ale dispozitivului de protecție. Acesta trebuie calculat exact, cu un coeficient de siguranță.

- curentul minim de scurtcircuit, esențial pentru selectarea caracteristicii timp-curent pentru întrerupătoare și siguranțe, în particular când:

- conductoarele sunt lungi și/sau impedanța sursei este relativ mare;
- protecția vieții depinde de funcționarea întrerupătorului sau a siguranței fuzibile

Important este că valoarea minimă a curentului de scurtcircuit corespunde la un defect la capătul îndepărtat al liniei protejate, în general pentru un scurtcircuit fază-pământ la JT și fază-fază la MT (neutru izolat) în cele mai severe condiții de exploatare (defect la capătul liniei și nu în aval față de protecție, un transformator sub tensiune în cazul existenței a două unități, etc.).

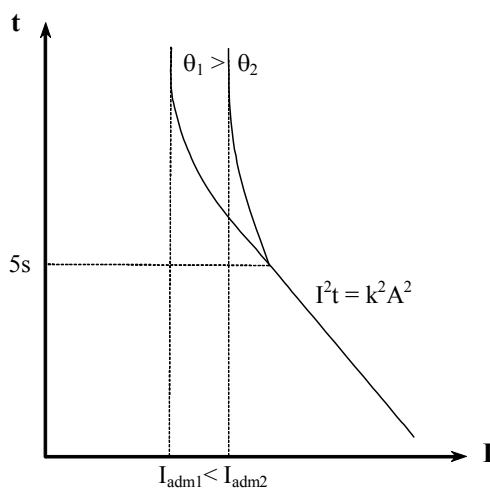


Fig. 4.2 Caracteristica I^2t a unui conductor, în funcție de temperatura mediului ambiant și curentul maxim admisibil

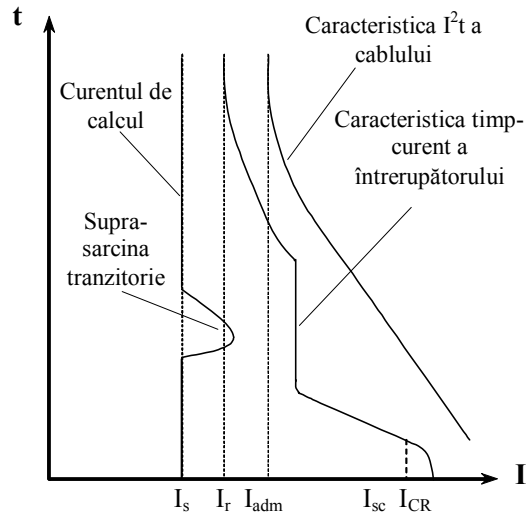


Fig. 4.3 Protecția unui circuit folosind un întrerupător

O altă observație importantă este aceea că, indiferent de tipul scurtcircuitului (curent minim sau maxim) și în orice situație, dispozitivul de protecție trebuie să deconecteze defectul în interiorul unui interval t_d , care să protejeze din punct de vedere al solicitărilor termice, conductorul protejat:

$$\int i^2 dt \leq k^2 A^2 \quad (\text{fig. 4.2, 4.3 și 4.4})$$

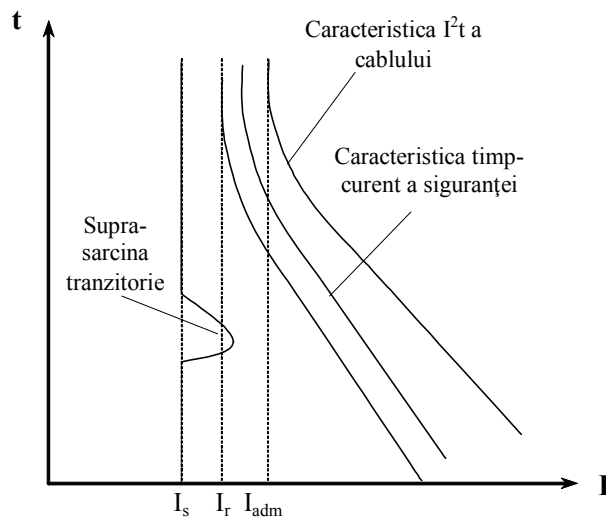


Fig. 4.4 Protecția unui circuit folosind siguranțe

unde A este secțiunea transversală a conductorului iar k este o constantă calculată pe baza diferiților factori de corecție ce țin de pozarea conductoarelor, numărul circuitelor paralele, etc.

4.1.1 Principalele tipuri de scurtcircuite

În instalațiile electrice pot să apară mai multe tipuri de defecte.

Principalele caracteristici ale acestora sunt legate de:

- durată (autolichidare, regimul tranzitoriu, stabilizat);
- cauza;
- aspecte mecanice (ruperea unui conductor, contactul accidental a două conductoare via un alt corp conductor);
- supratensiuni interne sau atmosferice;
- deteriorarea izolației datorită efectelor termice, umidității sau mediului coroziv;
- localizarea (interiorul sau exteriorul unei mașini sau tablou electric);

Scurtcircuitele pot fi:

- fază-pământ, circa 80%;
- fază-fază, circa 15%; acestea degenerază, adesea, în scurtcircuite trifazate;
- trifazate, numai 5%.

Cele trei tipuri de scurtcircuite sunt prezentate în figura 4.5.

Efectele scurtcircuitelor

Efectele sunt variabile depinzând de tipul și durata scurtcircuitului, locul din instalație unde s-a produs ca și de puterea de scurtcircuit a sursei. Efectele includ:

- la locul defectului, prezența arcului electric, determinând:
 - deteriorarea izolației;
 - topirea conductoarelor;
 - incendii și afectarea vieții
- pe circuitul defect, forțe electrodinamice rezultând în
 - deformarea barelor;
 - deconectarea cablurilor;
 - creșterea excesivă a temperaturii prin efect Joule cu riscul deteriorării izolației.
- pe alte circuite din rețea sau de lângă rețeaua considerată:

- goluri de tensiune pe durata necesară izolării defectului, durată care poate fi de la câteva milisecunde la câteva sute de milisecunde;
- deconectarea unei părți a rețelei, mărimea acesteia depinzând de modul de proiectare și de selectivitatea dispozitivelor de protecție;
- instabilitate dinamică și/sau pierderea sincronismului mașinilor electrice;
- perturbații ale circuitelor de control și monitorizare, etc.

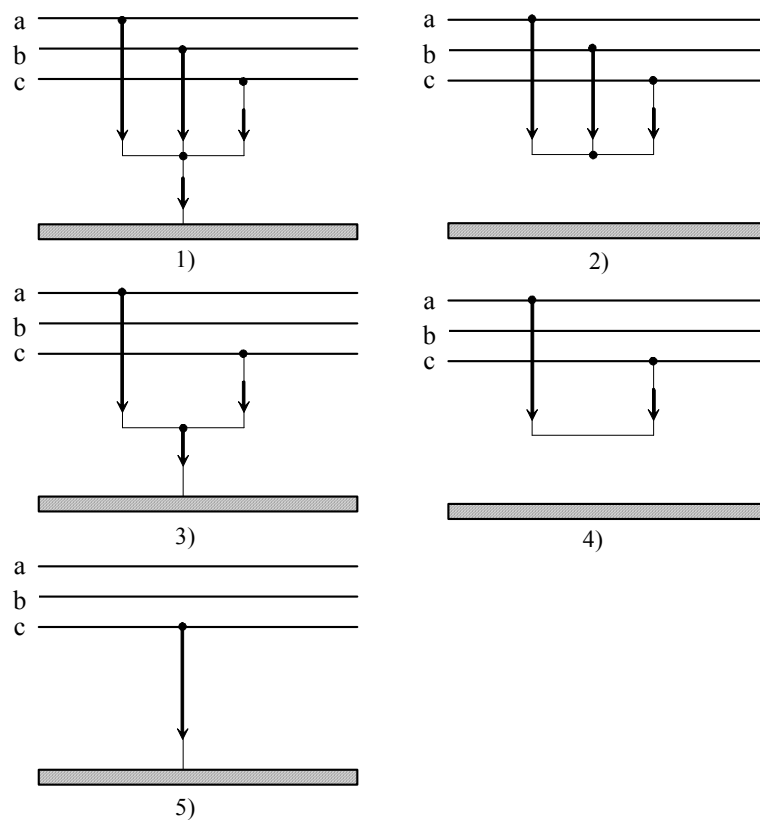


Fig. 4.5 Diferite tipuri de scurtcircuite: 1) 3FN -trifazat cu punere la pământ ;
2) 3F - trifazat fără punere la pământ; 3) 2FN - bifazat cu punere la pământ; 4)
2F - bifazat fără punere la pământ; FN - monofazat

4.1.2 Determinarea curentului de scurtcircuit

O rețea maximum simplificată include o sursă de c.a. de putere constantă, un întrerupător, o impedanță de scurtcircuit care reprezintă impedanța echivalentă a

rețelei din amonte față de întrerupător și o impedanță de sarcină Z_s , conform figurii 4.6.

Într-o rețea reală, impedanța sursei este formată din combinarea tuturor impedanțelor elementelor rețelei din amonte incluzând toate nivelele de tensiune. În fig. 4.6, când întrerupătorul este închis, curentul care apare are valoarea proiectată, de regim normal. Dacă se produce un scurtcircuit între punctele A și B, impedanța neglijabilă dintre aceste două puncte determină un curent de defect de valoare mare I_{sc} limitat numai de impedanța Z_{sc} .

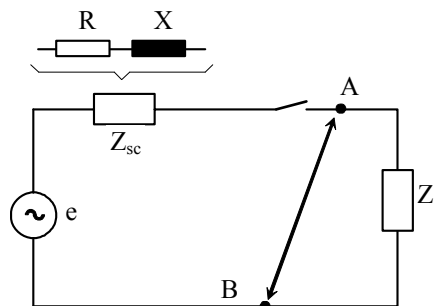


Fig. 4.6 Schema simplificată a rețelei

Curentul I_{sc} se dezvoltă în condiții de regim tranzitoriu, depinzând de reactanța X și de rezistența R care determină impedanța Z_{sc} :

$$Z_{sc} = \sqrt{R^2 + X^2}$$

În rețelele de distribuție, reactanța $X=L\omega$ este, în mod normal, mult mai mare decât rezistența R iar raportul R/X are valori între 0.1 și 0.3. Raportul este virtual egal cu $\cos\varphi_{sc}$ pentru valori mici:

$$\cos\varphi_{sc} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

Totuși, condițiile regimului tranzitoriu care prevalează în evoluția curentului de scurtcircuit diferă, depinzând de distanța dintre locul defectului și sursă. Distanța nu este, în mod necesar, fizică, dar înseamnă că impedanțele generatorului sunt mai mici decât impedanța de legătură dintre generator și locul defectului.

4.1.2.1 Cazul defectului îndepărtat față de generator (sursă de putere infinită)

Dacă se consideră că sursa are o putere infinită, influența impedanței generatorului sincron asupra curentului de scurtcircuit este nulă ($x_g = 0$, $r_g = 0$) și, ca urmare, studiul fenomenului se simplifică mult.

Din punct de vedere practic, se poate considera această situație în cazul în care impedanța sursei este sub 10% din cea totală, de la sursă la locul defectului.

Se consideră un circuit trifazat simetric cu punctul k drept loc al defectului, ca în fig. 4.7. În figura 4.8 este reprezentată schema monofilară echivalentă.

Înainte de producerea scurtcircuitului, tensiunile și curenții formau sisteme simetrice, conform ecuațiilor (4.1), în care α este faza inițială a tensiunii iar φ , defazajul între curent și tensiune înainte de producerea defectului.

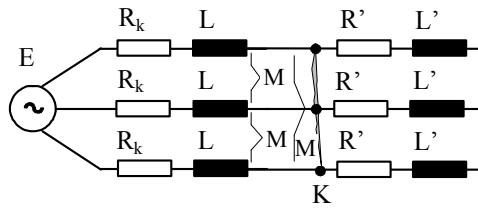


Fig. 4.7 Schema simplificată a circuitului trifazat scurtcircuitat

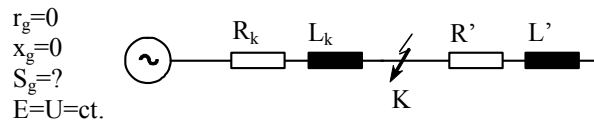


Fig. 4.8 Schema simplificată monofilară a circuitului trifazat scurtcircuitat alimentat de la sursa de putere infinită

$$\begin{cases} e_a = U_m \sin(\omega t + \alpha) \\ e_b = U_m \sin(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = U_m \sin(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \\ i_b = I_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.1)$$

După apariția defectului, impedanța circuitului se micșorează cu R' și L' . Valorile tensiunilor sunt descrise de ecuațiile următoare:

$$\begin{cases} u_a = R_k i_a + L_k \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} \\ u_b = R_k i_b + M \frac{di_a}{dt} + L_k \frac{di_b}{dt} + M \frac{di_c}{dt} \\ u_c = R_k i_c + M \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_b}{dt} + L_k \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (4.2)$$

Circuitul trifazat fiind simetric și funcționând echilibrat, se poate scrie că

$$\underline{i}_a + \underline{i}_b + \underline{i}_c = 0 \quad (4.3)$$

și, dacă se notează $L_k = L - M$ valoarea inductivității rezultante pe fază, se poate scrie generic, pentru orice fază:

$$u_k = R_k i_k + L_k \frac{di_k}{dt} \quad (4.4)$$

Soluția ecuației (4.4) este, pentru faza a:

$$i_k = I_{pm} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) + C e^{-\frac{t}{T_a}} = i_p + i_a \quad (4.5)$$

unde:

- I_{pm} , valoarea maximă a curentului periodic de scurtcircuit;
- $\varphi_k = \arctg(\omega L_k / R_k) = \arctg(X_k / R_k)$;
- $T_a = L_k / R_k = X_k / (\omega R_k)$, constanta de timp a circuitului scurtcircuitat;
- C , constanta de integrare care se obține din condițiile inițiale ale producerii scurtcircuitului.

Analizând expresia (4.5) a curentului de scurtcircuit rezultă că i_p este o componentă periodică, sinusoidală, de frecvență fundamentală iar i_a o componentă aperiodică, amortizată exponențial cu constanta T_a , a cărei valoare inițială este chiar constanta de integrare C ($i_{a0} = C$).

Determinarea constantei C se face considerând faptul că, la $t = 0$, curentul nu se poate modifica brusc deoarece ar rezulta o tensiune indusă ($u_L = L(di/dt)$) infinită. Acest lucru este fizic imposibil astfel că la $t = 0$ curentul de scurtcircuit este egal cu cel din regim normal:

$$\begin{cases} i_{a0} = i_{ka0} = i_{pa0} + i_{aa0} \\ i_{b0} = i_{kb0} = i_{pb0} + i_{ab0} \\ i_{c0} = i_{kc0} = i_{pc0} + i_{ac0} \end{cases} \quad (4.6)$$

Rezultă, pentru faza a

$$C = i_{aa0} = i_{a0} - i_{pa0} \quad (4.7)$$

Similar, pentru fazele b și c.

Se înlocuiește, în expresia generală a curentului de scurtcircuit, valoarea determinată pentru C , dată de relația (4.7) și se obține:

$$i_{ka} = I_{pm} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) + [I_m \sin(\alpha - \varphi) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (4.8)$$

Pe celelalte faze fenomenul este identic dar defazat în timp cu $2\pi/3$:

$$\begin{cases} i_{kb} = I_{pm} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k - \frac{2\pi}{3}) + [I_m \sin(\alpha - \varphi - \frac{2\pi}{3}) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k - \frac{2\pi}{3})] e^{-\frac{t}{T_a}} \\ i_{kc} = I_{pm} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k - \frac{4\pi}{3}) + [I_m \sin(\alpha - \varphi - \frac{4\pi}{3}) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k - \frac{4\pi}{3})] e^{-\frac{t}{T_a}} \end{cases} \quad (4.9)$$

Rezultă că, în momentul apariției scurtcircuitului în punctul k (fig. 4.8), datorită micșorării impedanței circuitului, curentul crește foarte mult și poate fi considerat ca fiind format din două componente: una periodică sinusoidală (i_p) și una aperiodică (i_a) denumită și componenta continuă.

Din punct de vedere practic dar și ca ipoteză de bază în cele ce urmează, rezistența circuitului scurtcircuitat, între sursă și locul defectului, se poate neglija în raport cu reactanța, astfel că defazajul între componenta periodică și tensiune este $\varphi_k \approx \pi/2$ ceea ce înseamnă că tensiunea este defazată înainte cu $\pi/2$ față de componenta periodică a curentului de scurtcircuit.

Figura 4.9 redă cele două componente și curentul total de scurtcircuit.

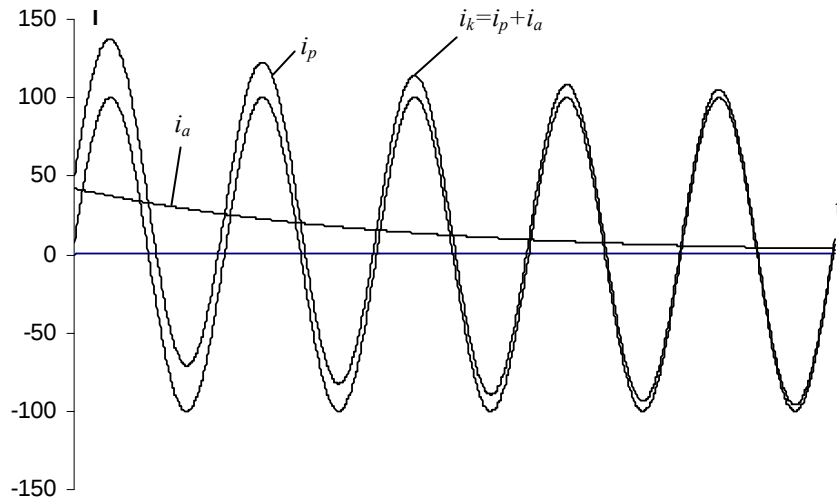


Fig. 4.9 Componentele curentului de scurtcircuit trifazat simetric

4.1.2.1.1 Valorile extreme ale curenților de scurtcircuit în cazul în care, anterior defectului, circuitul funcționa în gol ($I_m = 0$)

În scopul determinării valorilor extreme se folosește ecuația (4.8) și sistemul de ecuații format din derivatele parțiale ale curentului în raport cu variabilele t , α , I_m și φ :

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{ka}}{\partial t} = \omega I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) - \frac{1}{T_a} [I_m \sin(\alpha - \varphi) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{t}{T_a}} = 0 \\ \frac{\partial i_{ka}}{\partial \alpha} = I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) + [I_m \cos(\alpha - \varphi) - I_{pm} \cos(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{t}{T_a}} = 0 \\ \frac{\partial i_{ka}}{\partial I_m} = e^{-\frac{t}{T_a}} \sin(\alpha - \varphi) = 0 \\ \frac{\partial i_{ka}}{\partial \varphi} = -I_m e^{-\frac{t}{T_a}} \cos(\alpha - \varphi) = 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

Din ultimele două ecuații ale sistemului (4.8) rezultă

$$\begin{cases} \sin(\alpha - \varphi) = 0 \Rightarrow \alpha - \varphi = 0 \\ -I_m e^{-\frac{t}{T_a}} = 0 \Rightarrow I_m = 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

Introducând condițiile (4.11) în primele două ecuații ale sistemului (4.10), rezultă:

$$\begin{cases} \omega I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) = -\frac{1}{T_a} I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k) e^{-\frac{t}{T_a}} \\ I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) = I_{pm} \cos(\alpha - \varphi_k) e^{-\frac{t}{T_a}} \end{cases} \quad (4.12)$$

și se obține, făcând raportul, termen cu termen, al celor două ecuații din (4.12):

$$\omega = -\frac{1}{T_a} \operatorname{tg}(\alpha - \varphi_k) \Rightarrow \operatorname{tg}(\alpha - \varphi_k) = -\omega T_a = -\frac{X_k}{R_k}$$

dar $-\frac{X_k}{R_k} = \operatorname{tg}(-\varphi_k)$ deci $\alpha = 0$. Deoarece $\alpha - \varphi = 0$, rezultă că $\varphi = 0$.

Introducând condițiile $\alpha = 0$, $\varphi = 0$, $I_m = 0$ și $\varphi_k = \frac{\pi}{2}$ în cea de a doua ecuație a sistemului (4.10), rezultă:

$$I_{pm} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) = 0$$

Deoarece $I_{pm} \neq 0$ rezultă $\cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) = 0$ ceea ce înseamnă că $\omega t - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}$ deci $t = 0.01s$ pentru $f = 50$ Hz.

Prin urmare, curentul de scurtcircuit are valoarea maximă în condițiile

$$\alpha = 0, \varphi = 0, I_m = 0 \text{ și } t = 0.01s \quad (4.13)$$

Condițiile (4.13), introduse în expresia curentului de scurtcircuit dată de (8), conduc la:

$$i_{ka} = I_{pm} \sin(2\pi f 0.01 - \frac{\pi}{2}) + [0 - I_{pm} \sin(-\frac{\pi}{2})]e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (4.14)$$

Dacă se ține cont și de faptul că $R_k = 0$ ca urmare a faptului că s-a considerat circuitul scurtcircuitat pur inductiv ($\varphi_k = \frac{\pi}{2}$), rezultă că $T_a = \frac{L_k}{R_k} = \infty$, se obține

$$i_{ka} = I_{pm} \sin(\frac{\pi}{2}) - I_{pm} \sin(-\frac{\pi}{2}) = 2I_{pm}$$

În final rezultă că valoarea maximă a curentului de scurtcircuit este

$$i_{ka \max} = 2I_{pm} \quad (4.15)$$

Pe celelalte două faze, b și c, curentul de scurtcircuit maxim se obține în condiții similare, $\varphi = 0$, $I_m = 0$ și $t = 0.01s$ dar pentru $\alpha - \frac{2\pi}{3} = 0$ și respectiv $\alpha - \frac{4\pi}{3} = 0$.

Pentru determinarea valorii minime a curenților de scurtcircuit, examinând relația (4.8), se poate observa că aceasta poate să apară în două situații:

- după un timp relativ mare după momentul producerii defectului ($t \rightarrow \infty$), caz în care există numai componenta periodică de amplitudine I_{pm} ;
- la momentul $t = 0$ dacă $i_{a0} = 0$ ceea ce înseamnă

$$I_m \sin(\alpha - \varphi) = I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k)$$

Dacă se ține cont de ipoteza anterioară conform căreia $\varphi_k = \frac{\pi}{2}$ (circuitul scurtcircuitat este pur inductiv), se poate scrie că:

$$I_m \sin(\alpha - \varphi) = -I_{pm} \cos \alpha \quad (4.16)$$

Egalitatea (4.16) are loc în două cazuri:

$$\begin{aligned} \text{a)} \quad & \begin{cases} I_m = 0 \\ \cos \alpha = 0 \Rightarrow \alpha = \pm \frac{\pi}{2} \end{cases} \\ \text{b)} \quad & \begin{cases} \sin(\alpha - \varphi) = 0 \Rightarrow \alpha - \varphi = 0 \Rightarrow \alpha = \varphi \\ \cos \alpha = 0 \Rightarrow \alpha = \pm \frac{\pi}{2} \Rightarrow \alpha = \varphi = \pm \frac{\pi}{2} \end{cases} \end{aligned}$$

În concluzie, valoarea minimă a curentului de scurtcircuit se atinge dacă la momentul $t = 0$ curentul este nul iar tensiunea are valoarea maximă:
 $u_a = U_m \sin(\pm \frac{\pi}{2})$.

Expresiile curenților de scurtcircuit pe cele trei faze, în cazul în care circuitul funcționa anterior în gol ($I_m = 0$), sunt următoarele:

$$\begin{cases} i_{ka} = I_{pm} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k) e^{-\frac{t}{T_a}} \\ i_{kb} = I_{pm} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k - \frac{2\pi}{3}) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k - \frac{2\pi}{3}) e^{-\frac{t}{T_a}} \\ i_{kc} = I_{pm} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k - \frac{4\pi}{3}) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k - \frac{4\pi}{3}) e^{-\frac{t}{T_a}} \end{cases} \quad (4.17)$$

4.1.2.1.2 Valorile extreme ale curenților de scurtcircuit în cazul în care, anterior defectului, circuitul funcționa în sarcină ($I_m \neq 0$)

Dacă anterior producerii scurtcircuitului curentul de sarcină era diferit de zero, condițiile pentru apariția valorii maxime curentului de defect rezultă din condițiile

$$\frac{\partial i_{ka}}{\partial t} = 0, \quad \frac{\partial i_{ka}}{\partial \alpha} = 0, \quad \frac{\partial i_{ka}}{\partial \varphi} = 0$$

în care i_{ka} este dat de (4.8). Derivatele parțiale menționate sunt:

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{ka}}{\partial t} = \omega I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) - \frac{1}{T_a} [I_m \sin(\alpha - \varphi) - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{t}{T_a}} = 0 \\ \frac{\partial i_{ka}}{\partial \alpha} = I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) + [I_m \cos(\alpha - \varphi) - I_{pm} \cos(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{t}{T_a}} = 0 \\ \frac{\partial i_{ka}}{\partial \varphi} = -I_m e^{-\frac{t}{T_a}} \cos(\alpha - \varphi) = 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

Din ultima ecuație rezultă $\cos(\alpha - \varphi) = 0 \Rightarrow \alpha - \varphi = \pm \frac{\pi}{2}$.

Înlocuind valoarea obținută în primele două ecuații din sistemul (4.18) rezultă:

$$\begin{cases} \omega I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) = \frac{1}{T_a} [\pm I_m - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{t}{T_a}} \\ I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) = I_{pm} \cos(\alpha - \varphi_k) e^{-\frac{t}{T_a}} \end{cases} \quad (4.19)$$

Făcând raportul celor două ecuații, termen cu termen, se obține:

$$\begin{aligned} \omega T_a I_{pm} \cos(\alpha - \varphi_k) &= [\pm I_m - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k)] \\ \frac{\pm I_m - I_{pm} \sin(\alpha - \varphi_k)}{I_{pm} \cos(\alpha - \varphi_k)} &= \omega T_a = \omega \frac{L_k}{R_k} = \frac{X_k}{R_k} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Conform ipotezei inițiale $\varphi_k = \frac{\pi}{2}$ și rezultă

$$\frac{\pm I_m + I_{pm} \cos \alpha}{I_{pm} \sin \alpha} = \infty \Rightarrow \sin \alpha = 0 \Rightarrow \alpha = k\pi; k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (4.21)$$

Valorile extreme ale curentului de scurtcircuit, în cazul $I_m \neq 0$, se obțin pentru $\alpha = k\pi$ și $\alpha - \varphi = \frac{\pi}{2}$. Introducând aceste două condiții în cea de a doua derivată parțială a sistemului (4.18) se obține:

$$I_{pm} \cos(\omega t + \alpha - \varphi_k) + [I_m \cos(\alpha - \varphi) - I_{pm} \cos(\alpha - \varphi_k)] e^{-\frac{t}{T_a}} = 0 \quad (4.22)$$

Pentru prima perioadă ($k = 0$), se obține

$$I_{pm} \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) = 0 \Rightarrow \omega t - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \omega t = \pi \Rightarrow t = 0.01s \quad (4.23)$$

Rezultatele și condițiile menționate până aici, $\alpha = k\pi$, $\alpha - \varphi = \pm \frac{\pi}{2}$, permit stabilirea condițiilor și a situațiilor care conduc la obținerea valorilor extreme. Acestea sunt date de relațiile (4.24).

Setul de valori date de (4.24) la care se adaugă condiția $R_k = 0$ ($T_a = \infty$) se vor înlocui, pe rând în expresia curentului de scurtcircuit dată de (4.8). Rezultatele sunt următoarele:

$$\begin{aligned}
 a) \quad & \alpha = 0, \quad \varphi = -\frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s \\
 b) \quad & \alpha = 0, \quad \varphi = \frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s \\
 c) \quad & \alpha = \pi, \quad \varphi = \frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s \\
 d) \quad & \alpha = \pi, \quad \varphi = -\frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Cazul a) $\alpha = 0, \quad \varphi = -\frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s, \quad \varphi_k = \frac{\pi}{2}, \quad R_k = 0, \quad T_a = \infty :$

$$i_{ka} = I_{pm} \sin(\pi + 0 - \frac{\pi}{2}) + [I_m \sin(0 + \frac{\pi}{2}) - I_{pm} \sin(0 - \frac{\pi}{2})]e^{-\frac{t}{T_a}}$$

Rezultă

$$i_{ka} = I_{pm} + I_m + I_{pm} = 2I_{pm} + I_m \tag{4.25}$$

Cazul b) $\alpha = 0, \quad \varphi = \frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s, \quad \varphi_k = \frac{\pi}{2}, \quad R_k = 0, \quad T_a = \infty$

$$i_{ka} = I_{pm} \sin(\pi - 0 - \frac{\pi}{2}) + [I_m \sin(0 - \frac{\pi}{2}) - I_{pm} \sin(0 - \frac{\pi}{2})]e^{-\frac{t}{T_a}}$$

Rezultă

$$i_{ka} = I_{pm} - I_m + I_{pm} = 2I_{pm} - I_m \tag{4.26}$$

Cazul c) $\alpha = \pi, \quad \varphi = -\frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s, \quad \varphi_k = \frac{\pi}{2}, \quad R_k = 0, \quad T_a = \infty$

$$i_{ka} = I_{pm} \sin(\pi - \pi - \frac{\pi}{2}) + [I_m \sin(\pi + \frac{\pi}{2}) - I_{pm} \sin(\pi - \frac{\pi}{2})]e^{-\frac{t}{T_a}}$$

Rezultă

$$i_{ka} = -I_{pm} - I_m - I_{pm} = -2I_{pm} - I_m \tag{4.27}$$

Cazul d) $\alpha = \pi, \quad \varphi = \frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s, \quad \varphi_k = \frac{\pi}{2}, \quad R_k = 0, \quad T_a = \infty$

$$i_{ka} = I_{pm} \sin(\pi + \pi - \frac{\pi}{2}) + [I_m \sin(\pi - \frac{\pi}{2}) - I_{pm} \sin(\pi - \frac{\pi}{2})]e^{-\frac{t}{T_a}}$$

Rezultă

$$i_{ka} = -I_{pm} + I_m - I_{pm} = -2I_{pm} + I_m \tag{4.28}$$

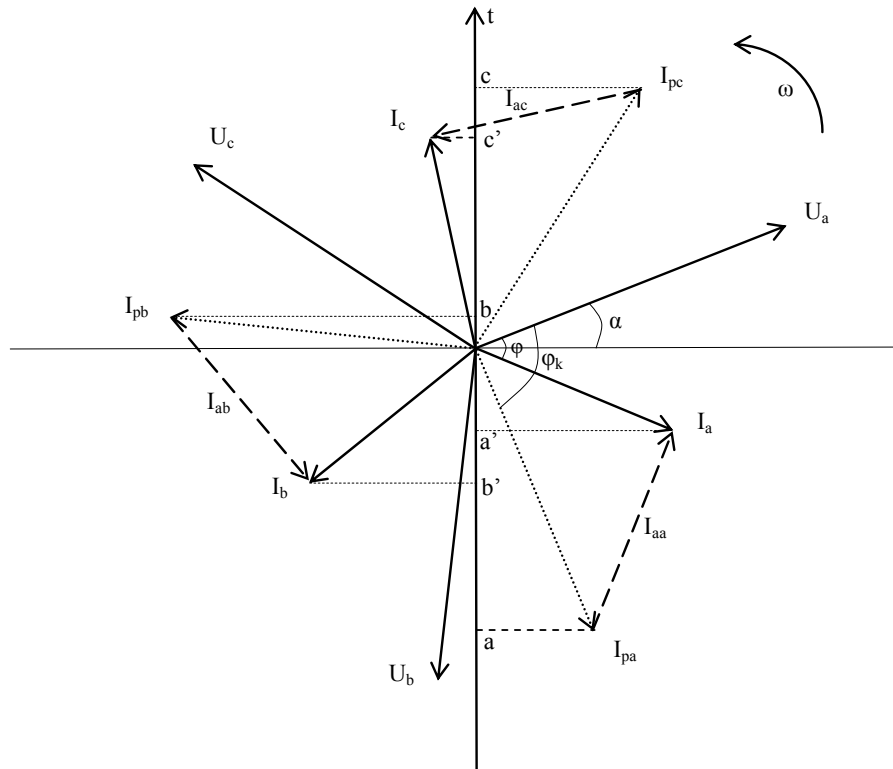


Fig. 4.10 Diagrama fazorială a curenților și tensiunilor la momentul $t = 0$

Curentul maxim este $|2I_{pm} + I_m|$ și apare în cazul în care sarcina anterioară producerii scurtcircuitului avea un caracter capacitiv ($\varphi = -\frac{\pi}{2}$), aspect util din punct de vedere practic, de exemplu pentru situația comutării bateriilor de condensatoare conectate în instalații de medie sau joasă tensiune pentru compensarea factorului de putere.

4.1.2.1.3 Variația în timp a curentului de scurtcircuit. Diagrama fazorială.

Diagrama fazorială a curenților și tensiunilor la momentul $t = 0$ al producerii defectului, pentru cazul sursei de putere infinită, este reprezentată în figura 4.10 pe baza relațiilor (4.1) și (4.8).

Valorile instantanee se obțin făcând proiecția fazorilor pe axa timpului.

Evoluția în timp a tensiunilor și curenților, în regim normal și de scurtcircuit, este prezentată în figura 4.11.

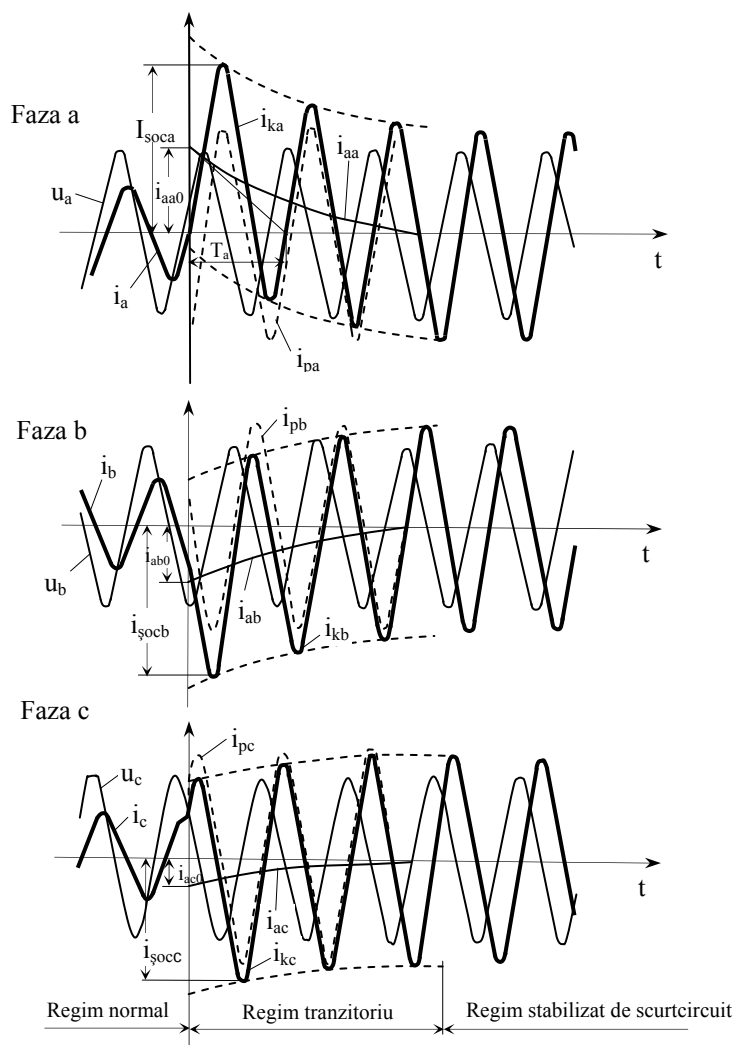


Fig. 4.11 Evoluția în timp a fenomenului de scurtcircuit trifazat simetric pe cele trei faze în cazul sursei de putere infinită (sau al defectului îndepărtat de sursă)

Componenta periodică a curentului de scurtcircuit (i_p) are amplitudinea constantă deoarece s-a considerat tensiunea constantă ca urmare a faptului că sursa este de putere infinită iar căderea de tensiune pe impedanța internă a acesteia este nulă.

Componenta aperiodică se amortizează exponențial cu constanta de timp T_a . Curentul de scurtcircuit total se obține prin sumarea grafică a celor două

componente. Constanta de timp T_a se determină grafic cu ajutorul subtangentei în origine la componenta aperiodică.

Se poate observa că valoarea maximă a curentului de scurtcircuit apare în prima perioadă și este cu atât mai mare cu cât curentul aperiodic inițial este mai mare. Valoarea maximă a curentului de scurtcircuit se numește curent de șoc.

Regimul de funcționare al circuitului, cuprins între $t = 0$ și momentul în care s-a amortizat componenta aperiodică, se numește regim tranzitoriu de scurtcircuit. După acest moment, circuitul se va găsi, teoretic, în regim permanent (stabilizat) de scurtcircuit când există numai componentă periodică a cărei valoare efectivă se notează cu I_∞ . Practic, regimul de scurtcircuit nu durează, în instalațiile reale, decât până în momentul declanșării întrerupătorului care protejează zona respectivă.

4.1.2.1.4 Cazuri particulare

Cazurile particulare se referă la momentul apariției scurtcircuitului în raport cu faza tensiunii (α), la defazajul între curent și tensiune înaintea producerii defectului (φ) și la relația dintre aceste două mărimi care intervin în calcul, cazuri descrise analitic anterior în paragraful 4.1.2.1.2.

Pentru situația în care curentul de sarcină anterior defectului era nul sau poate fi neglijat, se pot defini două cazuri extreme:

- $\alpha = \varphi = \pi/2$, în care nu apare componentă aperiodică iar curentul este același pe durata regimului tranzitoriu și a regimului stabilizat, conform figurii 4.12.

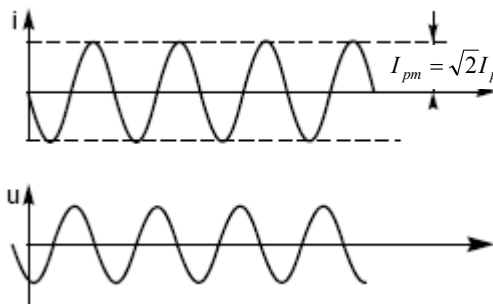


Fig. 4.12 Reprezentarea grafică a situației $\alpha = \varphi = \pi/2$ care determină valoarea minimă a curentului de scurtcircuit și lipsa componentei aperiodice

- $\alpha = 0$, faza inițială a tensiunii este nulă, caz care conduce la o asimetrie extremă a curentului de defect așa cum rezultă din figura 4.13.

4.1.2.1.5 Constanta de timp

Pentru calculul componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit este necesară cunoașterea constantei de timp a circuitului.

În cazul circuitelor simple, neramificate, care conțin rezistențe și inductanțe legate în serie, componenta aperiodică se calculează ușor cu relația

$$i_a = i_{a0} e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (4.29)$$

unde: i_{a0} este valoarea inițială și care se determină din condițiile inițiale; T_a este constanta de timp a circuitului calculată cu relația

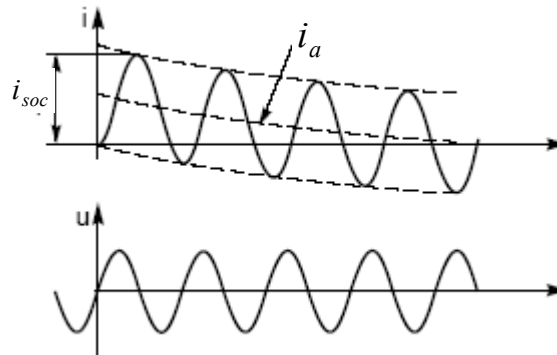


Fig. 4.13 Reprezentarea grafică a situației $\alpha = 0$ care determină valoarea maximă a curentului de scurtcircuit

$$T_a = \frac{\sum_{i=1}^n L_{ki}}{\sum_{i=1}^n R_{ki}}$$

în care L_{ki} și R_{ki} reprezintă inductanța și respectiv rezistența elementului i al circuitului scurtcircuitat.

În cazul circuitelor multiradiale, în stea, componenta aperiodică la locul scurtcircuitului este egală cu suma componentelor aperiodice ale curenților din fiecare ramură:

$$i_a = \sum_{j=1}^n i_{a0j} e^{-\frac{t}{T_{aj}}} \quad (4.30)$$

unde: i_{a0j} este componenta aperiodică inițială a curentului de scurtcircuit din ramura j iar T_{aj} este constanta de timp a ramurii j .

În cazul circuitelor complexe, ramificate, componenta aperiodică într-o ramură se poate determina folosind calculul operațional:

$$i_a = \sum_{j=1}^n i_{a0j} e^{p_j \frac{t}{T_{aj}}} \quad (4.31)$$

unde i_{a0j} este valoarea inițială a curentului aperiodic parțial iar p_j ($j = 1, 2, 3, \dots, n$) sunt rădăcinile ecuației caracteristice $Z(p) = 0$ a circuitului. Dacă ramurile circuitului nu conțin capacități, valorile p_j sunt reale și negative. T_{aj} reprezintă constantele de timp ale curenților aperiodici parțiali.

Determinarea componentei aperiodice în modul prezentat implică un volum mare de calcule, gradul ecuației caracteristice mărindu-se cu câte un ordin pentru fiecare ramură R, L în paralel. În calculele practice se folosește o relație aproximativă care nu conduce la erori mari:

$$i_a = i_{a0} e^{-\frac{t}{T_{ae}}} \quad (4.32)$$

unde i_{a0} este valoarea inițială ce se determină din condițiile inițiale ale ramurii respective iar T_{ae} este constanta de timp echivalentă a circuitului ce se calculează cu relația

$$T_{ae} = \frac{L_{ke}}{R_{ke}}$$

în care L_{ke} este inductanța echivalentă a schemei calculată considerând toate rezistențele sunt nule iar R_{ke} este rezistența echivalentă a schemei calculată considerând toate reactanțele sunt nule.

4.1.2.1.6 Coeficientul de șoc

Curentul total de scurtcircuit va avea valoarea maximă în prima semiperioadă, valoare numită curent de șoc și care se definește astfel:

$$k_{soc} = \frac{i_{soc}}{I_{pm}} \quad (4.33)$$

Coeficientul k_{soc} indică influența componentei aperiodice, denumită și componentă de curent continuu, asupra curentului de șoc.

Dacă se consideră cazul practic cel mai nefavorabil care, așa cum a fost demonstrat anterior în situația în care curentul de sarcină anterior producerii defectului $I_m = 0$, este caracterizat prin condițiile $\alpha = 0$, $\varphi = 0$ în ipoteza $\varphi_k = \frac{\pi}{2}$, curentul de șoc apare la sfârșitul primei semiperioade, la $t = 0.01s$:

$$\begin{aligned}
 i_{k \max} &= i_{soc} = i_{p(t=0.01s)} = i_{p(t=0.01s)} + i_{a(t=0.01s)} \\
 i_{soc} &= I_{pm} \sin(\pi + 0 - \frac{\pi}{2}) + [\sin(0 - 0) - I_{pm} \sin(0 - \frac{\pi}{2})] e^{-\frac{0.01}{T_a}} \\
 i_{soc} &= I_{pm} + I_{pm} e^{-\frac{0.01}{T_a}} \\
 i_{soc} &= \sqrt{2} I_p (1 + e^{-\frac{0.01}{T_a}})
 \end{aligned}$$

unde I_p este valoarea efectivă a componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit.

Rezultă

$$k_{soc} = \frac{i_{soc}}{I_{pm}} = 1 + e^{-\frac{0.01}{T_a}}$$

deci

$$i_{soc} = \sqrt{2} I_p k_{soc} \quad (4.34)$$

Termenul $e^{-\frac{t}{T_a}}$ se numește coeficient de amortizare a componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit.

Se pot considera cazurile extreme:

a) Circuite pur inductive cu $R_k \approx 0$, $T_a \rightarrow \infty$ iar $k_{soc} = 2$. Componenta aperiodică este teoretic neamortizată. Practic, rezistența unui circuit nu este nulă și, ca urmare, $k_{soc} < 2$ iar componenta aperiodică se amortizează într-un timp relativ scurt.

b) Circuite pur rezistive cu $L_k \approx 0$, $T_a = 0$ iar $k_{soc} = 1$. Nu există componentă aperiodică iar durata regimului tranzitoriu de scurtcircuit este zero.

Din cele două cazuri limită rezultă

$$1 < k_{soc} < 2 \quad (4.35)$$

Așa cum a fost demonstrat anterior, în cazul existenței curentului de sarcină ($I_m \neq 0$), condițiile de apariție a valorii maxime a curentului de scurtcircuit sunt

$$\alpha = 0, \quad \varphi = -\frac{\pi}{2}, \quad t = 0.01s, \quad \varphi_k = \frac{\pi}{2}, \quad R_k = 0, \quad T_a = \infty$$

conducând, conform relației (4.25) la un curent de șoc egal cu $2I_{pm} + I_m$. În acest caz coeficientul de șoc este mai mare ca 2:

$$k_{soc} = \frac{i_{soc \max}}{I_{pm}} = \frac{2I_{pm} + I_m}{I_{pm}} = 2 + \frac{I_m}{I_{pm}} > 2$$

Uzual, $X_k/R_k = 15 \div 20$ astfel că $T_a \approx 0.045$. În acest caz

$$k_{soc} = 1 + e^{\frac{0.01}{0.045}} = 1.8$$

și rezultă că

$$i_{soc} = 1.8\sqrt{2}I_p \approx 2.55I_p$$

Coeficientul de șoc, prin intermediul coeficientului de amortizare ($e^{\frac{0.01}{0.045}} = 0.8$) caracterizează influența componentei aperiodice asupra curentului de defect.

Coeficientul de șoc se poate determina și direct, cu ajutorul unor caracteristici, în funcție de parametrii circuitului (X, R) așa cum rezultă din figura 4.14.

4.1.2.2 Cazul scurtcircuitului apropiat de generator (sursa de putere finită)

În paragraful anterior a fost analizat regimul tranzitoriu de scurtcircuit trifazat simetric în cazul sursei de putere infinită, surse teoretic de impedanță nulă și care au tensiunea la borne constantă.

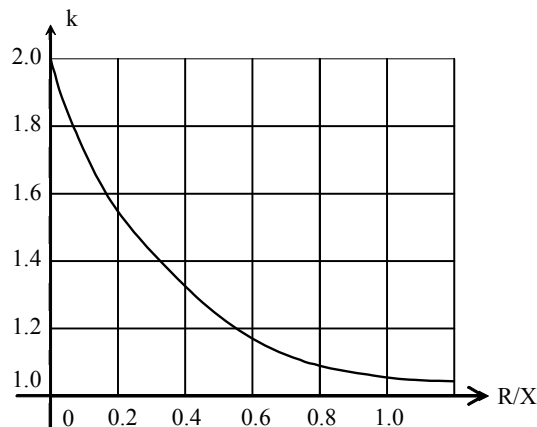


Fig. 4.14 Dependența coeficientului de șoc de raportul R/X

În multe cazuri sursele nu pot fi approximate ca având puterea infinită astfel că tensiunea la bornele lor se modifică în funcție de sarcina cerută. Situații de acest fel se întâlnesc în cazul în care scurtcircuitul are loc la bornele generatorului, pe barele centralei sau în imediata apropiere a acestuia. În aceste situații componenta periodică a curentului de scurtcircuit nu mai păstrează amplitudinea constantă pe parcursul regimului tranzitoriu, așa cum rezultă din figura 4.15.

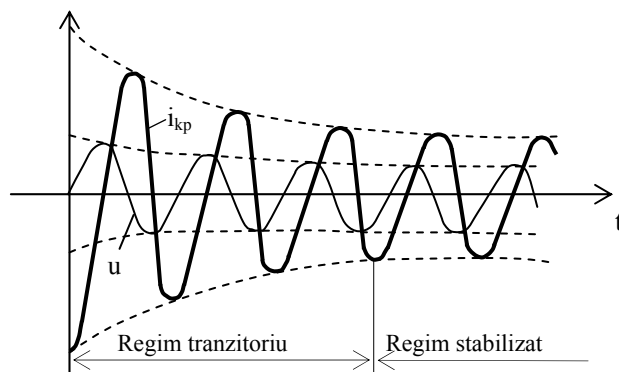


Fig. 4.15 Regimul tranzitoriu de scurtcircuit în cazul generatorului sincron fără RAT

Amplitudinea componentei periodice este determinată atât de variația tensiunii electromotoare (t.e.m.) a generatorului cât și de variația reactanței acestuia. După amortizarea curenților liberi din înfășurările generatorului, curentul periodic se stabilizează la o anumită valoare (I_∞), mai mică decât valoarea inițială cu cât scurtcircuitul este mai apropiat de sursă.

Dacă generatorul are RAT, acesta sesizează scăderea tensiunii la borne și comandă creșterea tensiunii de excitație, deci a t.e.m. Constanta de timp a RAT determină o oarecare întârziere a fenomenului de creștere a amplitudinii curentului de scurtcircuit conform figurii 4.16.

Determinarea expresiei curentului de scurtcircuit în cazul alimentării de la o sursă de putere finită implică studiul comportării generatorului sincron în regim tranzitoriu.

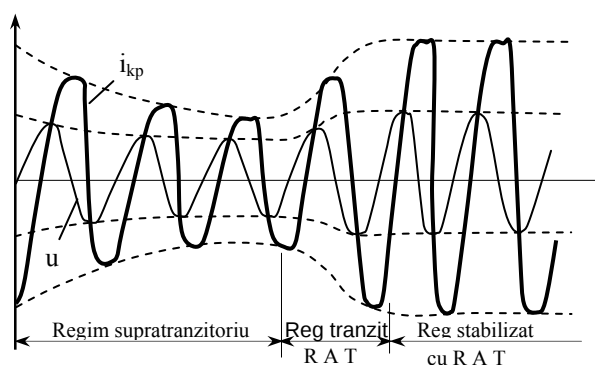


Fig. 4.16 Regimul tranzitoriu de scurtcircuit în cazul generatorului sincron cu RAT

4.1.2.2.1 Modelarea generatorului sincron

Mașina sincronă este astfel construită încât prezintă două axe de simetrie în cuadratură electrică. Deși inducția magnetică în întrefier are o repartitie spațială oarecare, după o curbă alternativă, comportarea mașinii sincrone este determinată în principal de armonica fundamentală. Pentru determinarea ecuațiilor generale într-o formă simplificată, dar fără a introduce erori foarte mari, se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

- se consideră generatorul sincron ca având două axe de simetrie, d și q, în cuadratură electrică, solidare cu rotorul;
- se consideră circuitul magnetic nesaturat ($\mu_{Fe} = \infty$);
- înfășurările sunt repartizate sinusoidal de-a lungul pasului polar;
- întrefierul mașinii, pe un pas polar, este constant;

În aceste condiții se poate considera inducția ca având o repartitie sinusoidală pe un pas polar.

În figura 4.17 sunt prezentate schemele mașinii reale și echivalente.

Ecuațiile diferențiale care descriu funcționarea mașinii reale sunt următoarele:

a) pentru fazele statorice:

$$\begin{cases} u_a = -\frac{d\Psi_a}{dt} - Ri_a \\ u_b = -\frac{d\Psi_b}{dt} - Ri_b \\ u_c = -\frac{d\Psi_c}{dt} - Ri_c \end{cases} \quad (4.36)$$

b) pentru înfășurarea de excitație:

$$u_f = \frac{d\Psi_f}{dt} + R_f i_f \quad (4.37)$$

c) pentru înfășurările de amortizare:

- longitudinală

$$0 = \frac{d\Psi_{1d}}{dt} + R_{1d} i_{1d} \quad (4.38)$$

- transversală

$$0 = \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + R_{1q} i_{1q} \quad (4.39)$$

unde Ψ , R , i reprezintă fluxul total, rezistența și respectiv curentul înfășurării considerate.

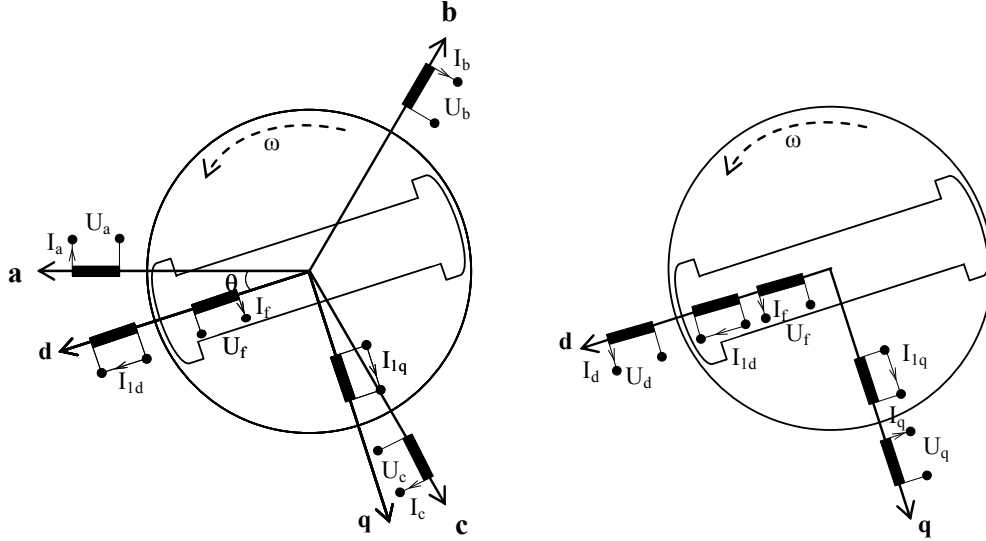


Fig. 4.17 Schema mașinii sincrone reale (a) și echivalente (b)

Diversele înfășurări rotorice, cu excepția celei de excitație, au fost considerate ca fiind concentrate după axele d și q.

Considerând sistemele trifazate de curenți, tensiuni și fluxuri ca fiind simetrice, deci neglijând componenta homopolară, matricea de trecere din coordonate d, q în a, b, c are forma următoare:

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

unde $\theta = \omega t + \theta_0$ reprezintă unghiul axei rotitoare d cu axa fixă a fazei a.

Cu ajutorul matricei (4.40) se pot calcula curentul, fluxul și tensiunea fazei a funcție de aceleași mărimi în coordonate d, q:

$$\begin{cases} i_a = i_d \cos \theta - i_q \sin \theta \\ \Psi_a = \Psi_d \cos \theta - \Psi_q \sin \theta \\ u_a = u_d \cos \theta - u_q \sin \theta \end{cases} \quad (4.41)$$

Înlocuind mărimile (4.41) în prima ecuație din sistemul (4.36), rezultă:

$$u_d \cos \theta - u_q \sin \theta = -\frac{d}{dt}(\Psi_d \cos \theta - \Psi_q \sin \theta) - R(i_d \cos \theta - i_q \sin \theta)$$

sau

$$u_d \cos \theta - u_q \sin \theta = -\cos \theta \frac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_d \sin \theta \frac{d\theta}{dt} + \sin \theta \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_q \cos \theta \frac{d\theta}{dt} - Ri_d \cos \theta + Ri_q \sin \theta$$

Ordonând după $\cos \theta$ și $\sin \theta$, rezultă:

$$\cos \theta (u_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \frac{d\theta}{dt} + Ri_d) - \sin \theta (u_q - \Psi_d \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\Psi_q}{dt} - Ri_q) = 0 \quad (4.42)$$

Pentru ca egalitatea (4.42) să fie îndeplinită trebuie ca

$$\begin{cases} u_d = -\frac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_q \frac{d\theta}{dt} - Ri_d \\ u_q = -\frac{d\Psi_q}{dt} - \Psi_d \frac{d\theta}{dt} - Ri_q \end{cases} \quad (4.43)$$

Relațiile (4.43), împreună cu (4.37), (4.38) și (4.39), reprezintă ecuațiile tensiunilor ansamblului stator – rotor în teoria celor două reacții cu neglijarea componentei homopolare.

Fluxurile totale ale fiecărei înfășurări se reprezintă prin intermediul inductivităților proprii și reciproce. În ceea ce privește inductivitățile reciproce, se consideră numai influența înfășurărilor de pe aceeași axă, cea a înfășurărilor de pe axa perpendiculară considerându-se nulă. Ca urmare, se poate scrie:

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + M_{ad} i_f + M_{ad} i_{1d} \\ \Psi_q = L_q i_q + M_{aq} i_{1q} \\ \Psi_f = L_f i_f + M_{ad} i_d + M_{ad} i_{1d} \\ \Psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + M_{ad} i_d + M_{ad} i_f \\ \Psi_{1q} = L_{1q} i_{1q} + M_{aq} i_q \end{cases} \quad (4.44)$$

unde $L_d, L_q, L_{1d}, L_{1q}, L_f$ sunt inductivitățile proprii ale înfășurărilor statorice după axele d și q, ale înfășurărilor de amortizare longitudinală și transversală și respectiv a înfășurării de excitație iar M_{ad}, M_{aq} sunt inductivitățile reciproce ale înfășurărilor de pe axa d și respectiv q.

4.1.2.2.2 Ecuațiile generatorului sincron sub formă operațională

Ecuațiile (4.37), (4.38), (4.39) și (4.43) au dezavantajul că sunt dificil de rezolvat. Considerând ipoteza inițială conform căreia toate mărimile sunt sinusoidale, se poate folosi calculul operațional care are avantajul că permite

transformarea ecuațiilor diferențiale liniare în ecuații algebrice. Operatorul de derivare d/dt se înlocuiește prin variabila complexă p .

Pentru simplificarea în continuare a calculelor se stabilesc și următoarele condiții:

- mărimile se exprimă în unități relative nominale; în acest mod, considerând rotorul ca având viteza de rotație constantă ω_s , rezultă:

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega_s + \theta_0) = \omega_s$$

iar în unități relative nominale, luând ca mărime de bază pentru viteza de rotație chiar valoarea sincronă, se poate scrie

$$\omega_s^* = 1 \rightarrow \left(\frac{d\theta}{dt}\right)^* = 1$$

- circuitele și mărimile rotorice sunt raportate la stator și exprimate în unități relative nominale;

- se operează numai cu variațiile mărimilor, variații datorate perturbațiilor și notate cu Δ ; valorile totale ale mărimilor respective se vor obține prin sumarea variației la valoarea inițială, aplicând teorema suprapunerii efectelor, lucru posibil întrucât s-a presupus anterior că toate circuitele magnetice sunt nesaturate, deci liniare.

În aceste condiții, ecuațiile (4.37), (4.38), (4.39), (4.43) și (4.44) devin:

$$\Delta u_f(p) = p\Delta\Psi_f(p) + R_f i_f(p) \quad (4.45)$$

$$0 = p\Delta\Psi_{1d}(p) + R_{1d}\Delta i_{1d}(p) \quad (4.46)$$

$$0 = p\Delta\Psi_{1q}(p) + R_{1q}\Delta i_{1q}(p) \quad (4.47)$$

$$\Delta u_d(p) = -p\Delta\Psi_d(p) + \Delta\Psi_q(p) - R\Delta i_d(p) \quad (4.48)$$

$$\Delta u_q(p) = -p\Delta\Psi_q(p) - \Delta\Psi_d(p) - R\Delta i_q(p) \quad (4.49)$$

$$\Delta\Psi_d(p) = X_{ad}\Delta i_f(p) + X_{ad}\Delta i_{1d}(p) + X_d\Delta i_d(p) \quad (4.50)$$

$$\Delta\Psi_q(p) = X_q\Delta i_q(p) + X_{aq}\Delta i_{1q}(p) \quad (4.51)$$

$$\Delta\Psi_f(p) = X_f\Delta i_f(p) + X_{ad}\Delta i_d(p) + X_{ad}\Delta i_{1d}(p) \quad (4.52)$$

$$\Delta\Psi_{1d}(p) = X_{1d}\Delta i_{1d}(p) + X_{ad}\Delta i_d(p) + X_{ad}\Delta i_f(p) \quad (4.53)$$

$$\Delta\Psi_{1q}(p) = X_{1q}\Delta i_{1q}(p) + X_{aq}\Delta i_q(p) \quad (4.54)$$

În expresiile fluxurilor s-au introdus reactanțele și nu inductanțele deoarece, în mărimi relative nominale $x^* = L^*$:

$$L^* = \frac{L}{L_n}; \quad x^* = \frac{\omega_s L}{\omega_s L_n} = \frac{L}{L_n} = L^*$$

4.1.2.2.3 Reactanțele operaționale și constantele de timp

Pentru determinarea expresiei curentului de scurtcircuit este necesară cunoașterea constantelor de timp ale diferitelor înfășurări ale generatorului sincron. Pornind de la ecuațiile operaționale (4.45) ÷ (4.54) determinate mai sus, se pot găsi reactanțele operaționale și apoi constantele de timp.

A) Generatorul sincron fără înfășurări de amortizare

În acest caz $\Delta i_{1d} = 0$ și $\Delta i_{1q} = 0$ astfel că mașina echivalentă va avea doar trei înfășurări: componenta pe axa d a înfășurării statorice, înfășurarea de excitație și respectiv componenta pe axa q a înfășurării statorice. Variațiile fluxurilor celor trei înfășurări, descrise de ecuațiile (4.50), (4.51) și (4.52) devin:

$$\Delta \Psi_d(p) = X_{ad} \Delta i_f(p) + X_d \Delta i_d(p) \quad (4.50')$$

$$\Delta \Psi_q(p) = X_q \Delta i_q(p) \quad (4.51')$$

$$\Delta \Psi_f(p) = X_f \Delta i_f(p) + X_{ad} \Delta i_d(p) \quad (4.52')$$

Din ecuația (4.51') rezultă *reactanța operațională transversală*:

$$X_q(p) = \frac{\Delta \Psi_q(p)}{\Delta i_q(p)} = X_q \quad (4.55)$$

Relația (4.55) arată că, în cazul generatorului sincron fără înfășurări de amortizare, reactanța operațională transversală este constantă și egală cu reactanța sincronă transversală, rezultat evident deoarece pe axa q nu există decât o singură înfășurare.

Pentru determinarea reactanței sincrone longitudinale este necesară efectuarea unor calcule suplimentare.

Se folosesc ecuațiile (4.52') și (4.45) înlocuind, în cea de a doua, variația fluxului înfășurării de excitație dată de prima ecuație. Rezultă:

$$\Delta u_f(p) = pX_f \Delta i_f(p) + pX_{ad} \Delta i_d(p) + R_f \Delta i_f(p)$$

Grupând termenii se obține

$$\Delta u_f(p) = (pX_f + R_f) \Delta i_f(p) + pX_{ad} \Delta i_d(p)$$

de unde rezultă expresia creșterii curentului în înfășurarea de excitație:

$$\Delta i_f(p) = \frac{\Delta u_f(p) - pX_{ad} \Delta i_d(p)}{R_f + pX_f} \quad (4.56)$$

Înlocuind $\Delta i_f(p)$ dată de (4.56) în ecuația (4.50'), rezultă:

$$\Delta \Psi_d(p) = \frac{X_{ad}}{R_f + pX_f} \Delta u_f(p) + \left(X_d - \frac{pX_{ad}^2}{R_f + pX_f} \right) \Delta i_d(p)$$

Se fac notațiile:

$$A(p) = \frac{X_{ad}}{R_f + pX_f} = \frac{X_{ad}}{R_f(1 + pT_{f0})} \quad (4.57)$$

$$X_d(p) = X_d - \frac{pX_{ad}^2}{R_f + pX_f} \quad (4.58)$$

$$\Delta \Psi_d(p) = A(p) \Delta u_f(p) + X_d(p) \Delta i_d(p) \quad (4.59)$$

Expresia reactanței operaționale longitudinale $X_d(p)$ poate fi adusă la o altă formă care evidențiază constanta de timp a curenților liberi. În acest scop, relația (4.58) se scrie astfel:

$$\begin{aligned} X_d(p) &= \frac{X_d(R_f + pX_f) - pX_{ad}^2}{R_f + pX_f} = \frac{X_d + p \frac{X_f}{R_f} \left(X_d - \frac{X_{ad}^2}{X_f} \right)}{R_f + pX_f} = \\ &= \frac{X_d + pT_{f0} X_d'}{1 + pT_{f0}} = X_d \frac{1 + pT_{f0} \frac{X_d'}{X_d}}{1 + pT_{f0}} = X_d \frac{1 + pT_{f0}'}{1 + pT_{f0}} \end{aligned} \quad (4.60)$$

unde:

- $T_{f0} = \frac{X_f}{R_f}$, constanta de timp a înfășurării de excitație cu circuitul statoric deschis (în gol);

- $T_{f0}' = T_{f0} \frac{X_d'}{X_d}$, aceeași constantă de timp dar în cazul circuitului statoric în scurtcircuit;

- $X_d' = X_d - \frac{X_{ad}^2}{X_f}$, reactanța tranzitorie longitudinală.

Relația (4.60) permite și determinarea limitelor de variație a reactanței operaționale longitudinale:

$$\lim_{\substack{p \rightarrow \infty \\ t=0}} X_d(p) = X_d' \quad \lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ t \rightarrow \infty}} X_d(p) = X_d$$

Se constată că reactanța operațională longitudinală are ca valoare inițială valoarea tranzitorie X'_d iar ca valoare finală (la sfârșitul procesului tranzitoriu, după amortizarea curenților liberi) reactanța longitudinală sincronă X_d .

B) Generatorul sincron cu înfășurări de amortizare

În acest caz calculele pentru determinarea reactanțelor operaționale și a constantelor de timp sunt mai laborioase.

Reactanța operațională transversală se determină asemănător reactanței longitudinale de la generatorul fără înfășurări de amortizare, existând același număr de înfășurări pe axele respective. Deosebirea constă în absența creșterii tensiunii în înfășurarea de amortizare aceasta fiind scurtcircuitată.

Cu aceste considerații și ținând seama de mersul calculului la determinarea reactanței longitudinale a generatorului fără înfășurări de amortizare, relațiile finale sunt:

$$\Delta i_{1q}(p) = -\frac{pX_{aq}}{R_{1q} + pX_{1q}} \Delta i_q \quad (4.61)$$

$$\Delta \Psi_q(p) = \left(X_q - \frac{pX_{aq}^2}{R_{1q} + pX_{1q}} \right) \Delta i_{1q} \quad (4.62)$$

Reactanța operațională transversală are expresia:

$$X_q(p) = X_q - \frac{pX_{aq}^2}{R_{1q} + pX_{1q}}$$

sau, după unele transformări:

$$X_q(p) = \frac{X_q + pT_{1q0}X_q''}{1 + pT_{1q0}} = X_q \frac{1 + pT_{1q}''}{1 + pT_{1q0}} \quad (4.63)$$

în care:

- $T_{1q0} = \frac{X_{1q}}{R_{1q}}$, constanta de timp a înfășurării de amortizare transversală, cu

circuitul statoric deschis (în gol);

- $T_{1q}'' = T_{1q0} \frac{X_q''}{X_q}$, aceeași constantă de timp dar cu circuitul statoric în

scurtcircuit;

- $X_q'' = X_q - \frac{X_{aq}^2}{X_{1q}}$, reactanța transversală supratranzitorie.

Similar reactanței operaționale longitudinale a generatorului fără înfășurări de amortizare, se pot determina limitele de variație a reactanței operaționale transversale în cursul procesului tranzitoriu de scurtcircuit:

$$\lim_{\substack{t=0 \\ p \rightarrow \infty}} X_q(p) = X_q'' \quad \lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ t \rightarrow \infty}} X_q(p) = X_q$$

Valoarea inițială a reactanței operaționale transversale este egală cu reactanța supratranzitorie transversală X_q'' pentru ca, după amortizarea curenților liberi în înfășurările axei q, să devină egală cu reactanța sincronă transversală X_q .

Pentru determinarea *reactanței operaționale longitudinale* se ține cont de prezența a trei înfășurări pe axa d. Înlocuind în relațiile (4.45) și (4.46) expresiile mărimilor $\Delta\Psi_f(p)$ dată de relația (4.52) și respectiv $\Delta\Psi_{1d}(p)$ dată de relația (4.53), se obține un sistem de două ecuații având drept necunoscute mărimile $\Delta i_f(p)$ și $\Delta i_{1d}(p)$ de forma:

$$\begin{cases} (R_f + pX_f)\Delta i_f(p) + pX_{ad}\Delta i_{1d}(p) = \Delta u_f(p) - pX_{ad}\Delta i_d(p) \\ pX_{ad}\Delta i_f(p) + (R_{1d} + pX_{1d})\Delta i_{1d}(p) = -pX_{ad}\Delta i_d(p) \end{cases} \quad (4.64)$$

ale cărui soluții sunt:

$$\begin{cases} \Delta i_f(p) = \frac{D_f(p)}{D(p)} \\ \Delta i_{1d}(p) = \frac{D_{1d}(p)}{D(p)} \end{cases} \quad (4.65)$$

unde:

$$\begin{cases} D_f(p) = \begin{vmatrix} \Delta u_f(p) - pX_{ad}\Delta i_d(p) & pX_{ad} \\ -pX_{ad}\Delta i_d(p) & R_{1d} + pX_{1d} \end{vmatrix} \\ D_{1d}(p) = \begin{vmatrix} R_f + pX_f & \Delta u_f - pX_{ad}\Delta i_d(p) \\ pX_{ad} & -pX_{ad}\Delta i_d(p) \end{vmatrix} \\ D(p) = \begin{vmatrix} R_f + pX_f & pX_f \\ pX_{ad} & R_{1d} + pX_{1d} \end{vmatrix} \end{cases} \quad (4.66)$$

Înlocuind mărimile date de (4.65) în (4.50) rezultă:

$$\Delta\Psi_d(p) = X_{ad} \frac{D_f(p)}{D(p)} + X_{ad} \frac{D_{1d}(p)}{D(p)} + X_d \Delta i_d(p) \quad (4.67)$$

După prelucrarea relației (4.67) ținând seama de (4.66) se obține:

$$\Delta\Psi_d(p) = A(p)\Delta u_f(p) + X_d(p)\Delta i_d(p) \quad (4.67')$$

unde:

$$A(p) = \frac{(R_{1d} + pX'_{1d})X_{ad}}{D(p)} \quad (4.68)$$

$$X_d(p) = X_d \frac{D'(p)}{D(p)} \quad (4.69)$$

În relațiile (4.68) și (4.69) notațiile nou introduse au următoarele semnificații:

$$D'(p) = \begin{vmatrix} R_f + pX'_f & pX'_{ad} \\ pX'_{ad} & R_{1d} + pX'_{1d} \end{vmatrix}$$

în care reactanțele, determinate pentru cazul rotorului scurtcircuitat, au forma:

$$X'_{ad} = \frac{X_\sigma X_{ad}}{X_\sigma + X_{ad}} = \frac{X_\sigma X_{ad}}{X_d}$$

$$X'_f = X_f - \frac{X_{ad}^2}{X_d} = X_{\sigma f} + X'_{ad}$$

$$X'_{1d} = X_{1d} - \frac{X_{ad}^2}{X_d} = X_{\sigma 1d} + X'_{ad}$$

unde X_σ , $X_{\sigma f}$ și $X_{\sigma 1d}$ sunt reactanțele de dispersie ale înfășurării statorice, de excitație și de amortizare longitudinală date de relațiile următoare:

$$X_\sigma = X_d - X_{ad}$$

$$X_{\sigma f} = X_f - X_{ad}$$

$$X_{\sigma 1d} = X_{1d} - X_{ad}$$

Dacă se dezvoltă cei doi determinanți din relația (4.69), rezultă:

$$X_d(p) = X_d \frac{(X'_f X'_{1d} - X_{ad}^2)p^2 + (X'_f R_{1d} + X'_{1d} R_f)p + R_f R_{1d}}{(X_f X_{1d} - X_{ad}^2)p^2 + (X_f R_{1d} + X_{1d} R_f)p + R_f R_{1d}} \quad (4.69')$$

din care rezultă:

$$X_d(p) = X_d \frac{\left(\frac{X'_f}{R_f} \frac{X'_{1d}}{R_{1d}} - \frac{X_{ad}^2}{R_f R_{1d}}\right)p^2 + \left(\frac{X'_f}{R_f} + \frac{X'_{1d}}{R_{1d}}\right)p + 1}{\left(\frac{X_f}{R_f} \frac{X_{1d}}{R_{1d}} - \frac{X_{ad}^2}{R_f R_{1d}}\right)p^2 + \left(\frac{X_f}{R_f} + \frac{X_{1d}}{R_{1d}}\right)p + 1} \quad (4.69'')$$

unde: $T_{f0} = X_f / R_f$ este constanta de timp a înfășurării de excitație cu statorul în gol;

$T_{1d0} = X_{1d} / R_{1d}$, constanta de timp a înfășurării de amortizare longitudinală cu statorul în gol;

$T_f' = X_f' / R_f$, constanta de timp a înfășurării de excitație cu circuitul statoric scurtcircuitat;

$T_{1d}' = X_{1d}' / R_{1d}$, constanta de timp a înfășurării de amortizare longitudinală cu circuitul statoric scurtcircuitat.

Relația (4.69'') devine:

$$X_d(p) = X_d \frac{(T_f' T_{1d}' - \frac{X_{ad}^2}{R_f R_{1d}} \frac{X_f' X_{1d}'}{X_f' X_{1d}'}) p^2 + (T_f' + T_{1d}') p + 1}{(T_{f0} T_{1d0} - \frac{X_{ad}^2}{R_f R_{1d}} \frac{X_f X_{1d}}{X_f X_{1d}}) p^2 + (T_{f0} + T_{1d0}) p + 1}$$

sau

$$X_d(p) = X_d \frac{(T_f' T_{1d}' - T_f' T_{1d}' \frac{X_{ad}^2}{X_f' X_{1d}'}) p^2 + (T_f' + T_{1d}') p + 1}{(T_{f0} T_{1d0} - T_{f0} T_{1d0} \frac{X_{ad}^2}{X_f X_{1d}}) p^2 + (T_{f0} + T_{1d0}) p + 1}$$

Ținând seama că $1 - \frac{X_{ad}^2}{X_f X_{1d}} = \sigma_0$ este coeficientul de dispersie la mers în

gol iar $1 - \frac{X_{ad}^2}{X_f' X_{1d}'} = \sigma'$ coeficientul de dispersie la funcționarea în scurtcircuit, se

obține în final expresia reactanței operaționale longitudinale în cazul generatorului sincron cu înfășurări de amortizare:

$$X_d(p) = X_d \frac{\sigma' T_f' T_{1d}' p^2 + (T_f' + T_{1d}') p + 1}{\sigma_0 T_{f0} T_{1d0} p^2 + (T_{f0} + T_{1d0}) p + 1} \quad (4.70)$$

Limitele de variație ale acestei reactanțe sunt:

$$\lim_{\substack{t=0 \\ p \rightarrow \infty}} X_d(p) = X_d \frac{\sigma' T_f' T_{1d}'}{\sigma_0 T_{f0} T_{1d0}} = X_d'' \quad \lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ p \rightarrow 0}} X_d(p) = X_d$$

Valoarea inițială, din momentul producerii scurtcircuitului, este egală cu reactanța supratranzitorie longitudinală iar cea finală, după amortizarea curenților liberi, devine egală cu reactanța sincronă longitudinală.

4.1.2.2.4 Tensiunea electromotoare tranzitorie și supratranzitorie

Pe durata regimului tranzitoriu de scurtcircuit, tensiunea electromotoare a generatorului se modifică datorită variației fluxurilor diverselor înfășurări. Pentru determinarea expresiilor analitice ale tensiunilor electromotoare este necesar să se considere și în acest caz, separat, generatorul fără și cu înfășurări de amortizare.

Pentru determinarea tensiunii electromotoare se va ține seama și de faptul că în circuitele inductive curentul nu poate avea discontinuități (variații bruște).

A) Generatorul sincron fără înfășurări de amortizare

Considerând circuitele magnetice nesaturate, diagrama fluxurilor după axa longitudinală, în regim normal, este reprezentată în figura 4.18a. Curentul din înfășurare de excitație determină fluxul $\underline{\Psi}_f$ care se descompune în fluxul util $\underline{\Psi}_d$ și cel de dispersie $\underline{\Psi}_{\sigma f}$.

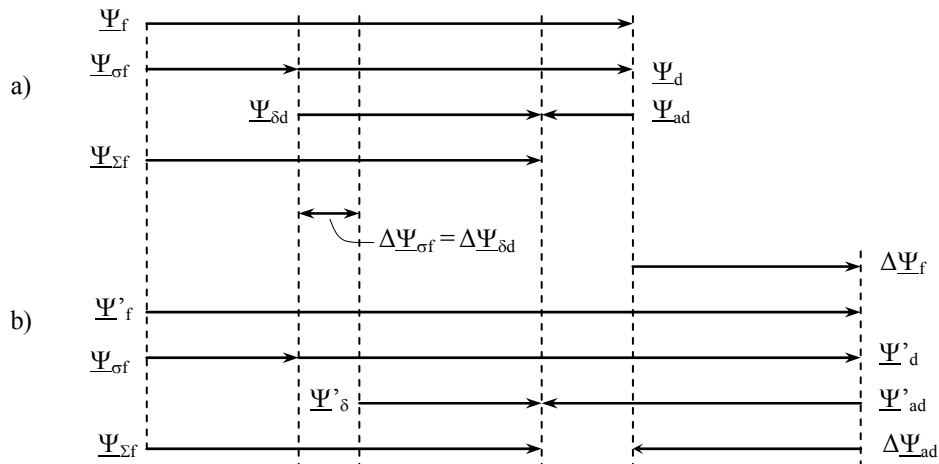


Fig. 4.18 Diagrama fluxurilor generatorului sincron în regim normal (a) și de scurtcircuit (b)

La rândul său, fluxul util $\underline{\Psi}_d$ poate fi considerat ca diferența fazorială dintre fluxul în întrefier $\underline{\Psi}_{\delta d}$ și fluxul de reacție longitudinală a statorului $\underline{\Psi}_{ad}$. Atunci, fluxul de înfășurare a înfășurării de excitație $\underline{\Psi}_{\Sigma f}$ se compune din fluxul de dispersie $\underline{\Psi}_{\sigma f}$ și fluxul în întrefier $\underline{\Psi}_{\delta d}$.

În momentul producerii scurtcircuitului, curentul statoric crește, ceea ce are drept efect mărirea fluxului de reacție longitudinală cu $\Delta \underline{\Psi}_{ad}$ conform figurii 4.18b. Întrucât fluxul de înfășurare al înfășurării de excitație trebuie să rămână constant, în aceasta va apare un curent care dă naștere unui flux suplimentar $\Delta \underline{\Psi}_f$ care anulează creșterea reacției statorice:

$$\Delta \underline{\Psi}_f + \Delta \underline{\Psi}_{ad} = 0 \quad (4.71)$$

Exprimând mărimile în unități relative nominale și, în plus, raportând mărimile rotorice la stator, relația (4.71) devine:

$$\Delta \underline{I}_d X_{ad} + \Delta \underline{I}_f X_f = 0 \quad (4.71')$$

Deoarece se modifică fluxul înfășurării de excitație, de la $\underline{\Psi}_f$ la $\underline{\Psi}_f + \Delta \underline{\Psi}_f$, se modifică și fluxul de dispersie al acestei înfășurări deci și fluxul în întrefier, rămânând constant fluxul de înlănțuire $\underline{\Psi}_{\Sigma f}$ (fig. 4.18b). Ca urmare a modificării fluxului în întrefier se schimbă și tensiunea electromotoare a mașinii. Pentru a determina noua valoare a tensiunii electromotoare se exprimă partea din fluxul de înlănțuire a excitației care este cuplată cu statorul:

$$\underline{\Psi}'_d = (1 - \sigma_f) \underline{\Psi}_{\Sigma f} \quad (4.72)$$

unde

$$\sigma_f = \frac{\underline{\Psi}_{\Sigma f}}{\underline{\Psi}_f} = \frac{X_{\sigma f}}{X_{\sigma f} + X_{ad}}$$

reprezintă coeficientul de dispersie al înfășurării de excitație iar $X_{\sigma f}$ reactanța de scăpări a înfășurării de excitație.

Se mai poate scrie:

$$\begin{aligned} \underline{\Psi}'_d &= (1 - \sigma_f)(\underline{\Psi}_f + \underline{\Psi}_{ad}) = \left(1 - \frac{X_{\sigma f}}{X_{\sigma f} + X_{ad}}\right)(\underline{I}_f X_f + \underline{I}_d X_{ad}) = \\ &= \frac{X_{ad}}{X_{\sigma f} + X_{ad}} [\underline{I}_f (X_{\sigma f} + X_{ad}) + \underline{I}_d X_{ad}] = \underline{I}_f X_{ad} + \underline{I}_d \frac{X_{ad}^2}{X_{\sigma f} + X_{ad}} \end{aligned} \quad (4.73)$$

Acestui flux îi corespunde tensiunea electromotoare:

$$\underline{E}'_q = \underline{E}_q - j \underline{I}_d \frac{X_{ad}^2}{X_{\sigma f} + X_{ad}} = \underline{U}_q + j \underline{I}_d X_d - j \underline{I}_d \frac{X_{ad}^2}{X_{\sigma f} + X_{ad}} = \underline{U}_q + j \underline{I}_d X'_d \quad (4.74)$$

Tensiunea electromotoare determinată cu relația (4.74) reprezintă tensiunea electromotoare tranzitorie și caracterizează generatorul sincron fără înfășurări de amortizare în momentul producerii scurtcircuitului.

B) Generatorul sincron cu înfășurări de amortizare

Repetând raționamentele din cazul mașinii fără înfășurări de amortizare și ținând seama de prezența înfășurării de amortizare longitudinale, se determină expresia tensiunii electromotoare supratranzitorii transversale similară celei exprimate de relația (4.74):

$$\underline{E}''_q = \underline{U}_q + j \underline{I}_d X''_d \quad (4.75)$$

Prezența înfășurării de amortizare transversală determină, în acest caz, apariția unei componente longitudinale a tensiunii electromotoare supratranzitorii:

$$\underline{E}_d'' = \underline{U}_d + j\underline{I}_q X_q'' \quad (4.76)$$

4.1.2.2.5 Calculul curentului de scurtcircuit în cazul sursei de putere finită

Procese electromagnetice tranzitorii, în cazul unui scurtcircuit brusc, ce separă generatorul de restul sistemului sunt destul de complicate. Pentru studierea lor se fac o serie de aproximații simplificatoare care nu deformează esențial desfășurarea reală a fenomenului.

A) Generatorul sincron fără înfășurări de amortizare

La producerea scurtcircuitului, tensiunea la locul defectului se anulează. Ca urmare, variația tensiunii în acest punct este $\Delta U = -U_0$ sau, sub formă operațională

$$\Delta U(p) = -\frac{U_0}{p}$$

unde u_0 este tensiunea anterioară producerii defectului. Componentele variației tensiunii după axele d și q au expresiile:

$$\Delta U_d = -U_{d0} \Leftrightarrow \Delta U_d(p) = -\frac{U_{d0}}{p} \quad (4.77)$$

$$\Delta U_q = -U_{q0} \Leftrightarrow \Delta U_q(p) = -\frac{U_{q0}}{p} \quad (4.78)$$

Dacă se consideră generatorul fără reglaj automat al tensiunii (RAT), în primul moment tensiunea la bornele înfășurării de excitație rămâne constantă ($\Delta U_f = 0$) iar relațiile (4.56) și (4.59) devin

$$\begin{cases} \Delta i_f(p) = -\frac{pX_{ad}\Delta i_d(p)}{R_f + pX_p} \\ \Delta \Psi_d(p) = X_d(p)\Delta i_d(p) \end{cases} \quad (4.79)$$

În continuare, relațiile (4.48) și (4.49) din setul de ecuații operaționale ale generatorului sincron în condițiile în care se ține cont de relația (4.51') și de sistemul (4.79), devin:

$$\begin{cases} \Delta U_d(p) = -\frac{U_{d0}}{p} = -pX_d(p)\Delta i_d(p) + X_q\Delta i_q(p) - R\Delta i_d(p) \\ \Delta U_q(p) = -\frac{U_{q0}}{p} = -pX_q\Delta i_q(p) + X_d(p)\Delta i_d(p) - R\Delta i_q(p) \end{cases}$$

sau, ordonând după $\Delta i_d(p)$ și $\Delta i_q(p)$, obținem:

$$\begin{cases} \frac{U_{d0}}{p} = [pX_d(p) + R]\Delta i_d(p) - X_q\Delta i_q(p) \\ \frac{U_{q0}}{p} = X_d(p)\Delta i_d(p) + (pX_q + R)\Delta i_q(p) \end{cases} \quad (4.80)$$

Determinantul principal al sistemului (4.80) este

$$D(p) = \begin{vmatrix} pX_d(p) + R & -X_q \\ X_d(p) & pX_q + R \end{vmatrix} \Rightarrow D(p) = [pX_d(p) + R](pX_q + R) + X_qX_d(p)$$

Ceilalți determinanți sunt:

$$Di_d(p) = \begin{vmatrix} \frac{U_{d0}}{p} & -X_q \\ \frac{U_{q0}}{p} & pX_q + R \end{vmatrix} \Rightarrow Di_d(p) = \frac{U_{d0}}{p}(pX_q + R) + \frac{U_{q0}}{p}X_q$$

$$Di_q(p) = \begin{vmatrix} pX_d(p) + R & \frac{U_{d0}}{p} \\ X_d(p) & \frac{U_{q0}}{p} \end{vmatrix} \Rightarrow Di_q(p) = \frac{U_{q0}}{p}[pX_d(p) + R] - \frac{U_{d0}}{p}X_d(p)$$

Rezultă:

$$\Delta i_d(p) = \frac{Di_d(p)}{D(p)} = \frac{(R + pX_q)U_{d0} + X_qU_{q0}}{pD(p)} \quad (4.81)$$

$$\Delta i_q(p) = \frac{Di_q(p)}{D(p)} = \frac{[R + pX_d(p)]U_{q0} - X_d(p)U_{d0}}{pD(p)} \quad (4.82)$$

Dacă se ține cont că, așa cum a fost demonstrat anterior, relația (4.60)

$$X_d(p) = X_d \frac{1 + pT'_{f0}}{1 + pT_{f0}}$$

și înlocuind $X_d(p)$ în expresia determinantului principal, acesta devine:

$$D(p) = (R + pX_d \frac{1 + pT'_{f0}}{1 + pT_{f0}})(pX_q + R) + X_qX_d \frac{1 + pT'_{f0}}{1 + pT_{f0}}$$

și dacă de înlocuiește $T'_{f0} = T_{f0} \frac{X'_d}{X_d}$ rezultă:

$$D(p) = (R + p \frac{X_d + pT_{f0}X'_d}{1 + pT_{f0}})(pX_q + R) + X_q \frac{X_d + pT_{f0}X'_d}{1 + pT_{f0}}$$

Ecuția caracteristică, ce va permite calculul necunoscutelor $\Delta i_d(p)$ și $\Delta i_q(p)$, se obține anulând determinantul sistemului:

$$(R + RpT_{f0} + pX_d + p^2T_{f0}X'_d)(pX_q + R) + X_qX_d + X_qpT_{f0}X'_d = 0$$

Dezvoltând și ordonând după p , rezultă:

$$X'_dX_qp^3 + (RX_qT_{f0} + X_dX_q + RX'_dT_{f0})p^2 + (RX_q + RX_d + R^2T_{f0} + X'_dX_qT_{f0})p + R^2 + X_dX_q = 0$$

care, prin împărțire la T_{f0} , devine:

$$X'_dX_qp^3 + (RX_q + RX'_d + \frac{X_dX_q}{T_{f0}})p^2 + (R^2 + X'_dX_q + R\frac{X_d + X_q}{T_{f0}})p + \frac{R^2 + X_dX_q}{T_{f0}} = 0 \quad (4.83)$$

Soluțiile ecuației (4.83) permit determinarea componentelor libere, în număr de trei, ale curenților statorici după axele d și q . Deși prin schimbarea coordonatelor a, b, c în d, q și efectuarea calculelor în operațional, problema determinării componentelor libere se reduce la rezolvarea unei ecuații algebrice de gradul trei, aceasta rămâne dificil de soluționat în cazul general.

Pentru a înlesni rezolvarea ecuației caracteristice (4.83), se consideră unele simplificări suplimentare: astfel, rezistențele R_f și R , fiind mult mai mici decât reactanțele, se pot anula pe rând.

Dacă se anulează rezistența circuitului de excitație, $R_f = 0$, rezultă $T_{f0} = \infty$ iar ecuația caracteristică devine:

$$X'_dX_qp^3 + (RX_q + RX'_d)p^2 + (R^2 + X'_dX_q)p = 0 \quad (4.84)$$

care are următoarele soluții:

$$\begin{cases} p_{1,2} = \frac{-R(X'_d + X_q) \pm \sqrt{[R(X'_d + X_q)]^2 - 4X'_dX_q(X'_dX_q + R^2)}}{2X'_dX_q} \\ p_3 = 0 \end{cases}$$

Soluțiile p_1 și p_2 pot fi scrise și astfel:

$$p_{1,2} = -\frac{R(X'_d + X_q)}{2X'_dX_q} \pm j\sqrt{1 - \left[\frac{R(X'_d - X_q)}{2X'_dX_q}\right]^2} \quad (4.85)$$

Partea reală a soluțiilor $p_{1,2}$ este negativă, rezultând de aici că ambele componente ale curenților liberi sunt amortizate în timp cu constanta

$$T_a = \frac{2X'_d X_q}{R(X'_d + X_q)} = \frac{X_2}{R} \quad (4.86)$$

unde $X_2 = \frac{2X'_d X_q}{R(X'_d + X_q)}$ este reactanța de succesiune inversă a generatorului sincron fără înfășurări de amortizare, pentru armonica de frecvență fundamentală.

Coeficientul părții imaginare a soluțiilor $p_{1,2}$ reprezintă pulsațiile relative ale celor doi curenți liberi, după axele d și q :

$$\omega_{1,2} = \pm \sqrt{1 - \left[\frac{R(X'_d - X_q)}{2X'_d X_q} \right]^2} \quad (4.87)$$

Expresia din paranteză este suficient de mică în raport cu unitatea astfel că se poate neglija și rezultă:

$$\omega_{1,2} = \pm 1$$

iar soluțiile $p_{1,2}$ se pot scrie sub forma:

$$p_{1,2} \approx -\frac{1}{T_a} \pm j \quad (4.88)$$

Cele două soluții, determinate în aproximația $R_f = 0$, concordă suficient de bine cu realitatea; a treia însă ($p_3 = 0$) ar indica neamortizarea curentului liber corespunzător, ceea ce contravine realității. Pentru a o determina cu suficientă corectitudine, în ecuația (4.83) se consideră $R = 0$ și $R_f \neq 0$, ecuație care devine:

$$X'_d X_q p^3 + \frac{X_d X_q}{T_{f0}} p^2 + X'_d X_q p + \frac{X_d X_q}{T_{f0}} = 0$$

Rezultă

$$X_q (p^2 + 1) \left(X'_d p + \frac{X_d}{T_{f0}} \right) = 0 \quad (4.89)$$

din care rezultă cea de a treia soluție:

$$p_3 = -\frac{X_d}{X'_d T_{f0}} \quad (4.90)$$

care, fiind reală și negativă, indică faptul că respectiva componentă liberă este o exponențială amortizată în timp cu constanta

$$T'_d = -\frac{1}{p_3} = T_{f0} \frac{X'_d}{X_d} \quad (4.91)$$

Odată determinate soluțiile ecuației caracteristice, se poate trece de la imaginile curenților date de relațiile (4.81) și (4.82) la originalele lor în funcție de

timp. Pentru a simplifica metodologia de trecere se consideră rezistențele statorice și rotorice ca fiind nule. Această ipoteză nu conduce la erori mari în ceea ce privește valorile curenților deoarece rezistențele sunt mult mai mici decât reactanțele. Totuși, considerarea rezistențelor ca fiind nule, ar conduce la concluzia neamortizării componentelor libere ceea ce nu ar fi adevărat. Pentru a înlătura această eroare, în componentele libere determinate în ipoteza anulării rezistențelor, se vor introduce constantele de timp determinate mai sus, relațiile (4.86) și (4.91).

Ca urmare, dacă $R = 0$ și $R_f = 0$, relațiile (4.81) și (4.82) devin:

$$\Delta i_d(p) = \frac{pX_q U_{d0} + X_q U_{q0}}{p(1+p^2)X'_d X_q} = \frac{U_{d0}}{(1+p^2)X'_d}$$

$$\Delta i_q(p) = \frac{pX_d(p)U_{q0} - X_d(p)U_{d0}}{p(1+p^2)X'_d X_q}$$

în care s-a ținut cont că $X_d(p) = X'_d$ pentru $R = R_f = 0$.

Folosind relațiile de trecere de la imagini la original:

$$\frac{1}{1+p^2} \Leftrightarrow \sin t \quad \text{și} \quad \frac{1}{p(1+p^2)} \Leftrightarrow 1 - \cos t$$

se obțin expresiile originalelor creșterilor curenților:

$$\Delta i_d(t) = \frac{U_{d0}}{X'_d} \sin t + \frac{U_{q0}}{X'_d} (1 - \cos t) \quad (4.92)$$

$$\Delta i_q(t) = \frac{U_{q0}}{X_q} \sin t - \frac{U_{d0}}{X_q} (1 - \cos t) \quad (4.93)$$

Dacă se ține seama că

$$U_{q0} = E'_{q0} - X'_d i_{d0} \rightarrow i_{d0} = \frac{E'_{q0}}{X'_d} - \frac{U_{q0}}{X'_d}$$

$$U_{d0} = X_q i_{q0} \rightarrow i_{q0} = \frac{U_{d0}}{X_q}$$

și aplicând teorema suprapunerii efectelor, se obțin curenții după cele două axe:

$$i_d = i_{d0} + \Delta i_d = \frac{E'_{q0}}{X'_d} + \frac{U_{d0}}{X'_d} \sin t - \frac{U_{q0}}{X'_d} \cos t \quad (4.94)$$

$$i_q = i_{q0} + \Delta i_q = \frac{U_{q0}}{X_q} \sin t + \frac{U_{d0}}{X_q} \cos t \quad (4.95)$$

În expresiile (4.94) și (4.95), termenul E'_{q0} / X'_d reprezintă valoarea inițială a componentei periodice a curentului de scurtcircuit iar ceilalți termeni,

componentele libere, în ipoteza supraconductibilității circuitelor (anularea rezistențelor statorice și rotorice). Dacă se iau în considerare constantele de timp, deci amortizarea componentelor libere și faptul că la sfârșitul regimului tranzitoriu componenta periodică devine E_{q0} / X_d , relațiile (4.94) și (4.95) devin:

$$i_d = \frac{E_{q0}}{X_d} + \left(\frac{E'_{q0}}{X'_d} - \frac{E_{q0}}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \frac{U_{d0}}{X'_d} e^{-\frac{t}{T_a}} \sin t - \frac{U_{q0}}{X'_d} e^{-\frac{t}{T_a}} \cos t \quad (4.94')$$

$$i_q = \frac{U_{q0}}{X_q} e^{-\frac{t}{T_a}} \sin t + \frac{U_{d0}}{X_q} e^{-\frac{t}{T_a}} \cos t \quad (4.95')$$

Folosind matricea de transformare (4.40) pentru trecerea din coordonate d, q în coordonate a, b, c se poate scrie expresia curentului de scurtcircuit pe faza a:

$$\begin{aligned} i_{ka} = i_d \cos(t + \theta_0) - i_q \sin(t + \theta_0) = & \left[\frac{E_{q0}}{X_d} + \left(\frac{E'_{q0}}{X'_d} - \frac{E_{q0}}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} \right] \cos(t + \theta_0) + \\ & + \frac{U_{d0}}{X'_d} e^{-\frac{t}{T_a}} \sin t \cos(t + \theta_0) - \frac{U_{q0}}{X'_d} e^{-\frac{t}{T_a}} \cos t \cos(t + \theta_0) - \frac{U_{q0}}{X_q} e^{-\frac{t}{T_a}} \sin t \sin(t + \theta_0) - \\ & - \frac{U_{d0}}{X_q} e^{-\frac{t}{T_a}} \cos t \sin(t + \theta_0) \end{aligned}$$

Dacă se utilizează relațiile cunoscute din trigonometrie

$$\begin{aligned} \sin \alpha \sin \beta &= \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)] \\ \cos \alpha \cos \beta &= \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)] \\ \sin \alpha \cos \beta &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)] \end{aligned}$$

expresia curentului de scurtcircuit poate fi scrisă sub forma

$$\begin{aligned} i_{ka} = & \left[\frac{E_{q0}}{X_d} + \left(\frac{E'_{q0}}{X'_d} - \frac{E_{q0}}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} \right] \cos(t + \theta_0) - \frac{X'_d + X_q}{2X'_d X_q} (U_{d0} \sin \theta_0 + U_{q0} \cos \theta_0) e^{-\frac{t}{T_a}} \\ & + \frac{X_q - X'_d}{2X'_d X_q} [U_{d0} \sin(2t + \theta_0) - U_{q0} \cos(2t + \theta_0)] e^{-\frac{t}{T_a}} \end{aligned} \quad (4.96)$$

Expresiile curenților de scurtcircuit pe celelalte faze sunt similare, cu mențiunea că în argumentele funcțiilor trigonometrice se scad $2\pi/3$ respectiv $4\pi/3$, corespunzător fazelor b și c.

Analiza relației (4.96) a curentului de scurtcircuit conduce la următoarele concluzii:

- există o componentă de frecvență fundamentală a cărei amplitudine conține un termen constant în timp E_{q0}/X_d , ce reprezintă amplitudinea curentului de scurtcircuit stabilizat, peste care se suprapune o componentă amortizată cu constanta de timp T'_d . La momentul inițial, componenta aperiodică amortizată are valoarea E'_{q0}/X'_d ;
- a doua componentă din ecuația (4.96) este cea aperiodică, denumită și de c.c., amortizată în timp cu constanta T_a ;
- cea de a treia componentă este de frecvență dublă, amortizată în timp cu constanta T_a ; ea este determinată de nesimetria rotorului și, așa cum se observă analizând relația (4.96), în cazul rotorului simetric ($X_q \approx X'_d$) această componentă este nulă sau, practic, neglijabilă.

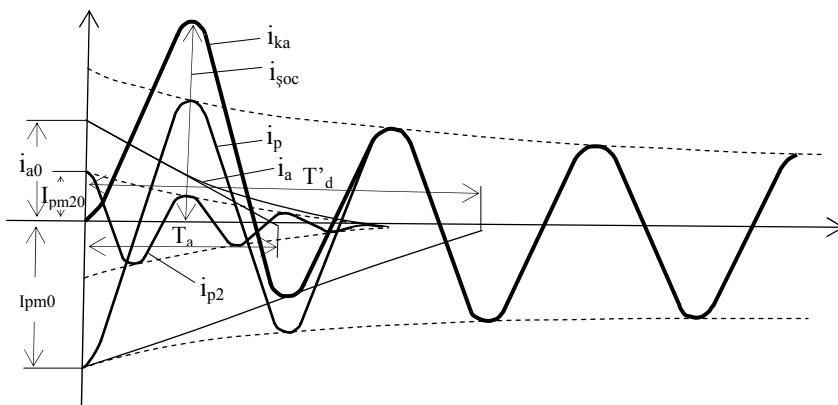


Fig. 4.19 Curentul total și componentele sale, în cazul scurtcircuitului trifazat simetric la bornele generatorului fără înfășurări de amortizare și care funcționa, anterior producerii defectului, în gol

Relația (4.96) permite determinarea expresiei curentului de scurtcircuit atât în cazul defectului la bornele generatorului cât și într-un punct oarecare al rețelei la care acesta este conectat. În al doilea caz, la reactanțele statorice trebuie adăugată valoarea reactanței exterioare, până la locul defectului. Același lucru trebuie făcut și pentru calculul constantelor de timp: la rezistența statorică R se adaugă rezistența exterioară R_{ext} .

Ca valori pentru tensiunile U_{d0} și U_{q0} se consideră cele din punctul de scurtcircuit, în momentul imediat anterior apariției defectului.

În figura 4.19 este reprezentat curentul de scurtcircuit pe faza a, conform relației (4.96). S-a considerat că generatorul funcționa anterior în gol, deci $i_{ka0} = 0$. Ca urmare, la $t = 0$ trebuie respectată condiția

$$i_{a0} + I_{pm20} = I_{pm0}$$

unde i_{a0} este valoarea inițială a componentei aperiodice, i_{pm20} valoarea maximă inițială a componentei periodice de frecvență dublă iar i_{pm0} este valoarea maximă inițială a componentei periodice de frecvență fundamentală.

Curentul total i_{ka} rezultă prin însumarea grafică a celor trei componente. După amortizarea componentelor libere, curentul pe fază se stabilizează la valoarea corespunzătoare regimului permanent de scurtcircuit, $E_q/X_d \cos(t+\theta_0)$.

B) Generatorul sincron cu înfășurări de amortizare

Determinarea expresiei curentului de scurtcircuit în acest caz este mai dificilă din cauza prezenței înfășurărilor de amortizare care complică evoluția reactanțelor operaționale. Din aceeași cauză ecuația caracteristică devine de ordinul cinci.

Calculul comportă aceleași etape ca la generatorul sincron fără înfășurări de amortizare. Folosind aceleași premize ca și în cazul precedent (lipsa reglajului automat, variația tensiunii în punctul de scurtcircuit) relațiile (4.80) devin

$$\begin{cases} \Delta U_d(p) = \frac{U_{d0}}{p} = [R + pX_d(p)]\Delta i_d(p) - X_q(p)\Delta i_q(p) \\ \Delta U_q(p) = \frac{U_{q0}}{p} = X_d(p)\Delta i_d(p) + [R + pX_q(p)]\Delta i_q(p) \end{cases} \quad (4.97)$$

singura deosebire față de relațiile (4.80) constând în aceea că a fost introdusă reactanța operațională $X_q(p)$ în locul reactanței X_q . Soluția sistemului (4.97) este:

$$\begin{cases} \Delta i_d(p) = \frac{D i_d(p)}{D(p)} = \frac{[R + pX_q(p)]U_{d0} + X_q(p)U_{q0}}{pD(p)} \\ \Delta i_q(p) = \frac{D i_q(p)}{D(p)} = \frac{[R + pX_d(p)]U_{q0} - X_d(p)U_{d0}}{pD(p)} \end{cases} \quad (4.98)$$

unde $D(p)$ este determinantul principal al sistemului și are expresia

$$D(p) = [R + pX_d(p)][R + pX_q(p)] + X_d(p)X_q(p) \quad (4.99)$$

Înlocuind în relația (4.99) reactanțele operaționale date de (4.63) și (4.70) pentru generatorul sincron cu înfășurări de amortizare, obținem:

$$D(p) = \frac{a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5}{[\sigma_0 T_{f0} T_{1d0} + (T_{f0} + T_{1d0})p + 1](1 + pT_{1q0})} \quad (4.100)$$

unde:

$$\begin{aligned}
a_0 &= X_d X_q \sigma' T_f' T_{1d}' T_{1q}'' \\
a_1 &= R(X_d' T_f' T_{1d}' T_{1q0} + X_q \sigma_0 T_{f0} T_{1d0} T_{1q}'') + X_d X_q [\sigma' T_f' T_{1d}' + (T_f' + T_{1d}') T_{1q}'' \\
a_2 &= R^2 \sigma_0 T_{f0} T_{1d0} T_{1q0} + R X_q [\sigma_0 T_{f0} T_{1d0} + (T_{f0} + T_{1d0}) T_{1q}'] + R X_d (\sigma' T_f' T_{1d}' \\
&\quad + (T_f' + T_{1d}') T_{1q0}) + (X_d X_q [T_f' + T_{1d}' + (1 + \sigma' T_f' T_{1d}') T_{1q}'']) \\
a_3 &= R^2 [\sigma_0 T_{f0} T_{1d0} + (T_{f0} + T_{1d0}) T_{1q0}] + R X_q (T_{f0} + T_{1d0} + T_{1q}'') + \\
&\quad + R X_d (T_f' + T_{1d}' + T_{1q0}) + X_d X_q [\sigma' T_f' T_{1d}' + T_{1q}'' (T_f' + T_{1d}') + 1] \\
a_4 &= R^2 (T_{f0} + T_{1d0} + T_{1q0}) + R(X_d + X_q) + X_d X_q (T_f' + T_{1d}' + T_{1q}'') \\
a_5 &= R^2 + X_d X_q
\end{aligned} \tag{4.101}$$

Anulând expresia determinantului principal (4.100) se obține ecuația caracteristică

$$a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5 = 0 \tag{4.102}$$

ai cărei coeficienți sunt dați de relațiile (4.101).

Rezolvarea ecuației caracteristice în cazul general este imposibilă. Ca urmare, pentru determinarea soluțiilor aproximative se va proceda la fel ca la rezolvarea ecuației (4.83), în cazul generatorului sincron fără înfășurări de amortizare.

Astfel, se consideră mai întâi circuitele rotorice supraconductoare, ceea ce înseamnă că

$$R_f = R_{1d} = R_{1q} = 0$$

ceea ce determină

$$T_{f0} = T_{1d0} = T_{1q0} = \infty$$

și

$$X_d(p) = X_d'' \quad \text{iar} \quad X_q(p) = X_q''$$

asa cum rezultă din demonstrația următoare.

Pentru determinarea lui $X_d(p)$ se anulează rezistențele rotorice în expresia (4.69') și rezultă:

$$X_d(p) = X_d \frac{(X_f' X_{1d}' - X_{ad}'^2) p^2}{(X_f X_{1d} - X_{ad}^2) p^2}$$

și, ținând cont că

$$\begin{aligned}
X_{ad}' &= X_\sigma \frac{X_{ad}}{X_d}; & X_f' &= X_{\sigma f} + X_{ad}'; & X_{1d}' &= X_{\sigma 1d} + X_{ad}' \\
X_d &= X_\sigma + X_{ad}; & X_f &= X_{\sigma f} + X_{ad}; & X_{1d} &= X_{\sigma 1d} + X_{ad}
\end{aligned}$$

rezultă:

$$X_d(p) = X_d \frac{(X_{\sigma f} + X'_{ad})(X_{\sigma 1d} + X'_{ad}) - X'^2_{ad}}{(X_{\sigma f} + X_{ad})(X_{\sigma 1d} + X_{ad}) - X^2_{ad}} = X_d \frac{X_{\sigma f} X_{\sigma 1d} + X_{\sigma} \frac{X_{ad}}{X_d} (X_{\sigma f} + X_{\sigma 1d})}{X_{\sigma f} X_{\sigma 1d} + X_{ad} (X_{\sigma f} + X_{\sigma 1d})}$$

$$= \frac{X_{ad} X_{\sigma f} X_{\sigma 1d} + X_{\sigma} [X_{\sigma f} X_{\sigma 1d} + X_{ad} (X_{\sigma f} + X_{\sigma 1d})]}{X_{\sigma f} X_{\sigma 1d} + X_{ad} (X_{\sigma f} + X_{\sigma 1d})} = X_{\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{\sigma f}} + \frac{1}{X_{\sigma 1d}}} = X''_d$$

Pentru determinarea lui $X_q(p)$ se consideră expresia (4.63) în care se anulează rezistența R_{lq} ($T_{lq0} = \infty$) și rezultă:

$$X_q(p) = \frac{X_q + pT_{lq0}X''_q}{1 + pT_{lq0}} = X''_q$$

În aceste condiții, relația (4.99) devine:

$$D(p) = (R + pX''_d)(R + pX''_q) + X''_d X''_q \quad (4.99')$$

iar ecuația caracteristică se simplifică:

$$X''_d X''_q p^2 + R(X''_d + X''_q)p + (R^2 + X''_d X''_q) = 0 \quad (4.103)$$

ale cărei soluții sunt:

$$p_{1,2} = -\frac{R(X''_d + X''_q)}{2X''_d X''_q} \pm j \sqrt{1 - \left[\frac{R(X''_q - X''_d)}{2X''_d X''_q} \right]^2} \quad (4.104)$$

Ca urmare, constanta de timp a curenților liberi, determinați cu aceste soluții, este:

$$T_a = \frac{2X''_d X''_q}{R(X''_d + X''_q)} = \frac{X_2}{R} \quad (4.105)$$

unde $X_2 = \frac{2X''_d X''_q}{X''_d + X''_q}$ reprezintă reactanța de succesiune inversă a generatorului

sincron cu înfășurări de amortizare.

Pentru calculul aproximativ a celorlalte trei soluții, în relația (4.100) se anulează rezistența rotorică R , restul rezistențelor fiind nenule. Se obține:

$$D(p) = (p^2 + 1)X_d(p)X_q(p) \quad (4.106)$$

Soluțiile se obțin anulând, pe rând, reactanțele operaționale. Ținând seama de relația (4.70), anularea reactanței operaționale longitudinale conduce la ecuația

$$\sigma' T_f' T_{ld}' p^2 + (T_f' + T_{ld}') p + 1 = 0 \quad (4.107)$$

ale cărei soluții sunt:

$$p_{3,4} = \frac{-(T_f' + T_{ld}') \pm \sqrt{(T_f' + T_{ld}')^2 - 4\sigma' T_f' T_{ld}'}}{2\sigma' T_f' T_{ld}'} = -\frac{(T_f' + T_{ld}')}{2\sigma' T_f' T_{ld}'} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{4\sigma' T_f' T_{ld}'}{(T_f' + T_{ld}')^2}} \right) \quad (4.108)$$

Rezultă constantele de timp ale curenților liberi, determinați cu soluțiile (4.108), ca fiind:

$$T_d' = -\frac{1}{p_3} = \frac{2}{1-\alpha} \frac{\sigma' T_f' T_{ld}'}{T_f' + T_{ld}'} = \frac{2(1+\alpha)}{1-\alpha^2} \frac{\sigma' T_f' T_{ld}'}{T_f' + T_{ld}'} = \frac{1+\alpha}{2} (T_f' + T_{ld}') \quad (4.109)$$

și

$$T_d'' = -\frac{1}{p_4} = \frac{2}{1+\alpha} \frac{\sigma' T_f' T_{ld}'}{T_f' + T_{ld}'} \quad (4.110)$$

unde, cu α s-a notat radicalul din expresia soluțiilor $p_{3,4}$. În cazul scurtcircuitelor relativ îndepărtate, reacția statorică are valori mici deci cuplajul magnetic cu rotorul crește astfel încât coeficientul de dispersie σ' are valori mici. În aceste condiții $\alpha \approx 1$ iar constantele de timp T_d' și T_d'' devin:

$$T_d' \approx T_f' + T_{ld}' \quad (4.109')$$

$$T_d'' \approx \frac{\sigma' T_f' T_{ld}'}{T_f' + T_{ld}'} \quad (4.109'')$$

În final, pentru determinarea aproximativă a celei de a cincea soluții a ecuației caracteristice (4.102), se anulează reactanța operațională transversală (4.63) obținându-se:

$$T_{1q0} X_q'' p + X_q = 0 \quad (4.111)$$

a cărei soluție este:

$$p_5 = -\frac{X_q}{T_{1q0} X_q''}$$

iar constanta de timp corespunzătoare:

$$T_q'' = -\frac{1}{p_5} = T_{1q0} \frac{X_q''}{X_q} \quad (4.112)$$

În continuare, determinarea curenților $i_d(t)$ și $i_q(t)$ se face ca în cazul generatorului sincron fără înfășurări de amortizare, cu următoarele precizări:

a) Expresia componentei periodice a curentului longitudinal se modifică datorită existenței înfășurării de amortizare longitudinală; ca urmare, apar doi curenți liberi, amortizați, cu constantele de timp T_d' și T_d'' :

$$i_{dp}(t) = \frac{E_{q0}}{X_d} + \left(\frac{E_{q0}}{X_d'} - \frac{E_{q0}}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{E_{q0}}{X_d''} - \frac{E_{q0}}{X_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}}$$

Valoarea inițială este în acest caz E_{q0}''/X_d'' pentru ca, după amortizarea componentelor libere determinate de prezența înfășurărilor de excitație și amortizare longitudinală, curentul stabilizat să devină E_{q0}/X_d .

b) Expresia curentului transversal conține în acest caz și o componentă periodică:

$$i_{qp}(t) = \frac{U_{d0}}{X_q} + \left(\frac{E_{d0}''}{X_q''} - \frac{U_{d0}}{X_q} \right) e^{-\frac{t}{T_q''}}$$

a cărei valoare inițială este E_{d0}''/X_q'' iar după amortizarea componentei libere, determinată de prezența înfășurării de amortizare transversală, curentul stabilizat să devină U_{d0}/X_q .

c) În expresiile componentelor libere se înlocuiesc reactanțele X_d' , X_q cu X_d'' respectiv X_q'' .

Ca urmare, expresiile curenților după cele două axe au forma:

$$i_d = \left[\frac{E_{q0}}{X_d} + \left(\frac{E_{q0}}{X_d'} - \frac{E_{q0}}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{E_{q0}}{X_d''} - \frac{E_{q0}}{X_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right] + \frac{U_{d0}}{X_d''} \sin te^{-\frac{t}{T_a}} - \frac{U_{q0}}{X_d''} \cos te^{-\frac{t}{T_a}} \quad (4.113)$$

$$i_q = \left[\frac{U_{d0}}{X_q} + \left(\frac{E_{d0}''}{X_q''} - \frac{U_{d0}}{X_q} \right) e^{-\frac{t}{T_q''}} \right] + \frac{U_{q0}}{X_q''} \sin te^{-\frac{t}{T_a}} - \frac{U_{d0}}{X_q''} \cos te^{-\frac{t}{T_a}} \quad (4.114)$$

Folosind matricea de transformare (4.40), se determină curentul de scurtcircuit de pe faza a, de forma:

$$i_{ka} = i_d \cos(t + \theta_0) - i_q \sin(t + \theta_0)$$

Înlocuind i_d dat de (4.113) și i_q dat de (4.114) în relația care definește i_{ka} , rezultă (4.115).

Analiza expresiei curentului de scurtcircuit (4.115) evidențiază prezența aceluiași componente ca și în cazul generatorului sincron fără înfășurări de amortizare, cu mențiunea că, în acest caz, datorită prezenței înfășurărilor de amortizare, reactanțele X_d'' și X_q'' sunt apropiate ca valori astfel încât componenta de frecvență dublă poate fi neglijată.

$$\begin{aligned}
i_{ka} = & \left\{ \left[\frac{E_{q0}}{X_d} + \left(\frac{E'_{q0}}{X'_d} - \frac{E_{q0}}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left(\frac{E''_{q0}}{X''_d} - \frac{E'_{q0}}{X'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] \cos(t + \theta_0) - \right. \\
& \left. - \left[\frac{U_{d0}}{X_q} + \left(\frac{E''_{d0}}{X''_q} - \frac{U_{d0}}{X_q} \right) e^{-\frac{t}{T''_q}} \right] \sin(t + \theta_0) \right\} - \frac{X''_d + X''_q}{2X''_d X''_q} (U_{d0} \sin \theta_0 + U_{q0} \cos \theta_0) e^{-\frac{t}{T_a}} + \\
& + \frac{X''_q - X''_d}{2X''_d X''_q} [U_{d0} \sin(2t + \theta_0) - U_{q0} \cos(2t + \theta_0)] e^{-\frac{t}{T_a}}
\end{aligned}
\tag{4.115}$$

În figura 4.20 este reprezentat curentul de scurtcircuit pe faza a, conform (4.115), pentru cazul generatorului funcționând, anterior producerii defectului, în gol în ipoteza producerii defectului la trecerea tensiunii prin zero.

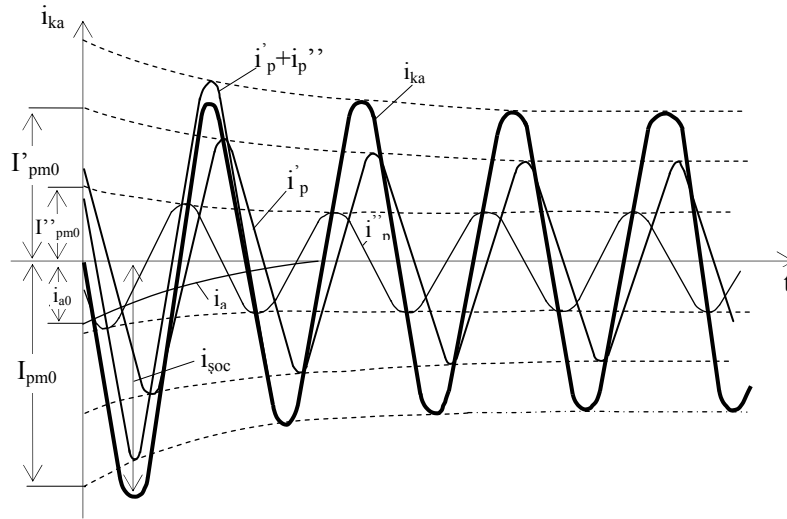


Fig. 4.20 Curentul total și componentele sale, în cazul scurtcircuitului trifazat simetric la bornele generatorului cu înfășurări de amortizare și care funcționa, anterior producerii defectului, în gol

S-au folosit notațiile:

$$i'_p = \left[\frac{E_{q0}}{X_d} + \left(\frac{E'_{q0}}{X'_d} - \frac{E_{q0}}{X_d} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left(\frac{E''_{q0}}{X''_d} - \frac{E'_{q0}}{X'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] \cos(t + \theta_0)$$

$$i_p'' = - \left[\frac{U_{d0}}{X_q} + \left(\frac{E_{d0}''}{X_q} - \frac{U_{d0}}{X_q} \right) e^{-\frac{t}{T_q''}} \right] \sin(t + \theta_0)$$

4.1.3 Regimul permanent de scurtcircuit

Valoarea curentului de scurtcircuit stabilizat, după amortizarea curenților liberi, este determinată de o serie de factori, atât interni, dependenți de mașină cum sunt simetria sau nesimetria rotorului, prezența reglajului automat de tensiune cât și externi, printre care influența consumatorilor, prezența altor surse, etc.

4.1.3.1 Influența rotorului cu poli aparenti

Prezența rotorului cu poli aparenti se manifestă printr-o nesimetrie după cele două axe, reactanțele X_d și X_q având valori diferite. Se consideră diagrama fazorială pentru cazul funcționării pe o sarcină inductivă Z_{ext} , cel mai frecvent întâlnit în practică, diagramă construită în ipoteza neglijării rezistenței statorice, figura 4.21.

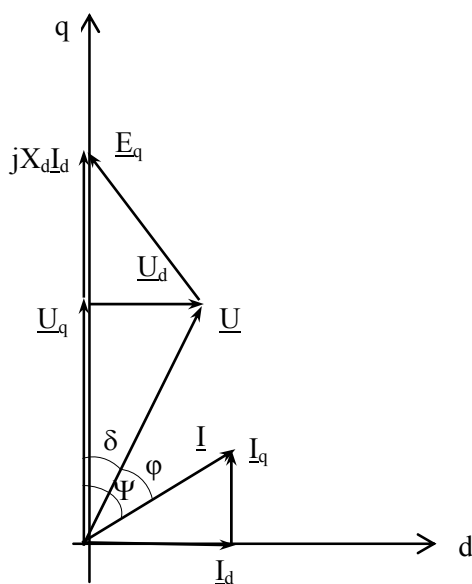


Fig. 4.21 Diagrama fazorială a mașinii sincrone funcționând pe o sarcină inductivă Z_{ext}

În acest caz, tensiunea electromotoare este dată de relația:

$$E_q = U_q + I_d X_d \quad (4.116)$$

Deoarece

$$U_q = I_d X_{ext} + I_q R_{ext}$$

unde X_{ext} și R_{ext} sunt reactanța și respectiv rezistența circuitului exterior, relația (4.116) devine

$$E_q = I_d X_{ext} + I_q R_{ext} + I_d X_d \quad (4.116')$$

Conform figurii 4.21, se poate scrie:

$$I_q = I_d \operatorname{ctg} \psi = \frac{I_d R_{ext}}{X_q + X_{ext}} \quad (4.117)$$

Cu relațiile (4.116') și (4.117) se obține curentul longitudinal:

$$I_d = \frac{E_q (X_q + X_{ext})}{(X_d + X_{ext})(X_q + X_{ext}) + R_{ext}^2} \quad (4.118)$$

și curentul transversal:

$$I_q = \frac{E_q R_{ext}}{(X_d + X_{ext})(X_q + X_{ext}) + R_{ext}^2} \quad (4.119)$$

Curentul de scurtcircuit total, în cazul generatorului cu poli aparenti, are expresia:

$$I_{pa} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = \frac{E_q \sqrt{(X_q + X_{ext})^2 + R_{ext}^2}}{(X_d + X_{ext})(X_q + X_{ext}) + R_{ext}^2} \quad (4.120)$$

Pentru a putea determina influența nesimetriei rotorului, se compară acest curent cu cel rezultat în cazul unui generator cu poli înecați ($X_d = X_q$). În acest caz expresia (4.120) devine:

$$I_{pi} = \frac{E_q}{\sqrt{(X_d + X_{ext})^2 + R_{ext}^2}} \quad (4.121)$$

Se introduc notațiile: $X_q = \alpha X_d$ și $R_{ext} = \beta X_d$.

Influența cea mai mare a nesimetriei rotorice se va resimți în cazul circuitului exterior pur rezistiv ($R_{ext} = 0$). În acest caz, relațiile (4.120) și (4.121) devin:

$$I_{pa} = \frac{\sqrt{\alpha^2 X_d^2 + \beta^2 X_d^2}}{\alpha X_d^2 + \beta^2 X_d^2} E_q = \frac{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{X_d (\alpha + \beta^2)} E_q \quad (4.120')$$

$$I_{pi} = \frac{1}{\sqrt{X_d^2 + \beta^2 X_d^2}} E_q = \frac{1}{X_d (\alpha + \beta^2)} E_q \quad (4.121')$$

Raportul celor doi curenți conduce la relația:

$$\lambda = \frac{I_{pa}}{I_{pi}} = \frac{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \sqrt{1 + \beta^2}}{\alpha + \beta^2} = \sqrt{1 + \left[\frac{(\alpha^2 + \beta^2)(1 + \beta^2)}{(\alpha + \beta^2)} - 1 \right]} = \sqrt{1 + \left[\frac{\beta(1 - \alpha)}{\alpha + \beta^2} \right]^2} \quad (4.122)$$

Din expresia (4.122) se constată că raportul curenților este supraunitar. Ca urmare, curentul de scurtcircuit în cazul generatorului cu poli aparenti este mai mare. Considerând acest raport ca o funcție de

$$\beta = \frac{R_{ext}}{X_d}$$

se poate găsi condiția de maxim. În acest scop se anulează derivata în raport cu β :

$$\frac{\partial \lambda}{\partial \beta} = \frac{1}{2 \sqrt{1 + 2 \left[\frac{\beta(1 - \alpha)}{\alpha + \beta^2} \right]^2}} \cdot 2 \frac{\beta(1 - \alpha)}{\alpha + \beta^2} \frac{(1 - \alpha)(\alpha + \beta^2) - 2\beta^2(1 - \alpha)}{(\alpha + \beta^2)^2} = 0$$

Rezultă $\beta = \sqrt{\alpha}$ și valoarea maximă a raportului:

$$\lambda_{\max} = \frac{1 + \alpha}{2\sqrt{\alpha}}$$

Pentru valorile curenți $\alpha = 0.6$, rezultă $\lambda_{\max} \approx 1.03$. Se constată că în calculul curentului de scurtcircuit permanent se poate neglija influența nesimetriei rotorului, eroarea fiind mică.

4.1.3.2 Influența reglajului automat de tensiune

Reglajul automat de tensiune, efectuat cu dispozitive speciale, are drept scop menținerea tensiunii la bornele generatorului la valoarea dorită. Indiferent de principiul constructiv, regulatorul automat de tensiune – R.A.T. – acționează asupra excitației generatorului pentru anularea abaterii tensiunii de la valoarea prescrisă. În regim de scurtcircuit, tensiunea la bornele generatorului se micșorează mai mult sau mai puțin, în funcție de locul unde s-a produs defectul. Ca urmare, RAT sesizând reducerea tensiunii, intră în funcțiune și mărește nivelul de excitație pentru a readuce tensiunea la valoarea prescrisă. Restabilirea tensiunii nu este posibilă întotdeauna deoarece nivelul de excitație nu poate crește nelimitat, existând o valoare plafon, căreia îi corespunde o t.e.m. limită – E_{qlim} . Dacă scurtcircuitul este mai îndepărtat, prin ridicarea nivelului de excitație, se poate restabili tensiunea nominală la bornele generatorului; în caz contrar, deși excitația este la valoarea plafon, tensiunea la bornele generatorului este mai mică decât cea nominală. În particular, în cazul scurtcircuitului la bornele generatorului, tensiunea acestuia este nulă.

Va exista o anumită valoare a impedanței de scurtcircuit exterioare, numită impedanță critică Z_{cr} , care delimitează cele două situații.

Pentru determinarea impedanței critice se face următorul raționament:

a) Dacă impedanța exterioară până la locul defectului este mai mică decât cea critică, generatorul funcționează cu excitația plafon, cu t.e.m. limită $E_{q\lim}$, iar curentul de scurtcircuit stabilizat poate fi determinat cu relația:

$$I = \frac{E_{q\lim}}{\sqrt{R_{ext}^2 + (X_d + X_{ext})^2}} \quad (4.123)$$

b) Dacă impedanța exterioară este mai mare decât valoarea critică, generatorul funcționează cu un nivel de excitație sub plafon, având la borne tensiunea nominală. Curentul de scurtcircuit stabilizat are expresia:

$$I = \frac{U_n}{Z_{ext}} \quad (4.124)$$

c) Dacă impedanța exterioară este egală cu valoarea critică, generatorul funcționează cu excitația plafon care, în acest caz, îi asigură la borne tensiunea nominală. Ca urmare, curentul de scurtcircuit stabilizat se poate determina cu oricare din relațiile (4.123) sau (4.124), rezultând aceeași valoare:

$$\frac{E_{q\lim}}{\sqrt{R_{ext.cr}^2 + (X_d + X_{ext.cr})^2}} = \frac{U_n}{Z_{cr}} \quad (4.125)$$

Înlocuind în relația (4.125) $R_{ext.cr} = Z_{cr} \cos \varphi$ și $X_{ext.cr} = Z_{cr} \sin \varphi$ și ordonând după Z_{cr} se obține ecuația:

$$(E_{q\lim}^2 - U_n^2)Z_{cr}^2 - 2X_d U_n^2 \sin \varphi Z_{cr} - X_d^2 U_n^2 = 0$$

de unde rezultă impedanța critică:

$$Z_{cr} = X_d \frac{\sin \varphi + \sqrt{\sin^2 \varphi + \left(\frac{E_{q\lim}^2}{U_n^2} - 1\right)}}{\frac{E_{q\lim}^2}{U_n^2} - 1} \quad (4.126)$$

Din relația (4.126) se constată că, pentru un anumit argument φ , impedanța critică este funcție numai de parametrii generatorului: X_d , $E_{q\lim}$ și U_n .

În concluzie, în cazul generatoarelor prevăzute cu RAT, la determinarea curentului de scurtcircuit stabilizat, se folosește fie t.e.m. plafon $E_{q\lim}$, fie tensiunea nominală la borne U_n , după cum impedanța exterioară până la locul defectului este mai mică, respectiv mai mare decât impedanța critică.

În cazul particular la generatoarelor fără RAT, curentul de scurtcircuit stabilizat se determină cu relația (4.125) în care se consideră t.e.m. a generatorului existentă în momentul producerii defectului, E_q . Dacă aceasta nu se cunoaște atunci poate fi determinată aproximativ cu relația:

$$E_q = \sqrt{(U \cos \varphi)_2 + (U \sin \varphi + IX_d)^2} \quad (4.127)$$

în care U , I și φ sunt mărimile corespunzătoare regimului anterior producerii scurtcircuitului.

4.1.3.3 Influența sarcinii

Influența sarcinii se manifestă în două moduri:

a) Determină nivelul de excitație a generatorului în regimul anterior defectului. Acest nivel este mai mare decât cel corespunzător funcționării în gol și, în lipsa RAT se menține pe tot timpul evoluției procesului de scurtcircuit. Ca urmare, în calculul curentului de scurtcircuit, generatorul trebuie considerat ca având acest nivel de excitație.

b) Modifică mărimea și distribuția curenților din schemă.

Se consideră un exemplu simplu, conform figurii 4.22 în care există generatorul cu tensiunea U și curentul I , ramura avariată având X_k și I_k precum și o ramură conținând o sarcină concentrată Z_{sarc} parcursă de I_{sarc} . Se constată că prezența sarcinii în paralel cu ramura avariată duce la mărirea curentului debitat de sursă și la micșorarea tensiunii la bornele generatorului. Ca urmare a micșorării tensiunii se reduce și curentul de scurtcircuit din ramura avariată.

Problema considerării în calcule a sarcinii este dificilă întrucât este formată în special din motoare a căror reactanță este greu de apreciat, fiind funcție de alunecare (la motoarele asincrone care constituie majoritatea) iar aceasta, la rândul ei, depinde de tensiune.

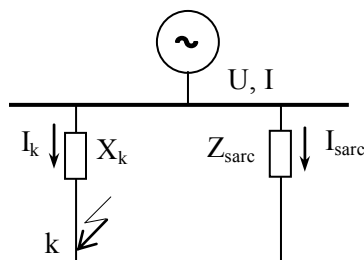


Fig. 4.22 Exemplu de circuit pentru ilustrarea influenței sarcinii

Pentru un calcul aproximativ, care urmărește determinarea valorii maxime a curentului de scurtcircuit, se poate recurge la o reprezentare simplificată a sarcinii, printr-o reactanță concentrată, neglijând rezistența.

Determinarea reactanței echivalente a sarcinii generalizate se face pornind de la condiția ca, în regim normal, pur inductiv, la bornele generatorului să existe tensiunea nominală. În aceste condiții, relația (4.116) devine:

$$E_q = U_n + IX_d \quad (4.116')$$

Tensiunea la borne poate fi exprimată și funcție de reactanța sarcinii, sub forma:

$$U_n = IX_{sarc} \quad (4.128)$$

Din relațiile (4.116') și (4.128) se obține pentru reactanța sarcinii generalizate expresia:

$$X_{sarc} = X_d \frac{U_n}{E_q - U_n} \quad (4.129)$$

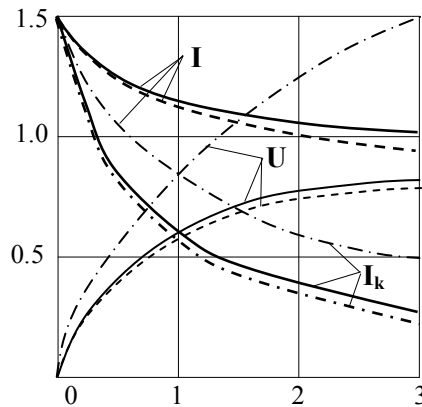


Fig. 4.23 Influența sarcinii asupra regimului stabilizat de scurtcircuit

În figura 4.23 este prezentată o comparație între curbele de variație a curentului și tensiunii pentru o sarcină reală (cu linie continuă) și o sarcină echivalentă (cu linie întreruptă). Se constată o concordanță acceptabilă între curbele corespunzătoare, în cele două cazuri. Cu linie punct s-au reprezentat aceleași mărimi în cazul neconsiderării sarcinii ($Z_{sarc} = \infty$). Se observă că această ipoteză introduce erori considerabile.

4.1.3.4 Influența altor surse

În multe situații practice scurtcircuitul este alimentat de mai multe generatoare aflate în zonă, la distanțe electrice diferite. Considerarea unui generator fie cu tensiunea electromotoare limită, fie cu tensiunea nominală se face în urma unor aproximații succesive.

Pentru exemplificare, se consideră schema din figura 4.24.

Într-o primă etapă se consideră circuitele pur inductive. Dacă reactanța de scurtcircuit este mai mică decât reactanța critică corespunzătoare primului generator ($X_k < X_{cr1}$) atunci acesta se introduce în calcule prin tensiunea electromotoare limită (E_{qlim1}). În caz contrar ($X_k > X_{cr1}$) se introduce prin tensiunea nominală (U_{n1}). La fel și celelalte generatoare, aflate mai departe de locul defectului.

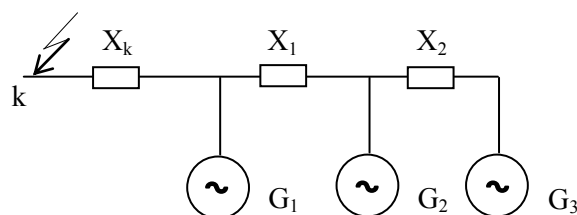


Fig. 4.24 Schema considerată pentru studiul influenței altor surse asupra curentului de scurtcircuit

Pentru prima situație ($X_k < X_{cr1}$) se pune problema modului de considerare a sursei următoare (G_2). Dacă $X_k + X_1$ este mult mai mică decât X_{cr2} , și acest generator se introduce prin tensiunea electromotoare limită și reactanța sa sincronă. Această presupunere trebuie însă verificată prin calcule. În acest scop se determină curentul debitat de sursa G_2 și, dacă acesta rezultă mai mare decât curentul critic ($I_{cr} = U_n / Z_{cr}$), ipoteza este bună. În caz contrar, se consideră generatorul G_2 prin tensiunea sa nominală.

În cazul în care $X_k + X_1$ este apropiat ca valoare sau mai mare decât X_{cr2} este recomandabilă introducerea lui G_2 prin tensiunea nominală. Și în acest caz se impune verificarea ipotezei prin compararea curentului cu cel critic.

În mod similar se procedează cu sursele aflate mai departe de locul defectului. Dacă printre sursele din schemă sunt unele fără RAT, acestea se introduc prin tensiunea electromotoare E_q anterioară producerii defectului și prin reactanța longitudinală.

În cazul considerării și a rezistențelor, calculele se complică simțitor, atât din cauza necesității de a opera cu mărimi complexe, cât și din cauza necesității cunoașterii fazei tensiunii fiecărei surse în parte. Din aceste motive, în calculele practice se preferă utilizarea schemelor pur inductive. Considerarea rezistențelor se impune doar atunci când au valori apropiate de cele ale reactanțelor sau când trebuie efectuate calcule foarte exacte.

4.1.4 Comportarea dinamică a excitației generatorului sincron

Caracteristicile dinamice sunt analizate, în cele ce urmează, în situațiile de forțare și dezexcitare rapidă.

Forțarea excitației constituie un procedeu de mărire a stabilității funcționale a generatorului sincron, prin mărirea tensiunii la borne. În principiu, forțarea excitației constă în creșterea bruscă a nivelului de excitație până la valoarea limită (plafon), în cazul scăderii masive a tensiunii la bornele generatorului sincron. Așa cum a fost analizat anterior, dacă distanța electrică până la locul defectului nu este prea mică, prin forțarea excitației se poate readuce tensiunea mașinii la valoarea nominală. Procedeele și fenomenele care au loc depind de modul de realizare a excitației și de tipul generatorului sincron.

Dezexcitarea rapidă este un procedeu ce are drept scop protejarea generatorului sincron împotriva defectelor interioare și constă în stingerea câmpului magnetic. Astfel, considerând schema din figura 4.25, orice defect în zona generatorului, până la întrerupătorul de înaltă tensiune I, este separat de celelalte surse prin declanșarea întrerupătorului dar rămâne alimentat de la generator. Pentru lichidarea defectului este necesară și dezexcitarea generatorului, lucru realizat de automatul de dezexcitare rapidă – ADR.

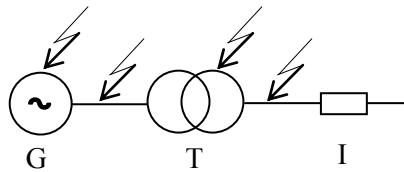


Fig. 4.25 Delimitarea zonei neprotejate prin declanșarea întrerupătorului I

4.1.4.1 Comportarea dinamică a excitatoarelor rotative

Excitatoarele rotative sunt generatoare de curent continuu cu excitație în derivație sau mixtă, instalate de regulă pe același ax cu generatorul sincron. Excepție fac, în general, hidrogeneratoarele la care excitatoarea este separată, antrenată de un motor de curent alternativ.

Există, în principal, două tipuri de excitatoare rotative:

- cu autoexcitație, fig. 4.26;
- cu excitație separată, alimentată de la o subexcitatoare, fig. 4.27.

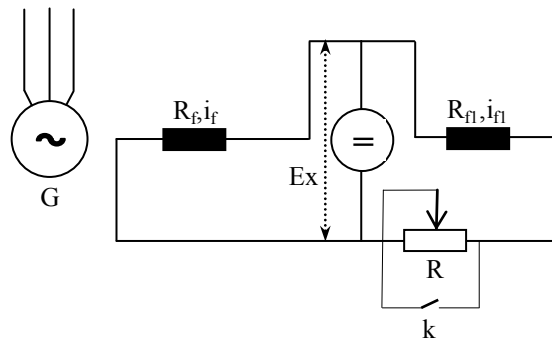


Fig. 4.26 Schema de principiu a GS cu excitatoare cu autoexcitație

În circuitul de excitație al excitatoarei se află și un reostat R pentru reglajul tensiunii la bornele excitatoarei și, implicit, a curentului de excitație a generatorului sincron G, deci a tensiunii acestuia.

Pentru forțarea excitației, în paralel cu reostatul R se află un contact normal deschis al unui contactor k. Scăderea tensiunii la bornele generatorului sincron sub o anumită valoare este sesizată de un releu de minimă tensiune care

comandă punerea sub tensiune a bobinei contactorului; ca urmare, contactul k se închide și rezistența de reglaj R este șuntată iar tensiunea excitatoarei – deci curentul de excitație a generatorului sincron – ajunge la valoarea maximă (limită). Creșterea curentului de excitație nu are loc instantaneu ci cu o anumită întârziere, determinată de constantele de timp ale circuitelor generatorului sincron.

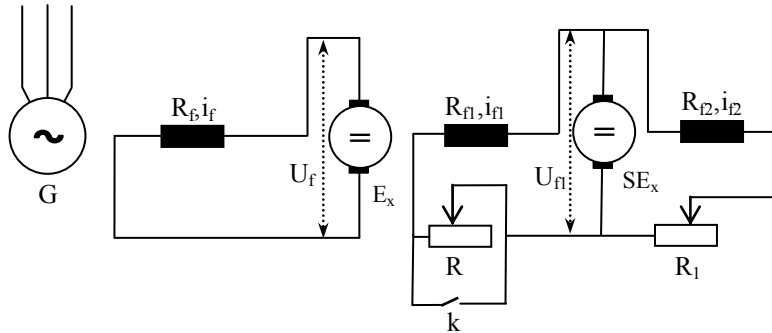


Fig. 4.27 Schema de principiu a GS cu excitatoare cu excitație separată

Cazul excitatoarei rotative cu autoexcitație

În regim normal de funcționare, tensiunea nominală la bornele generatorului sincron se obține pentru o anumită valoare a tensiunii de excitație U_{fn} , determinată grafic de intersecția drepte ce reprezintă căderea de tensiune pe circuitul de excitație al excitatoarei

$$u_f = i_{f1}(R_{f1} + R)$$

cu caracteristica în sarcină a excitatoarei (punctul A din figura 4.28):

Când are loc forțarea excitației prin șuntarea rezistenței de reglaj R, dreapta căderii de tensiune își modifică panta devenind $R_{f1}i_{f1}$ iar punctul de funcționare se deplasează în B și determină tensiunea de excitație u_{flim} .

Procesul tranzitoriu provocat de șuntarea rezistenței de reglare este descris de ecuația diferențială:

$$L_{f1} \frac{di_{f1}}{dt} + R_{f1}i_{f1} = u_f \quad (4.130)$$

Integrarea acestei ecuații pe cale analitică este dificilă din cauza dependenței neliniare a tensiunii de curent. Se poate recurge la o integrare grafică pornind de la relația:

$$L_{f1} \frac{di_{f1}}{dt} = \Delta u_f = u_f - R_{f1}i_{f1} \quad (4.131)$$

Se poate trasa caracteristica $i_{f1}(t)$ și, folosind caracteristica în sarcină a excitatoarei, din figura 4.29, rezultă caracteristica $u_f = f(t)$.

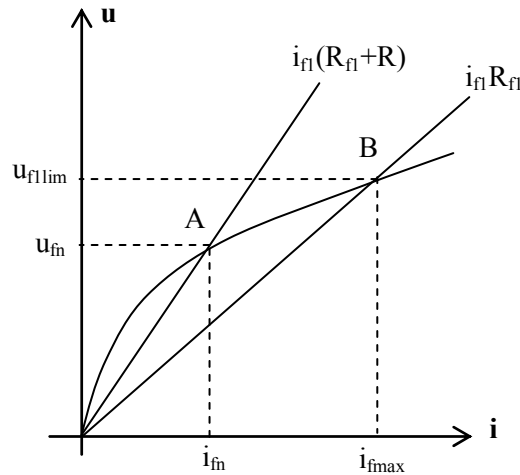


Fig. 4. 28 Comportarea dinamică a excitatoarei rotative cu autoexcitație

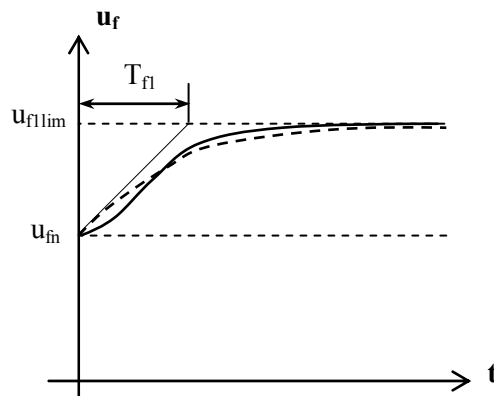


Fig. 4. 29 Rezolvarea grafică a ecuației diferențiale (4.130)

În figura 4.29 s-a reprezentat cu linie plină curba $u_f = f(t)$ și cu linie întreruptă aceeași dependență dar aproximată cu o exponențială de forma

$$u_f = u_{fn} + (u_{flim} - u_{fn})\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{fl}}}\right) \quad (4.132)$$

Constanta de timp a înfășurării de excitație T_{fl} are, în mod obișnuit, valori cuprinse în limitele 0.3 – 0.6 s, valoare ce poate fi considerată drept mare.

Cazul excitatoarei rotative cu excitație separată

Se consideră schema de principiu din figura 4.27 ale cărei caracteristici de funcționare sunt reprezentate în figura 4.30.

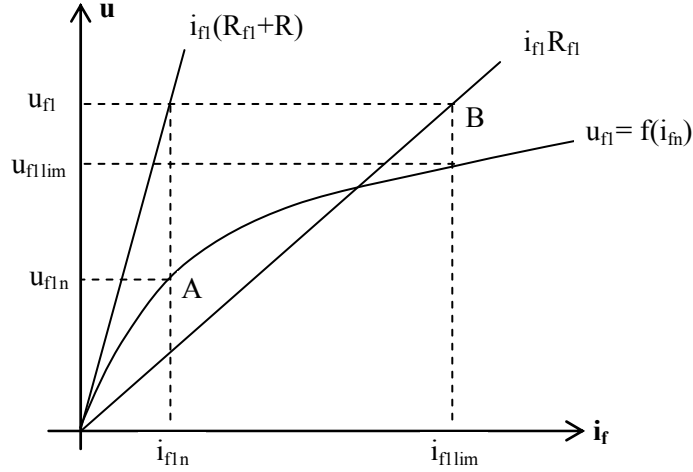


Fig. 4.30 Comportarea dinamică a excitatoarei rotative cu excitație separată

În regim normal de funcționare, tensiunea subexcitatoarei are expresia

$$u_{f1} = i_{f1n}(R_{f1} + R) \quad (4.133)$$

și poate fi considerată ca fiind constantă întrucât subexcitatoarea este dimensionată să funcționeze puternic saturată. La șuntarea rezistenței de reglaj, curentul maxim de excitație al excitatoarei are valoarea:

$$i_{f1lim} = \frac{u_{f1}}{R_{f1}} \quad (4.134)$$

căruia îi corespunde tensiunea limită a excitatoarei u_{f1lim} .

Procesul tranzitoriu este descris de o ecuație similară cu (4.131):

$$L_{f1} \frac{di_{f1}}{dt} + R_{f1}i_{f1} = u_{f1} \quad (4.135)$$

cu deosebirea că, în acest caz, tensiunea u_{f1} este constantă. Ca urmare, integrarea ecuației (4.135) se face ușor iar soluția este:

$$i_{f1} = i_{f1n} + (i_{f1lim} - i_{f1n})(1 - e^{-\frac{t}{T_{f1}}}) \quad (4.136)$$

unde $T_{f1} = L_{f1}/R_{f1}$.

Folosind și caracteristica în sarcină a excitatoarei, rezultă curba $u_f = f(t)$ care poate fi aproximată, și în acest caz, cu o exponențială.

4.1.4.2 Comportarea dinamică a excitatoarelor statice

Excitatoarele statice sunt des folosite în special pentru generatoarele de putere mare și foarte mare. În aceste cazuri funcționarea excitatoarelor rotative

devine nesigură din cauza problemelor de comutație determinate de curenții mari, de ordinul kiloamperilor, necesari pentru alimentarea circuitului de excitație.

Există o mare diversitate de soluții, în funcție de schema de alimentare pe partea de curent alternativ precum și de sistemul de redresare.

Astfel, ca sursă de curent alternativ pentru alimentarea sistemului de redresare, se poate folosi un generator auxiliar de curent alternativ, de frecvență medie, coaxial cu generatorul sincron, fig. 4.31. Excitarea generatorului auxiliar se asigură de la o excitatoare pilot E_p de curent alternativ cu autoexcitație sau cu poli cu magenți permanenți. Prin dispunerea indusului generatorului auxiliar și a sistemului de redresare pe rotor, se elimină inelele de contact, fig. 4.32, fapt deosebit de important în cazul curenților foarte mari.

Comportarea dinamică a acestui sistem de excitație este asemănătoare cu cea a excitatoarelor rotative cu excitație separată. Asemănarea este determinată de prezența excitatoarei pilot a generatorului auxiliar. Sistemul de redresare cu semiconductoare este neinerțial, neinfluențând constanta de timp a sistemului de excitație.

Prin utilizarea redresoarelor comandate se elimină rezistența de reglaj.

Aceste sisteme de excitație prezintă o comportare dinamică foarte bună, constant lor de timp fiind mică, de ordinul sutimilor de secundă; ca urmare, tensiunea de excitație a generatorului sincron poate fi modificată practic instantaneu ceea ce este util în cazul alimentării unor consumatori de putere, cu variații de sarcină pronunțate.

4.1.4.3 Influența reglajului excitației asupra generatorului sincron

Variația tensiunii de excitație se resimte în variația corespunzătoare a curentului de excitație al generatorului sincron.

Deși tensiunea de excitație are o variație continuă, pentru simplificare se va studia modificarea curentului de excitație considerând că tensiunea se modifică prin salt, de la zero la U_f . Suplimentar, se consideră următoarele ipoteze simplificatoare:

- se neglijează saturația circuitelor magnetice;
- nu se iau în considerare înfășurările de amortizare și influența fierului rotorului;
- calculele se efectuează în unități relative raportate la stator.

În aceste două condiții se consideră două situații:

- circuitele statorice deschise;
- circuitele statorice închise pe o reactanță exterioară X_{ext} .

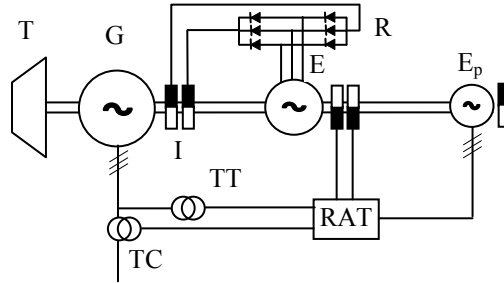


Fig. 4.31 Sistem de excitație cu generator auxiliar de c.a. de frecvență medie

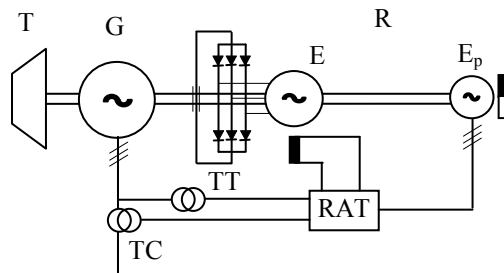


Fig. 4.32 Sistem de excitație cu generator auxiliar de c.a. de frecvență medie și sistem de redresare pe rotor

Circuitele statorice deschise

Variația curentului de excitație la creșterea tensiunii de excitație prin salt este descrisă de ecuația diferențială următoare:

$$X_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f = u_f \quad (4.137)$$

a cărei soluție este de forma:

$$i_f = \frac{u_f}{R_f} (1 - e^{-\frac{t}{T_{f0}}}) \quad (4.138)$$

unde $T_{f0} = X_f/R_f$ este constanta de timp a înfășurării de excitație cu statorul în gol.

Din relația (4.138) se constată că i_f are o creștere exponențială, stabilindu-se în final la valoarea de regim permanent u_f/R_f .

Circuitele statorice închise pe o reactanță exterioară

În acest caz, la aplicarea tensiunii de excitație va apare și în stator un curent; dacă se neglijează rezistențele statorice și de sarcină, curentul statoric este

inductiv și determină o reacție pur longitudinală. Procesele tranzitorii sunt descrise de următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\begin{cases} X_f \frac{di_f}{dt} + X_{ad} \frac{di_d}{dt} + R_f i_f = u_f \\ X_{ad} \frac{di_f}{dt} + X_d \frac{di_d}{dt} = -u_q \\ u_q = X_{ext} \frac{di_d}{dt} \end{cases} \quad (4.139)$$

Necunoscuta este curentul de excitație. Din ultimele două ecuații rezultă

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{X_{ad}}{X_d + X_{ext}} \frac{di_f}{dt}$$

și, înlocuind di_d/dt în prima ecuație, rezultă:

$$\left(X_f - \frac{X_{ad}^2}{X_d + X_{ext}} \right) \frac{di_f}{dt} + R_f i_f = u_f \quad (4.140)$$

a cărei soluție este:

$$i_f = \frac{u_f}{R_f} (1 - e^{-\frac{t}{T_f'}}) \quad (4.141)$$

în care

$$T_f' = \frac{1}{R_f} \left(X_f - \frac{X_{ad}^2}{X_d + X_{ext}} \right)$$

reprezintă constanta de timp a înfășurării de excitație cu statorul închis pe o reactanță exterioară.

Și în acest caz variația curentului de excitație este exponențială dar constanta de timp este mai mică decât în cazul statorului în gol.

4.1.4.4 Influența înfășurărilor de amortizare

Se determină modul de variație a curentului de excitație la un generator cu înfășurări de amortizare, în cazul unei variații bruște a tensiunii de excitație, de la zero la u_f . Pentru simplificare se consideră înfășurările statorice deschise, generatorul funcționând în gol. Schema de principiu, după axa longitudinală, este reprezentată în figura 4.33.

Ecuațiile diferențiale care descriu procesul tranzitoriu în înfășurările de excitație și de amortizare longitudinală sunt următoarele (mărimile sunt în unități relative raportate la stator):

$$\begin{cases} X_f \frac{di_f}{dt} + X_{ad} \frac{di_{1d}}{dt} + X_{ad} \frac{di_{1d}}{dt} + R_f i_f = u_f \\ X_{ad} \frac{di_f}{dt} + X_{1d} \frac{di_{1d}}{dt} + R_{1d} i_{1d} = 0 \end{cases} \quad (4.142)$$

care, sub formă operațională, devin:

$$\begin{cases} pX_f i_f(p) + pX_{ad} i_{1d}(p) + R_f i_f(p) = \frac{u_f}{p} \\ pX_{ad} i_f(p) + pX_{1d} i_{1d}(p) + R_{1d} i_{1d}(p) = 0 \end{cases} \quad (4.143)$$

Rezolvând sistemul (143) în raport cu $i_f(p)$ și $i_{1d}(p)$, rezultă:

$$i_f(p) = \frac{pX_{1d} + R_{1d}}{(pX_f + R_f)(pX_{1d} + R_{1d}) - p^2 X_{ad}^2} \frac{u_f}{p} \quad (4.144)$$

$$i_{1d}(p) = \frac{-X_{ad}}{(pX_f + R_f)(pX_{1d} + R_{1d}) - p^2 X_{ad}^2} u_f \quad (4.145)$$

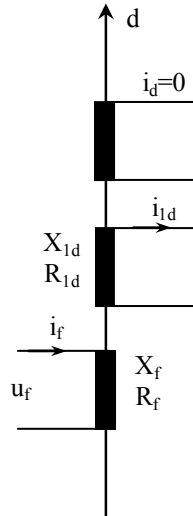


Fig. 4.33 Înfășurările axei longitudinale a mașinii sincrone echivalente

Întroducând noțiunea de coeficient de dispersie al celor două circuite:

$$\sigma_0 = 1 - \frac{X_{ad}^2}{X_f X_{1d}} \quad (4.146)$$

relațiile (4.144) și (4.145) devin:

$$i_f(p) = \frac{pX_{1d} + R_{1d}}{p^2\sigma_0 X_f X_{1d} + p(X_{1d}R_f + X_f R_{1d}) + R_f R_{1d}} \frac{u_f}{p} \quad (4.144')$$

$$i_{1d}(p) = \frac{-X_{ad}}{p^2\sigma_0 X_f X_{1d} + p(X_{1d}R_f + X_f R_{1d}) + R_f R_{1d}} u_f \quad (4.145')$$

Prelucrând ecuațiile (4.144') și (4.145'), scoțând forțat produsul $R_f R_{1d}$ de la numitori și rezistența R_{1d} de la numărătorul ecuației (4.144') și făcând notațiile:

- $X_f/R_f = T_{f0}$, constanta de timp a înfășurării de excitație;
- $X_{1d}/R_{1d} = T_{1d0}$, constanta de timp a înfășurării de excitație,

se obține:

$$i_f(p) = \frac{pT_{1d0} + 1}{p[p^2\sigma_0 T_{f0} T_{1d0} + p(T_{f0} + T_{1d0}) + 1]} \frac{u_f}{R_f} \quad (4.147)$$

$$i_{1d}(p) = \frac{-X_{ad}}{p^2\sigma_0 T_{f0} T_{1d0} + p(T_{f0} + T_{1d0}) + 1} \frac{u_f}{R_f R_{1d}} \quad (148)$$

Originalele curenților se obțin aplicând teorema de dezvoltare a lui Heaviside:

$$i_f(t) = \frac{u_f}{R_f} \left[1 - \frac{T_{f0} - T_2}{T_1 + T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_{1d0} - T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right] \quad (4.149)$$

$$i_{1d}(t) = -\frac{u_f X_{ad}}{R_f R_{1d}} \frac{1}{T_1 - T_2} (e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}}) \quad (4.150)$$

unde constantele de timp sunt inversele rădăcinilor ecuațiilor caracteristice:

$$p^2\sigma_0 T_{f0} T_{1d0} + p(T_{f0} + T_{1d0}) + 1 \quad (4.151)$$

rădăcini care au expresia:

$$p_{1,2} = \frac{-(T_{f0} + T_{1d0}) \pm \sqrt{(T_{f0} + T_{1d0})^2 - 4\sigma_0 T_{f0} T_{1d0}}}{2\sigma_0 T_{f0} T_{1d0}}$$

Soluțiile $p_{1,2}$ pot fi puse sub forma:

$$p_{1,2} = -\frac{(T_{f0} + T_{1d0})}{2\sigma_0 T_{f0} T_{1d0}} (1 \mp \alpha) \quad (4.152)$$

unde

$$\alpha = \sqrt{1 - \frac{4\sigma_0 T_{f0} T_{1d0}}{(T_{f0} + T_{1d0})^2}} \quad (4.153)$$

Întrucât $(T_{f0} + T_{ld0})^2 > 4\sigma_0 T_{f0} T_{ld0}$ rezultă că rădăcinile ecuației caracteristice sunt reale și negative deci curenții liberi corespunzători sunt aperiodici amortizați.

Constantele de timp au expresia:

$$T_1 = -\frac{1}{p_1} = \frac{2}{1-\alpha} \frac{\sigma_0 T_{f0} T_{ld0}}{T_{f0} + T_{ld0}} \quad (4.154)$$

$$T_2 = -\frac{1}{p_2} = \frac{2}{1+\alpha} \frac{\sigma_0 T_{f0} T_{ld0}}{T_{f0} + T_{ld0}} \quad (4.155)$$

sau, înmulțind și împărțind cu $(1+\alpha)$, respectiv $(1-\alpha)$ relațiile (4.154), respectiv (4.155) și ținând seama de (4.153) rezultă:

$$T_1 = \frac{1+\alpha}{2} (T_{f0} + T_{ld0}) \quad (4.156)$$

$$T_2 = \frac{1-\alpha}{2} (T_{f0} + T_{ld0}) \quad (4.157)$$

Din relațiile (4.156) și (4.157) se constată că $T_1 > T_2$, diferența dintre ele mărindu-se odată cu micșorarea coeficientului de dispersie. La limită, când $\sigma_0 = 0$, $T_1 = T_{f0} + T_{ld0}$ și $T_2 = 0$.

În continuare se analizează influența înfășurării de amortizare asupra variației curentului de excitație. În acest scop se consideră cazurile extreme, când înfășurarea de amortizare are rezistența infinită, respectiv când este supraconductoare ($R_{ld} = 0$).

Pentru cazul când $R_{ld} = \infty$, ceea ce corespunde practic absenței sale, rezultă $T_1 = T_{f0}$ și $T_2 = 0$, conform relațiilor (4.156) și (4.157). Ca urmare, curentul din înfășurarea de excitație, rel.4.149, devine:

$$i_f = \frac{u_f}{R_f} (1 - e^{-\frac{t}{T_{f0}}}) \quad (4.149')$$

Se observă că relația (4.149') este identică cu relația (4.138) ce corespunde situației funcționării în gol a generatorului fără înfășurări de amortizare.

Pentru cazul $R_{ld} = 0$ rezultă $T_{ld0} = \infty$, $\alpha = 1$ și respectiv $T_1 = \infty$ și $T_2 = \sigma_0 T_{f0}$. Ca urmare, curentul din înfășurarea de excitație devine:

$$i_f = \frac{u_f}{R_f} (1 - e^{-\frac{t}{\sigma_0 T_{f0}}}) \quad (4.158)$$

În figura 4.34 s-a reprezentat curentul de excitație pentru cele două cazuri extreme, relațiile (4.149') și (4.158) și cel real când $R_{ld} \neq 0$ precum și curentul din înfășurarea de amortizare, relația (4.150). Se constată că prezența înfășurării de amortizare conduce la mărirea vitezei de creștere a curentului de excitație. În ceea

ce privește fluxul principal al generatorului acesta este proporțional cu suma curenților rotorici.

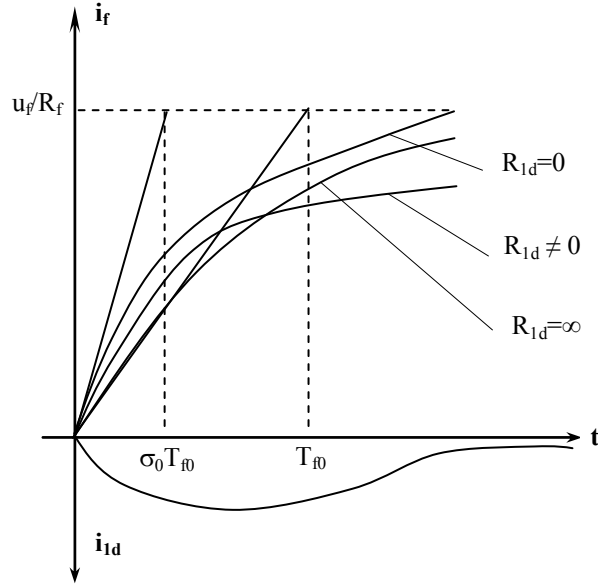


Fig. 4.34 Influența înfășurării de amortizare asupra curentului de excitație

Considerând relațiile (4.149) și (4.150) și aproximând raportul $X_{ad}/R_{ld} \approx T_{ld0}$, rezultă:

$$i_f + i_{ld0} = \frac{u_f}{R_f} \left[1 - \frac{T_{f0} + T_{ld0} - T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right] \quad (4.159)$$

Din relațiile (4.156) și (4.157) rezultă:

$$T_1 + T_2 = \frac{1+\alpha}{2}(T_{f0} + T_{ld0}) + \frac{1-\alpha}{2}(T_{f0} + T_{ld0}) = T_{f0} + T_{ld0} \quad (4.160)$$

iar relația (4.159) devine:

$$i_f + i_{ld0} = \frac{u_f}{R_f} \left[1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right] \quad (4.161)$$

Al doilea termen din (4.161) are valoare mică și se amortizează repede astfel că prezența înfășurării de amortizare încetinește viteza de creștere a fluxului generatorului deoarece $T_1 > T_2$.

În cazul înfășurărilor statorice cuplate pe o reactanță exterioară, studiarea influenței înfășurării de amortizare este mai dificilă, sistemul de ecuații fiind mai complicat, dar concluzia anterioară își păstrează valabilitatea.

4.1.4.5 Dezexcitarea rapidă

Dezexcitarea rapidă a generatorului sincron trebuie realizată astfel încât:

- timpul de anulare a câmpului magnetic să fie cât mai mic;
- supratensiunea la bornele circuitului de excitație să nu depășească valoarea admisă de clasa de izolație a acesteia.

Ca timp de anulare (stingere) a câmpului se consideră intervalul dintre momentul decuplării excitației și momentul când tensiunea statorică nu mai întreține arcul la locul scurtcircuitului.

Supratensiunea admisibilă depinde de tensiunea de încercare a izolației înfășurării de excitație.

Există diverse procedee de dezexcitare rapidă, unele cu caracter general, aplicabile la orice tip de excitație, altele cu un caracter mai restrâns.

4.1.4.5.1 Dezexcitarea rapidă cu rezistență de descărcare

Dezexcitarea se realizează prin conectarea înfășurării de excitație a generatorului sincron pe o rezistență de stingere și deconectarea sa de la sursa de excitație, figura 4.35.

În cazul unui defect intern, protecția prin releee a generatorului sincron determină modificarea stării releului intermediar RI care își închide contactul său normal deschis prin care se alimentează bobina contactorului K. Rezultatul este închiderea contactului normal închis K1 și deschiderea contactului normal închis K2. Excitația generatorului este deconectată de la sursă.

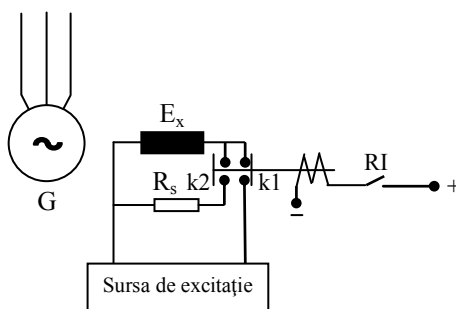


Fig. 4.35 Dezexcitarea rapidă cu rezistență de descărcare

După deconectare, curentul de excitație scade exponențial. În absența înfășurărilor de amortizare, expresia acestuia este de forma:

$$i_f = I_{f0} e^{-\frac{t}{T_{st}}} \quad (4.162)$$

unde I_{f0} este curentul de excitație anterior deconectării iar T_{st} constanta de timp a procesului tranzitoriu de stingere a câmpului magnetic. Dacă statorul este în gol, constanta de timp are expresia:

$$T_{st} = \frac{X_f}{R_f + R_s} = T_{f0} \frac{R_f}{R_f + R_s} \quad (4.163)$$

Pentru ca arcul electric la locul defectului să se stingă trebuie ca tensiunea indusă să scadă sub o anumită valoare. Curentul de excitație care determină această tensiune este:

$$i_{fst} = I_{f0} e^{-\frac{t_{st}}{T_{st}}}$$

iar timpul de stingere rezultă

$$t_{st} = T_{st} \ln \frac{I_{f0}}{i_{fst}} \quad (4.164)$$

Deoarece curenții I_{f0} și i_{fst} sunt niște constante pentru un generator dat, rezultă că timpul de stingere depinde direct de constanta de timp. Ca urmare, reducerea timpului de stingere se realizează prin mărirea rezistenței de stingere. Acest procedeu este, însă, în contradicție cu a doua condiție pe care trebuie să o îndeplinească sistemul de dezexcitare rapidă: limitarea supratensiunilor la bornele înfășurării de excitație.

Pentru schema din figura 4.35, tensiunea la bornele excitației, imediat după deconectare, are expresia:

$$U_{f0} = I_{f0} R_s = I_{f0} R_f \frac{R_s}{R_f} = U_f \frac{R_s}{R_f} \quad (4.165)$$

unde U_f este tensiunea la bornele excitației anterioară deconectării (în regim normal). Din relația (4.165) rezultă că, imediat după deconectare, tensiunea de excitație crește de R_s/R_f ori, deci este direct proporțională cu rezistența de stingere.

Ținând seama și de expresia timpului de stingere (4.164), în practică se alege o valoare intermediară a rezistenței de stingere care să satisfacă ambele condiții; această valoare este de $(3 \div 5)R_f$.

Prezența înfășurării de amortizare are, în general, efecte negative în sensul că mărește constanta de timp de stingere deci și timpul de stingere. Întrucât această înfășurare preia o parte din energia câmpului magnetic din generator, sunt înlesnite condițiile de lucru ale instalației de dezexcitare.

4.1.4.5.2 Dezexcitarea rapidă prin tensiune constantă la bornele înfășurării de excitație

Dezexcitarea rapidă cu rezistență de stingere are dezavantajul că viteza de micșorare a curentului se reduce la sfârșitul procesului de stingere. Metoda de dezexcitare prin tensiune constantă înlătură acest neajuns, asigurând o variație liniară a curentului de excitație și, corespunzător, reducerea timpului de stingere.

Ecuatia diferențială a procesului tranzitoriu din înfășurarea de excitație este de forma:

$$X_f \frac{di_f}{dt} + (R_s + R_f)i_f = 0 \quad (4.166)$$

Dacă se neglijează rezistența înfășurării de excitație și se notează produsul $R_s i_f = u_{f0}$ ca fiind tensiunea la bornele înfășurării de excitație, presupusă constantă, rezultă:

$$X_f \frac{di_f}{dt} + u_{f0} = 0 \quad (4.167)$$

Integrarea ecuației (4.167) se poate face ușor, rezultând:

$$di_f = -\frac{u_{f0}}{X_f} dt \quad \int_{I_{f0}}^{i_f} di_f = -\frac{u_{f0}}{X_f} \int_0^t dt$$

de unde

$$i_f = I_{f0} - \frac{u_{f0}}{X_f} t \quad (4.168)$$

Considerând, pentru simplificare, că stingerea arcului are loc în cazul în care curentul se anulează, timpul de stingere devine:

$$t_{st} = I_{f0} \frac{X_f}{u_{f0}} \quad \text{sau} \quad t_{st} = I_{f0} \frac{X_f}{I_{f0} R_s} = \frac{X_f}{R_s} \approx T_{st} \quad (4.169)$$

Dacă se compară relația a doua (4.169) cu (4.164) se constată că în cazul menținerii tensiunii constante, timpul de stingere se reduce de $\ln(I_{f0}/i_{fst})$ ori.

În figura 4.36 este prezentată comparativ variația curentului de excitație în cele două cazuri, conform relațiilor (4.162), curba 1, și (4.168), dreapta 2. De asemenea, se reprezintă și variația tensiunii la bornele înfășurării de excitație.

Menținerea tensiunii la bornele înfășurării de excitație la o valoare constantă se poate realiza folosind o proprietate a arcului electric scurt de a-și menține tensiunea constantă la borne când curentul variază în limite largi.

În figura 4.37 este prezentată schema de dezexcitare rapidă cu păstrarea constantă a tensiunii. Funcționarea schemei este următoarea: se închide contactul K2 care scurtcircuitază înfășurarea de excitație prin rezistența de limitare r.

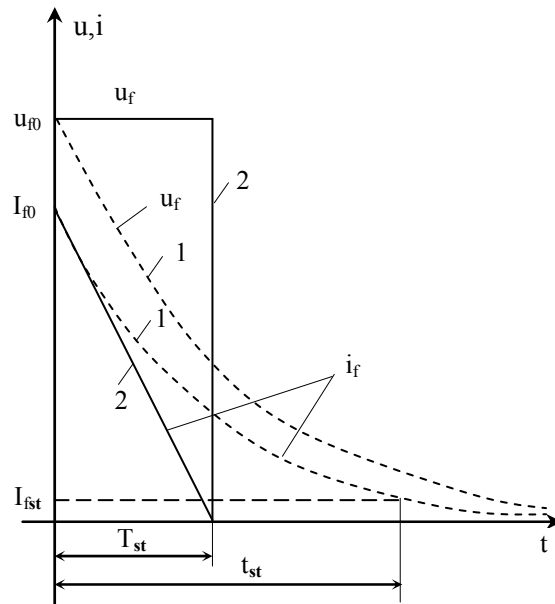


Fig. 4.36 Regimul tranzitoriu în cazul dezexcitării rapide cu tensiune de excitație constantă

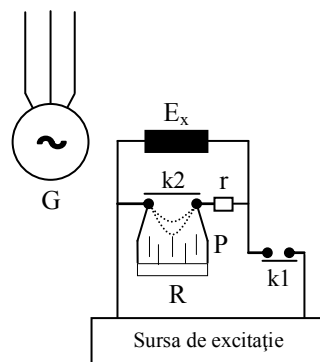


Fig. 4.37 Schema de dezexcitare rapidă folosind proprietatea arcului electric scurt

Se deschide contactul K1 care deconectează excitația de la sursa și apoi K2. Ca urmare a deschiderii contactului K2, între bornele sale apare un arc electric care, prin suflaj magnetic, este îndreptat spre plăcile P care-l divizează în mai multe arcuri scurte. Tensiunea la bornele excitației devine egală cu suma tensiunilor celor n arcuri scurte și se păstrează, practic, constantă în timpul micșorării curentului de excitație. Când curentul de excitație se micșorează mult, arcurile încep să se stingă dar nu simultan. Pentru a evita reaprinderile sau supratensiunile, plăcile P sunt conectate la prizele unei rezistențe R de egalizare, de valoare mare.

4.1.4.5.3 Dezexcitarea rapidă prin inversarea polarității tensiunii de excitație

Prin inversarea tensiunii de excitație se obține o reducere rapidă a curentului de excitație dar, dacă nu se întrerupe circuitul de excitație în momentul trecerii prin zero a curentului, acesta poate crește în sens invers.

În figura 4.38 se prezintă schema de inversare a tensiunii de excitație.

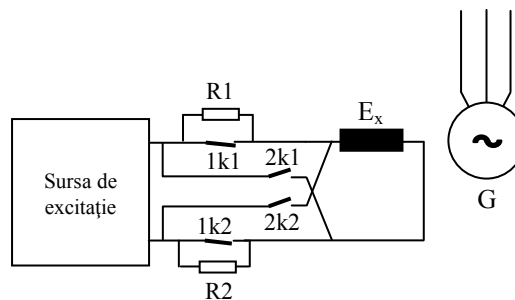


Fig. 4.38 Schema de dezexcitare rapidă prin inversarea polarității tensiunii de excitație

Funcționarea este următoarea: se deschid mai întâi contactele 1K1, 1K2, excitația rămânând conectată la sursă prin rezistențele R1 și R2. Pentru a evita supratensiunile, se închid apoi contactele 2K1 și 2K2 prin care se inversează polaritatea. Este necesară respectarea acestei ordini pentru a evita scurtcircuitarea sistemului de excitație.