

ROMANIAOFICIUL DE STAT
PENTRU
INVENȚII ȘI MĂRCI**BREVET DE INVENȚIE ⁽¹⁹⁾ RO ⁽¹¹⁾ 104459****(12) DESCRIEREA INVENȚIEI**(21) Cerere de brevet nr: **147937**(22) Data înregistrării: **02.07.91**

(61) Complementară la invenția

brevet nr:

(45) Data publicării:

(86) Cerere internațională(PCT)

nr.: data:

(87) Publicarea cererii internaționale

nr.: data:

(89)

(51)Int.Cl.4: **G 01 R 31/08**

(30) Prioritate:

(32) Data:

(33) Țara:

(31) Certificat nr.

(71) Solicitant: **Zăgan Dumitru, București, RO**

(73) Titular: (71)

(72) Inventator: (71)

**(54) Metodă și aparat pentru detectarea distanței până la locul defectului,
pe liniile de transport a energiei electrice****(57) Rezumat:**

Invenția este utilă în sistemele de distribuție a energiei electrice, pe liniile de înaltă tensiune, pentru protecția sistemelor prin deconectarea liniilor pe care au apărut defecte.

Metoda și aparatul folosesc valorile instantanee ale curentului i_0 și tensiunii u_0 , culese de pe linie și filtrează componentele aperiodice și armonice superioare din semnalele culese cu ajutorul unor filtre aperiodice trece jos, respectiv filtre armonice trece jos, ce funcționează prin eșantionare, se defazează cu 90° semnalele filtrate obținând i'_0 și u'_0 , se generează în mod programabil prin conversie digital-analogică cu interpolare liniară, familii de caracteristici poligonale de măsură prin componentele sale rezistive R și inductive X , se detectează momentul și distanța până la locul de apariție al defectului printr-un algoritm de calcul constând în sistemul:

$$f1 = Ri_0 - Xi'_0 - u_0 = 0$$

$$f2 = Xi_0 + Ri_0 - u'_0 = 0$$

care determină situația vectorului impedanței liniei pe una dintre caracteristicile familiei poligonale de măsură, prin generarea unui semnal z de coincidență în timp a validării celor două egalități, se interfațează aparatul cu un calculator ce permite vizualizarea pe ecran a familiilor poligoanelor de măsură și a poziției curenți a vectorului impedanței liniei, precum și prelucrarea informațiilor aferente comportării liniei înainte și după defect cu ajutorul unor programe specifice software.

Precizia și timpul de detectare a distanței până la locul defectului în condițiile luării în considerație a componentelor aperiodice și armonice superioare, precum și deformarea valorilor curentului de către saturația transformatoarelor de curent este de aproximativ 10% cu răspuns în 5ms și 2% cu răspuns în 10 ms.

Aparatul permite blocarea declanșării întrerupătoarelor de deconectare a liniei în cazul apariției pendulațiilor în sistemul energetic.

Invenția se referă la o metodă și un aparat pentru detectarea distanței până la locul defectului, pe linia de transport a energiei electrice, util în sistemele de distribuție a energiei electrice pe liniile de înaltă tensiune, pentru detectarea locului defectului apărut.

Se cunosc metode pentru detectarea distanței până la locul defectului pe liniile de transport a energiei electrice, ca de exemplu: [1] metoda și aparatul bazat pe aceasta care utilizează circuite de referință pentru impedanța de defect aferentă patruleterului de defect, ce se compară în amplitudine și fază cu impedanța liniei, cu scopul depistării momentului și locului defectului pe linia electrică.

Dezavantajele metodei și aparatului, cunoscute, sunt următoarele:

- nu se ia în considerație componentele aperiodice și armonice superioare frecvenței rețelei care însoțesc componentele sinusoidale ale curentului și tensiunii, în momentul defectului din care cauză timpul de răspuns și precizia de detectare a distanței până la locul defectului sunt nesatisfăcătoare;

- caracteristica poligonală de măsură este un patrulater ce nu poate fi programat ca număr de laturi, formă și dimensiuni, foarte ușor, din afara aparatului, ca de exemplu cu ajutorul tehnicii de calcul;

- nu permite interfațarea cu mijloace ale tehnicii de calcul pentru vizualizarea caracteristicii de măsură, a poziției curenți a vectorului impedanței liniei înainte și după defect, cu posibilitatea de prelucrare pe calculator a informațiilor privind defectul.

Metoda, conform invenției, înlătură dezavantajele de mai sus prin aceea că folosește valorile instantanee ale curentului și tensiunii culese de pe linie, se filtrează componentele aperiodice și armonice superioare din semnalele culese, cu ajutorul unor filtre ce funcționează prin eșantionare în regim tranzitoriu, având timp de răspuns foarte mic, se generează în mod programabil, prin conversie digital-analogică, familii de caracteristici poligonale de măsură prin componentele sale rezistive și inductive, se detectează momentul și distanța până la locul de apariție a defectului printr-un algoritm de calcul, prin care se compară părțile reale și imaginare ale impedanței aferente poligonului de măsură cu cea a liniei electrice, se interfațează aparatul cu un calculator ce permite vizualizarea pe ecran a

forme și dimensiunii poligonului de măsură a poziției curenți a vectorului impedanței liniei, precum și prelucrarea informațiilor aferente comportării liniei înainte și după defect, cu ajutorul unor programe specifice software.

Aparatul, conform metodei prezentate mai sus, înlătură dezavantajele soluțiilor cunoscute prin aceea că este alcătuit din: blocuri de filtrare a componentelor aperiodice și de filtrare a armonicelor superioare ce funcționează cu eșantionare, atât pentru curentul cât și pentru tensiunea culese de pe linie, blocuri de calcul analogic și comparație digitală, conform metodei de calcul a momentului și locului defectului apărut pe linie, la care se aplică valorile filtrate ale curentului și tensiunii defazate cu 0° , precum și cu 90° , împreună cu valorile componentelor rezistive, respectiv inductive obținute din blocurile de generare a familiilor de caracteristici poligonale programabile digital-analogic din calculator, blocurile de interfațare cu calculatorul ce permit transmiterea semnalelor de timp pentru toate blocurile aparatului, a semnalelor de declanșare a întrerupătoarelor liniei defecte, de blocare la pendulații, precum și de vizualizare a familiilor de caracteristici poligonale de măsură, a poziției curenți a vectorului impedanței liniei, precum și obținerea unor statistici referitoare la apariția defectului.

Scopul invenției este să înlătore dezavantajele soluției cunoscute.

Problema tehnică pe care o rezolvă invenția este de a depista în timp cât mai mic, cu precizie satisfăcătoare, momentul și locul defectului apărut pe linia de transport a energiei electrice, în scopul deconectării tronsonului de linie pe care a apărut defectul.

Se dă, în continuare, un exemplu de realizare a invenției în legătură și cu fig. 1.....15, care reprezintă:

- fig.1, caracteristica poligonală de măsură a impedanței de defect;

- fig.2, familia de 8 caracteristici poligonale de măsură, cu 8 laturi și 8 segmente pe fiecare latură;

- fig.3, forma curentului de defect, conținând componentele aperiodice și armonice superioare, ce însoțesc componenta sinusoidală fundamentală;

- fig.4, forma curentului de defect în situația deformată, datorată saturației transformatoarelor de curent;

- 55 - fig.5, forma semnalului la ieșirea
filtrelor armonice ce funcționează cu
eșantionare;
- fig.6, variația constantei k în cazurile
semnalelor aperiodice și armonice, la intrarea
filtrelor pentru componente aperiodice;
60 - fig.7, schema bloc a aparatului ce face
obiectul invenției;
- fig.8, exemplu de realizare a filtrului
pentru componente aperiodice;
- fig.9, exemplu de realizare a blocului
65 de defazare cu 90° ;
- fig.10, exemplu de realizare a filtrului
armonic cu eşantionare pentru componente
armonice superioare;
- fig.11, exemplu de realizare a
70 circuitelor pentru obținerea semnalelor de timp;
- fig.12, exemplu de realizare a
generatoarelor pentru R și X , cu ajutorul
convertorului D/A cu interpolare;
- fig.13, exemplu de realizare a

75

$$u_o = U_o \cos \omega t$$

$$i_o = I_o \cos (\omega t - \varphi_o)$$

Aceste mărimi defazate cu 90° vor fi:

$$u'_o = U_o \cos (\omega t - \pi/2) = U_o \sin \omega t$$

$$i'_o = I_o \cos (\omega t - \varphi_o - \pi/2) = I_o \sin (\omega t - \varphi_o')$$

80

Impedanța de defect are expresia:

$$\underline{Z}_0 = Z_o e^{j\varphi} \text{ în care } Z_o = U_o / I_o$$

Considerăm, de asemenea, poligonul impedanței de defect definit de componentele sale:

$$\underline{Z} = R + jX \text{ în care } R = Z \cos \varphi$$

$$X = Z \sin \varphi$$

85

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}; \quad \varphi = \arctg \frac{X}{R}$$

90

Pentru a detecta momentul de apariție a defectului pe linie (pentru orice poziție a vectorului liniei $\underline{Z}_0$) marcat de situarea vectorului de defect $\underline{Z}_0$ pe poligonul de defect, se imprimă vectorului $\underline{Z}$, ce definește poligonul de defect, o mișcare permanentă de rotație cu viteza unghiulară $\omega \gg \omega_o$ (vectorul $\underline{Z}$ parcurgând astfel poligonul de defect cu viteza unghiulară ω mult mai mare decât ω_o) și se compară vectorul de defect al liniei $\underline{Z}_0$ cu vectorul ce definește poligonul $\underline{Z}$, urmărind satisfacerea egalității $\underline{Z}_0 = \underline{Z}$ ce definește momentul apariției defectului pe linie (fig.1).

100

Pentru a determina distanța la care s-a produs defectul, se definește în loc de o singură

circuitelor de multiplicare analogică;

- fig.14, exemplu de realizare a circuitelor sumatoare;

- fig.15, exemplu de realizare a circuitelor de comparație cu histerezis, pentru realizarea coincidenței trecerilor prin zero, conform metodei.

Se prezintă, în continuare, metoda de măsură a impedanței de defect, considerând regimul staționar de defect din care au dispărut componentele aperiodice superioare ce însoțeau componentele sinusoidale armonice fundamentale ale curentului și tensiunii, în timpul regimului tranzitoriu de defect.

Metoda utilizează atât valorile instantanee cât și reprezentarea în complex a mărimilor electrice (tensiune, curent, impedanță) considerăm expresiile instantanee ale curentului și tensiunii pe linie, în regim staționar de defect, ca fiind defazate între ele având expresiile:

caracteristică o familie de caracteristici poligonale care să acopere întreaga lungime a liniei electrice. Se cunoaște că modulul impedanței de defect este direct proporțional cu lungimea liniei de la un capăt până la locul de defect. De exemplu, o linie de 240 km se împarte în 8 părți a câte 30 km, obținând o familie de 8 caracteristici (fig.2).

Fiecărei caracteristici de măsură îi alocăm maximum 8 laturi, iar fiecare latură o împărțim în 5 segmente.

Se obține astfel, pornind de la aproximativ $2\mu s$, durata unui segment pe o latură:

- 105 1 latură - $5 \cdot 1,95 = 9,76 \mu s \rightarrow 102,4 \text{ kHz}$;
 1 poligon - $8 \cdot 9,76 = 78,125 \mu s \rightarrow 12,8 \text{ kHz}$;
 1 familie - $8 \cdot 78,125 = 625 \mu s \rightarrow 1,6 \text{ kHz}$;
 1 sistem - $8 \cdot 625 = 5 \text{ ms} \rightarrow 200 \text{ Hz}$.

- 110 Prin sistem se înțelege parcurgerea celor 6 tipuri de defecte posibile: 3 între faze, 3 la pământ și 2 timpi pentru reset general. Prin urmare, următoarele relații definesc parcurgerea familiei de poligoane de măsură cu viteza unghiulară ω :

- 115 $\varphi = \varphi(t) \omega t$ și deci $R = Z(\varphi) \cos \omega t$;
 $Z = Z(\varphi)$ $X = Z(\varphi) \sin \omega t$
 Deoarece pentru a urmări apariția egalității $\underline{Z} = \underline{Z}_0$ nu dispunem de valorile componentelor R_0 și X_0 ale vectorului impedenței de defect $\underline{Z}_0$, se caută determinarea momentului de apariție a defectului, printr-un sistem de ecuații echivalente cu egalitatea $\underline{Z} = \underline{Z}_0$ în care să apară mărimi a căror valoare să poată fi măsurată. Obținem astfel succesiv:

- 120 $\underline{Z} = \underline{Z}_0$ sau
 $\underline{Z} - \underline{Z}_0 = 0$ sau înmulțind cu $\underline{I}_0$
 $\underline{I}_0 \underline{Z} - \underline{I}_0 \underline{Z}_0 = 0$ sau
 $\underline{I}_0 \underline{Z} - \underline{U}_0 = 0$, dar expresiile în complex în formă trigonometrică pentru $\underline{U}_0$, $\underline{I}_0$, $\underline{Z}_0$ sunt:
 $\underline{U}_0 = U_0 [\cos \omega t + j \sin \omega t]$
 $\underline{I}_0 = I_0 [\cos (\omega t - \varphi) + j \sin (\omega t - \varphi)]$
 $\underline{Z} = Z [\cos \varphi + j \sin \varphi]$

- Înmulțirea a două numere complexe în formă algebrică se face astfel $(a+bj)(c+dj) = ac-bd+j(ad+bc)$, deci, particularizând, obținem: $\underline{I}_0 \underline{Z}_0 - \underline{U}_0 = 0$, echivalent cu:

- 130 $[I_0 \cos (\omega t - \varphi)] Z \cos \varphi - [I_0 \sin (\omega t - \varphi)] Z \sin \varphi + j\{[I_0 \cos (\omega t - \varphi)] Z \sin \varphi + [I_0 \sin (\omega t - \varphi)] Z \cos \varphi\} = U_0 (\cos \omega t + j \sin \omega t)$

Identificând partea reală și imaginară obținem sistemul:

- 135 $I_0 Z \cos (\omega t - \varphi) \cos \varphi - I_0 Z \sin (\omega t - \varphi) \sin \varphi = U_0 \cos \omega t$
 $I_0 Z \cos (\omega t - \varphi) \sin \varphi - I_0 Z \sin (\omega t - \varphi) \cos \varphi = U_0 \sin \omega t$

Grupând, obținem:

- 140 $(Z \cos \varphi) [I_0 \cos (\omega t - \varphi)] - (Z \sin \varphi) [I_0 \sin (\omega t - \varphi)] = U_0 \cos \omega t$
 $(Z \sin \varphi) [I_0 \cos (\omega t - \varphi)] + (Z \cos \varphi) [I_0 \sin (\omega t - \varphi)] = U_0 \sin \omega t$

Înlocuind cu valorile instantanee definite anterior, pentru i_0 , u_0 , i'_0 , u'_0 , R , X obținem:

- 145 $R i_0 - X i'_0 - u_0 = 0$
 $X i_0 + R i'_0 - u'_0 = 0$

- 150 Acest sistem de ecuații în care găsim operații de înmulțire, adunarea scădere, comparație, în care se folosesc mărimi electrice instantanee ce se pot culege din linie (curent și tensiune) și valorile lor defazate cu 90° , precum și valorile generate R , X ce definesc familia poligoanelor de măsură, reprezintă metoda de detectare a momentului de apariție pe linie și de

măsură a distanței de la capătul liniei până la punctul de defect pe linie.

Pentru a studia aplicabilitatea metodei de măsură a distanței până la locul defectului în cazul regimului tranzitoriu de defect, definim pentru început semnalele electrice ce însoțesc inerent mărimile sinusoidale din regimul staționar de defect.

Presupunând un scurtcircuit metalic pe linie, descris de ecuația diferențială:

$$u_0 = Ri_0 + (L' - M) di_0/dt \quad \text{în care} \quad u_0 = U_0 \sin \omega t$$

160

i_0 = curentul de defect L' = inductanța proprie a liniei
 R = rezistența liniei M = inductanța mutuală

notăm $L = L' - M$ și rezolvând ecuația diferențială obținem soluția:

165

$i_0 = I_0 \sin(\omega t - \varphi_0) + C e^{-(R_0/L_0)t}$ în care C este o constantă care se determină considerând valoarea curentului în momentul $t=0$ al apariției scurtcircuitului egală cu pI_0 unde p este un coeficient subunitar pozitiv sau negativ ($-1 \leq p \leq 1$).

170

La $t=0$ obținem: $i_0(0) = pI_0 = -I_0 \sin \varphi_0 + C$, deci:
 $C = pI_0 + I_0 \sin \varphi_0 = I_0 (p + \sin \varphi_0)$
 Notăm $\operatorname{ctg} \varphi_0 = R_0/X_0 = R_0/\omega L_0$, deci $R_0/L_0 = \omega \operatorname{ctg} \varphi_0$

Se obține soluția:

175

$$i_0 = I_0 [\sin(\omega_0 t - \varphi_0) + (p + \sin \varphi_0) e^{-\omega_0 (\operatorname{ctg} \varphi_0) t}]$$

Considerând la modul general că apariția unui scurtcircuit generează armonici superioare ale frecvenței rețelei (aproximativ 400 Hz ÷ 1000 Hz), se poate completa expresia curentului de defect, rezultând forma generală a acestuia (fig.3):

180

$$i_0 = I_0 [\sin(\omega_0 t - \varphi_0) + (p + \sin \varphi_0) e^{-\omega_0 (\operatorname{ctg} \varphi_0) t} + n \sin(k \omega_0 t - \psi)]$$

185 în care:

I_0 - modulul curentului de defect;
 φ_0 - argumentul impedanței de defect;
 $-1 \leq p \leq 1$ - coeficient ce definește mărimea curentului în momentul apariției defectului;
 $0 \leq n \leq 1$ - coeficient ce definește amplitudinea relativă a armonice raportată la fundamentală;
 k - ordinul armonice;
 ψ - faza armonice.

190

În cazul în care luăm în considerație deformarea curentului de defect, datorată saturației miezului transformatorului de curent, obținem o formă care păstrează din forma inițială numai valorile înainte și după trecerile prin zero ale curentului, în rest fiind zero, deoarece depășește valoarea la care se saturează miezul (fig.4). Prima saturație apare uzual după

200

$$\begin{aligned} R(\lambda i_0) - X(\lambda i_0) - (\lambda u_0) &= 0 \\ X(\lambda i_0) + R(\lambda i_0) - (\lambda u'_0) &= 0 \end{aligned}$$

deci:

205

$$\begin{aligned} \lambda (Ri_0 - Xi'_0) - \lambda u_0 &= 0 \\ \lambda (Xi_0 + Ri'_0) - \lambda u'_0 &= 0 \end{aligned}$$

și simplificând cu λ , se obține principiul prezentat inițial.

aproximativ 5ms.

Pentru a face aplicabil principiul de măsură prezentat anterior (în regim permanent de defect) și în cazul regimului tranzitoriu de defect, observăm că el este aplicabil și în cazul în care fiecare din cele două mărimi i_0 și u_0 se înmulțesc cu același parametru variabil $\lambda(t)$:

Deci, filtrarea componentelor aperiodică și armonică, trebuie să conducă la obținerea unor mărimi filtrate, înmulțite cu același parametru $\lambda(t)$.

În acest sens, utilizăm filtre normale, dar care, în mod periodic, sunt aduse în condiții inițiale nule, obținând în mod calitativ următoarea

formă de răspuns (fig.5), ce va fi determinată cantitativ în continuare.

Folosim un filtru armonic (cu poli complecși) Butterworth trece jos de ordin 2, pentru componentele armonice superioare cu funcția de transfer:

$$\frac{X_e(s)}{X_i(s)} = Y(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$$

în care $\xi \approx 0$ - amortizarea filtrului foarte aproape de zero, adică de pragul de oscilație;
 ω_0 - frecvența de tăiere la -3dB.

Răspunsul $x_e(t)$ al filtrului la aplicarea semnalului de intrare $x_i(t)$ este soluția ecuației diferențiale următoare:

$$\frac{d^2 x_e}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \frac{dx_e}{dt} + \omega_0^2 x_e = \omega_0^2 x_i, \quad \text{în care:}$$

$$x_i(t) = X_i [\sin(\omega_0 t - \varphi_0) + (p + \sin \varphi_0) e^{-\omega_0 (\operatorname{ctg} \varphi_0) t} + n \sin(k\omega_0 t - \psi)]$$

Soluția ecuației diferențiale în condițiile nule:

$$x_e(t)|_{t=0} = x_e(0) = 0; \quad \left. \frac{dx_e(t)}{dt} \right|_{t=0} = \dot{x}_e(0) = 0$$

$$x_e(t) = - \frac{\sqrt{\left[x_p(0) + \frac{x_p(0)}{\omega_0} \right]^2 + 2 \left(\frac{\xi-1}{\omega_0} \right) x_p(0) x_p(0)}}{\sqrt{1-\xi^2}}$$

$$\times e^{-\xi\omega_0 t} \cos \left[\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t - \arctg \left(\frac{x_p(0)}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} x_p(0)} + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \right) \right] + x_p(t)$$

în care:

$$x_p(t) = X_i \left[\frac{1}{2\xi} \cos(\omega_0 t - \varphi_0) - \frac{(p + \sin \varphi_0)}{\operatorname{ctg}^2 \varphi_0 - 2\xi \operatorname{ctg} \varphi_0 + 1} e^{-\omega_0 (\operatorname{ctg} \varphi_0) t} + \right.$$

$$\left. + \frac{n}{\sqrt{1+k^4+2k^2(2\xi^2-1)}} \cos(k\omega_0 t - \psi - \arctg \frac{2\xi k}{1-k^2}) \right]$$

Pentru a simplifica expresia lui $x_e(t)$, considerăm $\xi \approx 0$ și obținem valoarea aproximativă:

260

$$x_e = \frac{X_i}{2\xi} (1 - e^{-\xi\omega_0 t}) \cos(\omega_0 t - \varphi_0)$$

Eroarea care se face o putem estima considerând valoarea aproximativă a lui $x_p(t)$:

265

$$x_p(t) = \frac{X_i}{2\xi} \cos(\omega_0 t - \varphi_0) - X_i \frac{p + \sin \varphi_0}{1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_0} e^{-(\omega_0 t) \operatorname{ctg} \varphi_0} + X_i \frac{n}{1 - k^2} \cos(k\omega_0 t - \psi)$$

Cei doi coeficienți ai componentei armonice superioare rezultată la ieșirea filtrului

270

$$\frac{n}{1 - k^2}$$

și cel al componentei fundamentale $(1 - e^{-\xi\omega_0 t})/2\xi$ au valorile următoare, pentru $\xi = 0,04$; $n = 1$ $k = 10$, adică pentru 500Hz.

275

t[ms]	$a = \frac{1 - e^{-\xi\omega_0 t}}{2\xi}$	$b = \frac{n}{1 - k^2}$	$\frac{a}{b}$ [%]
1	0,159	0,01	6,3
2	0,319	0,01	3,1
3	0,478	0,01	2,0
4	0,638	0,01	1,5
5	0,7748	0,01	1,2
6	0,9343	0,01	1,0
7	1,0711	0,01	0,9
8	1,2306	0,01	0,8
9	1,3901	0,01	0,7
10	1,5269	0,01	0,6

280

285

Se constată o eroare foarte mică.

Coeficientul componentei aperiodice are următoarea variație, în care se consideră $p = 1$;

290

φ_0	$(p + \sin \varphi_0) \sin^2 \varphi_0$
0°	0,00
30°	0,37
45°	0,85
60°	1,40
90°	2,00

295

300 care introduce erori de măsură inacceptabile (de
exemplu de 260% la 5ms). Este normal,
deoarece filtrul este trece jos, iar componentele
aperiodice au în spectrul lor frecvențe joase.
305 Pentru a remedia această situație, se utilizează
înaintea filtrului armonic trece jos o structură de
filtru, pentru componente aperiodice bazat pe
filtre aperiodice (cu poli reali) trece tot
(întârziere), de tip Bessel, care au timp de
răspuns foarte mic.

310 Înainte de descrierea acestui filtru să
reținem ca acceptabilă o eroare de 3,1% pentru
filtrul armonic de ordinul 2, prezentat mai sus,

ceea ce înseamnă o citire a răspunsului sau la
2,5 ms de la aducerea la zero
(inițializarea)filtrului (am prezentat anterior că
o parcurgere a unei familii de caracteristici
durează 0,625 ms inclusă ca durată în cele 2,5
ms). În acest fel , filtrul armonic va fi adus la
zero din 2,5 ms în 2,5 ms, citirile la ieșirea
filtrului făcându-se în 0,625 ms de la sfârșitul
celor 2,5 ms.

Filtrul pentru componente aperiodice
are la bază celula de filtru trece tot, de tip
Bessel, cu funcția de transfer:

$$315 \quad Y_0(s) = \frac{s - 1/\tau}{s + 1/\tau} \quad \text{în care } \tau \text{ este constanta de timp.}$$

Pe baza acestui filtru se obține filtrul de ordinul 1 trece jos, ce are funcția de transfer
următoare:

$$320 \quad Y_1(s) = \frac{1 - Y_0(s)}{2} = \frac{1/\tau}{s + 1/\tau} \quad \text{descrie de ecuația diferențială:}$$

$$325 \quad \frac{dx_i}{dt} + \frac{1}{\tau} x_i = -\frac{1}{\tau} x_i$$

La intrarea acestui filtru se aplică semnale de tipul:

$x_i = x_{i1} + x_{i2} = \cos \omega_0 t + e^{-t/\tau}$ în care $\omega_0 = 2\pi f = 2\pi/T$ pulsația rețelei de 50Hz, iar α_0 este constantă
de timp a liniei în situația de defect:

$$330 \quad \alpha_0 = \frac{1}{\omega_0} \operatorname{tg} \varphi_0 \quad \text{în care } \varphi_0 \text{ este argumentul impedanței de defect:}$$

$$335 \quad \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{\omega_0 L_0}{R_0}, \quad \text{deci : } \alpha_0 = \frac{L_0}{R_0}$$

Variația lui α_0 în raport de φ_0 este următoarea:

$$340 \quad \alpha_0 = \frac{1}{\omega_0} \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{T_0}{2\pi} \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{20}{6,28} \operatorname{tg} \varphi_0 [ms] = 3,18 \operatorname{tg} \varphi_0 [ms]$$

φ_0 [grade]	0°	5°	10°	30°	45°	60°	80°	85°	90°
α_0 [ms]	0,00	0,27	0,56	1,83	3,18	5,50	18,03	36,34	∞

345 Răspunsul în timp al filtrului $Y_1(s)$ la semnalul de intrare $x_i = \cos \omega_0 t$ este următorul:

$$x_{o1} = (\cos \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_0 \tau) \cos (\omega_0 t - \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_0 \tau) - \cos^2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_0 \tau e^{-t/\tau}.$$

Alegând constanta de timp $\tau = 1$ ms, putem considera că după timpul $t > 3 \cdot \tau = 3$ ms se poate
neglija componenta aperiodică și putem aproxima:

$$x_{o1} = (\cos \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_0 \tau) \cos (\omega_0 t - \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega_0 \tau)$$

350 Răspunsul în timp al filtrului $Y_1(s)$ la semnalul de intrare $x_{i2} = e^{-t/\tau}$ este următorul:

$$x_{s2} = \frac{\alpha_0}{\alpha_0 - \tau} (e^{-t/\alpha_0} - e^{-t/\tau}) = \frac{\alpha_0}{\alpha_0 - \tau} e^{-t/\alpha_0} (1 - e^{-t/\tau + t/\alpha_0})$$

355 Pentru $\tau = 1 \text{ ms} < \alpha_0$, ceea ce apare pentru $\varphi_0 > 10^\circ$ se poate aproxima:

360 $x_{s2} = e^{-t/\alpha_0} (1 - e^{-t/\tau})$, (pentru $\alpha_0 < \tau = 1 \text{ ms}$ componenta exponențială e^{-t/α_0} nu pune probleme privind durată regimului tranzitoriu, deoarece este mai scurt decât cel dat de $e^{-t/\tau}$).

365 Deci, cu aproximațiile prezentate, filtrul $Y_1(s)$ introduce o defazare a componentelor armonice egală cu $\beta = \arctg \omega_0 \tau$ și o întârziere a componentelor aperiodice egală cu τ .

Pe baza acestui filtru Y_1 se construiește filtrul pentru componente aperiodice în felul următor:

Se scade din semnalul de la ieșirea unui filtru trece jos de ordinul 1, cu constanta de timp τ , semnalul de la ieșirea cascadei de două filtre trece jos de ordinul 1, cu constantele de timp $\tau/2$ ponderate cu factorul k , obținând relația matematică următoare:

$$Y(s) = \frac{1/\tau}{s+1/\tau} - k \left(\frac{2/\tau}{s+2/\tau} \right)^2$$

deci pentru $x_i = x_{i1} = \cos \omega_0 t$ vom obține la ieșirea semnalului:

$$370 \quad x_{s1} = (\cos \arctg \omega_0 \tau) \cos (\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau) - k (\cos^2 \arctg \omega_0 \tau / 2) \cos (\omega_0 t - 2 \arctg \omega_0 \tau / 2)$$

Pentru valori mici ale expresiei:

$$\omega_0 \tau = \frac{2\pi}{20} \approx 0,3$$

se poate aproxima că $2 \arctg \omega_0 \tau / 2 = \arctg \omega_0 \tau$ obținând:

$$375 \quad x_{s1} = [(\cos \arctg \omega_0 \tau) - k (\cos^2 \arctg \omega_0 \tau / 2)] \cos (\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau)$$

Pentru $x_i = x_{i2} = e^{-t/\alpha_0}$ obținem:

$$x_{s2} = e^{-t/\alpha_0} (1 - e^{-t/\tau}) - k (1 - e^{-t/\tau/2})^2 e^{-t/\alpha_0}$$

$$x_{s2} = [(1 - e^{-t/\tau}) - k (1 - e^{-t/\tau/2})^2] e^{-t/\alpha_0}$$

Pentru a rejecta componenta aperiodică e^{-t/α_0} se alege valoarea lui:

380

$$k = \frac{(1 - e^{-t/\tau})}{(1 - e^{-t/\tau/2})^2}$$

385

$$k = \frac{2e^{-t/\tau/2} \left(\frac{e^{t/\tau/2} - e^{-t/\tau/2}}{2} \right)}{4e^{-t/\tau/2} \left(\frac{e^{t/\tau} - e^{-t/\tau/2}}{2} \right)^2}$$

390

$$k = \frac{1}{2} * \frac{\text{sh } \frac{t}{\tau/2}}{\text{sh } 2 \frac{t}{\tau}} = \frac{1}{2} * \frac{2 \text{sh } \frac{t}{\tau} \text{ch } \frac{t}{\tau}}{\text{sh } 2 \frac{t}{\tau}} = \text{cth } \frac{t}{\tau} \quad \text{deci} \quad k = \text{cth } \frac{t}{\tau}$$

395

Se constată pentru $t < 0$ valoarea $k \geq 1$.

Dacă am alege o valoare pentru k , în sensul de a rejecta componentele armonice atunci ar fi:

400

$$k' = \frac{\cos \arctg \omega_0 \tau}{\cos^2 \arctg \omega_0 \tau / 2} \approx \frac{\cos^2 \arctg \omega_0 \tau / 2 - \sin^2 \arctg \omega_0 \tau / 2}{\cos^2 \arctg \omega_0 \tau / 2}$$

$$-1 - \operatorname{tg}^2 \arctg \omega_0 \tau / 2 - 1 - \omega_0^2 \tau^2 / 4 \leq 1$$

405

Prin urmare, se constată proprietatea filtrului prin care, dacă se alege k , încât să rejeteze componentele aperiodice atunci componentele armonice vor trece prin filtru și reciproc, deoarece valorile lui k în cele două cazuri se exclud reciproc (fig.6).

Semnalul armonic la ieșirea filtrului are amplitudinea:

410

$$x_{e1} = \left[\cos \arctg \omega_0 \tau - \left(\operatorname{cth} \frac{t}{\tau} \right) \cos^2 \arctg \omega_0 \frac{\tau}{2} \right] * \cos (\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau)$$

415

Pentru a putea aplica principiul de măsură propus, mai sunt necesare circuite de defazare cu 90° a semnalelor. Aceasta se realizează pe baza celei de filtru trece tot, prezentat anterior.

Se obține următoarea celulă de defazare:

420

$$Y_1(s) = \frac{1 - Y_0(s)}{2} = \frac{1/\tau}{s + 1/\tau} \text{ pentru faza de } 0^\circ$$

$$Y_2(s) = 1 + Y_0(s) = \frac{2s}{s + 1/\tau} \text{ pentru faza de } 90^\circ$$

425

Răspunsurile în timp ale celor două celule la semnale de intrare de formă:

$x_i = \cos \omega_0 t$ sunt:

$x_{e1} = (\cos \arctg \omega_0 \tau) * \cos(\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau)$ pentru 0° respectiv

$x_{e2} = 2(\sin \arctg \omega_0 \tau) * \sin(\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau)$ pentru 90° .

430

Semnalele sunt, deci, defazate cu 90° între ele, dar au amplitudini diferite.

Introducând la intrarea celulelor de defazare, semnalul:

$x_i = (\cos \arctg \omega_0 \tau) * \cos(\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau)$, cules de la ieșirea filtrului de componente periodice, se obțin semnalele:

$x_{e1} = (\cos^2 \arctg \omega_0 \tau) * \cos(\omega_0 t - 2 \arctg \omega_0 \tau)$, respectiv:

435

$x_{e2} = 2(\cos \arctg \omega_0 \tau) * \sin \arctg \omega_0 \tau * \sin(\omega_0 t - 2 \arctg \omega_0 \tau)$ sau:

$x_{e2} = (\sin 2 \arctg \omega_0 \tau) * \sin(\omega_0 t - 2 \arctg \omega_0 \tau)$

Pentru ca amplitudinele celor două semnale x_{e1} și x_{e2} să fie egale este necesar ca:

$\cos^2 \arctg \omega_0 \tau = 2 \sin \arctg \omega_0 \tau * \cos \arctg \omega_0 \tau$, de unde:

440

$\cos \arctg \omega_0 \tau = 2 \sin \arctg \omega_0 \tau$ adică $\omega_0 \tau = 1/2$ încât pentru 50Hz rezultă:

$$\tau = \frac{1}{2 \omega_0} = \frac{T}{2 * 2 \pi} = \frac{20}{4 \pi} = 1,6 \text{ ms}$$

445

În acest fel, durata regimului tranzitoriu al celulelor de defazare este acceptabilă, deoarece dacă o considerăm egală cu $2\tau = 3 \text{ ms}$, aceasta este similară cu cea a filtrului precedent pentru componente aperiodice pentru 0° .

$$x_{e1} = \left[\cos \arctg \omega_0 \tau - \left(\operatorname{cth} \frac{t}{\tau} \right) \cos^2 \arctg \omega_0 \frac{\tau}{2} \right] * (\cos \arctg \omega_0 \tau) *$$

450

$$* \cos (\omega_0 t - 2 \arctg \omega_0 \tau), \text{ respectiv } 90^\circ$$

455

$$x_{e2} = \left[\cos \arctg \omega_0 \tau - \left(\operatorname{cth} \frac{t}{\tau} \right) \cos^2 \arctg \omega_0 \frac{\tau}{2} \right] * (2 \sin \arctg \omega_0 \tau) *$$

$$* \sin (\omega_0 t - 2 \arctg \omega_0 \tau$$

Variația acestor semnale în raport de frecvență armonicelor este prezentată mai jos, pentru $\tau = 1,6 \text{ ms}$; $t = 1,6 \text{ ms}$, deci $k = 1,31$:

f[Hz]	$\omega_0 \tau$	β	$\cos \beta$	$\sin \beta$	γ	$\cos \gamma$	x_{e1}	x_{e2}
50	0,5	26°	0,90	0,45	14°	0,97	0,3	0,3
500	5,0	79°	0,19	0,98	68°	0,37	0,003	0,04
1000	10,0	85°	0,10	0,99	79°	0,19	0,005	0,09

unde $\beta = \arctg \omega_0 \tau$

$$\gamma = \arctg \frac{\omega_0 \tau}{2}$$

Pentru $\tau = 1,6 \text{ ms}$; $t > \tau$ deci $k = 1$ se obține:

f[Hz]	x_{e1}	x_{e2}
50	0,036	0,036
500	0,011	0,11
1000	0,006	0,11

Se poate concluziona că pentru $t > \tau = 1,6 \text{ ms}$ amplitudinea semnelor x_{e1} și x_{e2} reprezintă $0,036 \cdot 10 \text{ V} = 0,36 \text{ V}$ suficient de mare pentru a putea fi prelucrată de circuitele electronice. Este utilă, totuși, folosirea unui amplificator încât să se obțină la ieșire o amplitudine, de exemplu de $10 \cdot 0,36 \text{ V} = 3,6 \text{ V}$.

În cazul x_{e1} amplitudinea armonicelor raportată la fundamentală este de minimum 3 ori mai mică, dar pentru x_{e2} este de 3 ori mai mare, datorită caracterului de filtru trece sus al celei de defazare cu 90° .

Acest fapt nu pune probleme deosebite, deoarece armonicile superioare vor fi atenuate de minimum 50 de ori față de fundamentală de către filtrul armonic pentru $t > 3 \text{ ms}$, obținând global, pe tot ansamblul filtrelor aperiodice, defazoarelor, filtrelor armonice, o atenuare minimă a armonicelor superioare de $50/3 = 15$ ori față de fundamentală, reprezentând o eroare maximă de 7%.

Aparatul, pe baza metodei prezentate anterior, este alcătuit astfel:

Valorile instantanee ale curentului și tensiunii sunt culese din rețeaua de distribuție a energiei electrice, cu ajutorul transformatoarelor de măsură și se reduc până la 10V cu ajutorul blocurilor 1 și 2 din (fig.7).

Semnalele corespunzătoare curentului și tensiunii se aplică filtrelor pentru componente aperiodice 3 și 4, alcătuite (fig.8) din câte 3 celule identice de filtre trece jos de ordinul 1, din care rezultă semnale armonice cu frecvența rețelei și armonici superioare. Componentele aperiodice ce apar în cazul defectului pe linie durează cel mult cât timpul de răspuns al filtrului, de aproximativ 3ms, în rest fiind rejectate de filtru.

Semnale obținute se aplică celulelor de defazare, 5 și 6 (fig.9), care pe lângă defazajul de 90° introduc inherent o amplificare a armonicelor superioare, datorată caracterului de filtru trece sus al defazorului.

În continuare, semnale obținute u_0° , u_{90}° , i_0° , i_{90}° se aplică filtrelor armonice 7, 8, 9 și 10, de ordinul 2, pentru componente de frecvențe superioare (fig.10). prin semnalul de RESET filtrele sunt aduse în condiții inițiale nule din 2,5 ms în 2,5 ms. Semnalul de RESET (fig.11) se sincronizează prin blocul de TIMING cu frecvența rețelei de 50 Hz și, de asemeni, se sincronizează cu momentul de apariție a defectului prin preluarea variațiilor bruște aperiodice ce apar la ieșire filtrelor aperiodice 3 și 4 de către blocul 23. În cazul în care forma curentului este mult deformată de

505 saturația transformatoarelor de curent se
 510 resetează filtrele cu 2,5 ms înainte de trecerile
 prin zero ale curentului și se întrerupe aplicarea
 semnalelor de intrare după 2,5 ms de la trecerea
 prin zero a curentului. Astfel, se preia porțiunea
 "sănătoasă" a formei curentului, iar între aceste
 intervale de timp ieșirea filtrului este o oscilație
 liberă care preia amplitudinea și faza ultimei
 zone sănătoase a curentului.

515 La ieșirea filtrelor se găsesc circuite de
 eşantioane și memorare S/H, care păstrează
 constantă valoarea ce se aplică circuitelor
 următoare, pe toată perioada de citire a filtrelor
 de 0,62 ms.

520 Cu ajutorul modulului digital, care
 poate fi un calculator personal, se generează
 familiile de caracteristici corespunzătoare
 treptelor de declanșare prin coordonatele
 vârfurilor poligoanelor. Cuvintele de 8 biți ce
 reprezintă coordonatele vârfurilor se aplică
 525 convertoarelor digital analogice 11 și 12 cu
 interpolare liniară între vârfuri, care de fapt
 generează semnalele **R** și **X** aferente
 poligoanelor de măsură (fig. 12).

530 Semnalele u_0 , u_0' , i_0 , i_0' , **R**, **X** se aplică
 multiplicatoarelor analogice în 4 cadrane
 aferente blocurilor 13, 14, 15 și 16, din care
 rezultă semnalele Xi_0' , Ri_0 , Xi_0 , Ri_0' (fig. 13).

535 Acestea se aplică sumătoarelor 17 și 18
 (fig. 14) de unde rezultă cele două semnale **f1** și
f2, ce formează principiul de măsură prezentat
 anterior.

540 Pentru a depista coincidența trecerilor
 prin zero ale semnalelor **f1** și **f2**, cu ajutorul
 blocului 21 se generează în prealabil, cu
 ajutorul blocurilor 19 și 20 (fig. 15) pentru
 fiecare trecere prin zero a lui **f1**, respectiv **f2**
 câte un impuls scurt de 2 μ s ce rezează 1/5
 din lungimea unei laturi de poligon. Totodată,
 aceste circuite au histerezis calculat încât să
 545 acopere echivalentul în nivel electric între două
 caracteristici adiacente a celor 30 km distanță
 între două caracteristici poligonale.

550 Semnalul de coincidență **z** de la ieșirea
 blocului 21 condiționează semnalul de la ieșirea
 blocului 28, pe care îl blochează în cazul
 apariției pendulațiilor în sistemul energetic.
 Pendulațiile se sesizează prin durata trecerilor
 vectorului de defect de la o caracteristică
 poligonală la cea vecină ei, care nu trebuie să
 fie mai mare decât o valoare prescrisă.

555 Vizualizarea poziției curenți a
 vectorului de defect și a familiilor de măsură se

poate face cu ajutorul unui display, având
 intrările analogice **x** și **y**, precum și **z**, pentru
 intensificarea vectorului de defect pe imaginea
 familiilor caracteristicilor de măsură. Durata
 acestui semnal este de 2 μ s.

În cazul utilizării unui calculator
 personal, ca parte digitală, se poate realiza o
 posprocesare a informațiilor culese înainte și
 după apariția defectului pe linie, cu ajutorul
 unor programe software specifice aplicației.

Invenția prezintă următoarele avantaje:

- timpul de detectare a defectului apărut
 pe linia electrică cuprins între 5ms și 10ms;

- precizia de detectare a distanței până
 la locul defectului pe linie, în condițiile luării în
 considerație a componentelor aperiodice și
 armonice superioare ce deformează inerent
 mărimile sinusoidale, cu frecvența fundamentală
 a curentului și tensiunii pe linie, la apariția
 defectului, precum și de deformarea valorilor
 curentului de către saturația transformatoarelor
 de curent este de aproximativ 10% cu răspuns
 în 5ms și 2% cu răspuns în 10ms;

- blocarea declanșării întrerupătoarelor
 de deconectare a liniei de către aparatul de
 detectare a momentului și locului defectului pe
 linie, în cazul apariției pendulațiilor în sistemul
 energetic;

- utilizarea unor caracteristici poligonale
 foarte apropiate de cele ideale de măsură a
 impedenței de defect care țin seama de situațiile
 reale de defect (scurtcircuit între oricare dintre
 faze sau oricare fază și pământ, suprasarcina și
 scurtcircuitele prin arc), precum și posibilitatea
 introducerii compensărilor de curent homopolar;

- flexibilitate și programabilitate în
 stabilirea familiilor caracteristicilor poligonale
 de măsură 2 impedenței de defect, prin
 programarea coordonatelor poligoanelor sau
 prin programarea pantelor laturilor
 poligoanelor;

- declanșarea întrerupătoarelor de
 deconectare a liniei defecte cu mai multe trepte
 de timp de declanșare, corelate cu mai multe
 trepte de familii de caracteristici de măsură;

- vizualizarea poziției curenți a
 vectorului impedenței liniei, pe o familie de
 caracteristici poligonale de măsură, cu ajutorul
 unui display cu tub catodic sau cu cristale
 lichide, respectiv pe calculator personal;

- interfațarea aparatului cu calculator
 personal, pentru înregistrarea și prelucrarea pe
 calculator a informațiilor privind evoluția

impedanței și comportării liniei înainte și după apariția defectului, întocmirea unor statistici privind comportarea liniei pe o perioadă de timp;

- posibilitatea de discriminare a defectelor pe linie din cele șase cazuri posibile de scurtcircuite între faze sau între faze și pământ;

- posibilitatea de a realiza aparatul modular, de sine stătător, interfațat la calculator personal sau ca modul încorporat în calculatorul personal. Aparatul este relativ simplu, are volum și greutate redusă, preț de cost relativ mic, fiabilitate mare, fiind alcătuit dintr-o parte minimală analogică și o parte digitală interfațată, încorporată sau implicită în cadrul unui calculator personal;

- posibilitatea împănării tehnologice sau totale, atât hardware cât și software sau firmware, în una din următoarele variante:

a) cu hardware complet dedicat aplicației, având la bază circuitele analogice prezentate, iar pentru partea digitală circuite CMOS alimentate la 15V. Partea digitală trebuie să furnizeze semnalele de timp pentru filtre, precum și cuvintele de 8 biți pentru convertoarele D/A ce pot fi memorate în memorii EPROM care să poată fi citite, conform unor secvențe prescrise de funcționare a aparatului. Vizualizarea se poate face pe display cu tub catodic de tip osciloscop sau cu cristale lichide cu interfață aferentă;

b) cu parte analogică hardware concepută

ca un modul care poate fi cuplat sau inclus în calculatorul personal aferent aplicației. În rest, funcțiile digitale pot fi realizate prin programe software. Afișarea caracteristicilor poligonale și a vectorului impedanței liniei se face pe ecranul PC-ului. Se poate realiza cu programe software o prelucrare a informației înainte și după defect, precum și o statistică asupra comportării liniei;

c) partea analogică și partea digitală pot fi micro integrate la cerere, în cazul în care seria de fabricație este suficient de mare și prețul de cost realizat justifică această soluție;

d) dacă se dispune de calculator rapid se poate realiza tot aparatul numai din programe software care să realizeze aplicațiile de filtrare de data aceasta digitală, precum și operații de calcul necesare implementării principiului de măsură propus în invenție.

Revendicări

1. Metodă pentru detectarea distanței până la locul defectului pe liniile de transport a energiei electrice, caracterizată prin aceea că:

- valorile instantanee ale curentului i_0 și ale tensiunii u_0 ce sunt culese din linia de înaltă tensiune se aplică atenuate la intrarea a două filtre aperiodice cu 3 poli reali, ce permit rejectarea componentelor aperiodice, având constante de timp variabile, aplicate la intrarea lor în timp ce componentele armonice de diferite frecvențe aplicate la intrarea filtrelor sunt doar atenuate, filtru a cărui funcție de transfer este:

$$Y(s) = \frac{1/\tau}{s+1/\tau} - k \left(\frac{2/\tau}{s+2/\tau} \right)^2,$$

iar răspunsul în timp aproximat în condițiile $\tau = 1\text{ms}$, $t > 3\tau$ pentru un semnal de intrare:

$$x_i = \cos \omega_0 t + e^{-t/\tau} \text{ în care } \alpha_0 = \frac{1}{\omega_0} \text{tg } \varphi_0 - \frac{L_0}{R_0}$$

este costanta de timp a liniei, până la locul defectului, este:

$$x_0 = (\cos \arctg \omega_0 \tau - k \cos^2 \arctg \omega_0 \tau / 2) \cos(\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau) + [(1 - e^{-t/\tau}) - k(1 - e^{-t/2\tau})] e^{-t/\omega_0},$$

iar componenta armonică e^{-t/ω_0} este rejectată dacă $k = \text{ch } t/\tau$;

-semnalele filtrate pentru rejectarea componentelor aperiodice sunt aplicate la intrarea a două blocuri de defazare a semnalelor cu 0° , respectiv 90° față de semnalele de intrare, rezultând semnalele i_{00} , i_{90} , u_{00} , u_{90} , funcțiile de transfer ale filtrelor fiind:

$$Y_1(s) = \frac{1/\tau}{s+1/\tau} \text{ pentru } 0^\circ \text{ și } Y_2(s) = \frac{2}{s+1/\tau} \text{ pentru } 90^\circ$$

iar răspunsurile în timp approximate în condițiile $\tau = 1.6\text{ms}$, $t > 2\tau$ pentru un semnal de intrare $x_1 = \cos \omega_0 t$ sunt:

610 $x_{01} = (\cos \arctg \omega_0 \tau) * \cos(\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau)$ pentru 0° respectiv:

$x_{02} = 2(\sin \arctg \omega_0 \tau) * \sin(\omega_0 t - \arctg \omega_0 \tau)$ pentru 90° ;

- semnalele curentului și tensiunii defazate cu 0 și 90° sunt aplicate la intrarea a patru filtre armonice de ordinul 2 (cu 2 poli compleși conjugați), pentru rejectarea componentelor armonice superioare ce funcționează cu eșantioane, fiind aduse periodic în condiții inițiale nule, filtrul având

615 timp de răspuns foarte mic, funcția de transfer a filtrului fiind:

$$Y(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$$

620

iar răspunsul în timp aproximat în condițiile ξ foarte mic și condiții inițiale nule pentru $x_e(t)$ și derivata sa $dx_e(t)/dt$ pentru un semnal de intrare:

$$x_i(t) = x_i[\sin(\omega_0 t - \varphi_0) + n \sin(k\omega_0 t - \psi) + (p + \sin \varphi_0)e^{-\omega_0(\text{ctg} \varphi_0)t}], \text{ este:}$$

625

$$x_e(t) = \frac{x_i}{2\xi}(1 - e^{-\xi\omega_0 t}) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) + x_i \frac{n}{1 - k^2} \cos(k\omega_0 t - \psi) - x_i(p + \sin \varphi_0)(\sin^2 \varphi_0) e^{-\omega_0(\text{ctg} \varphi_0)t}$$

630

- se generează o familie de poligoane de măsură, programate prin coordonatele vârfurilor poligoanelor cu cuvinte de 8 biți de către un bloc digital, prin intermediul a două convertoare digital-analogice, cu interpolare liniară între vârfuri, pentru componentele reală

635

rezistivă R și imaginară de reactanță $x = \omega_0 L$;

-semnalele curentului i_0 și i_0' și ale tensiunii u_0 și u_0' filtrate de componentele aperiodice și armonice superioare și defazate cu 0° și 90° împreună cu semnalele generate R și X

640

care definesc familia poligoanelor de măsură se aplică unui bloc de calcul construit cu multiplicatoare analogice, sumatoare și comparatoare care realizează relațiile:

645

$$\begin{aligned} f1 &= Ri_0 - Xi_0' - u_0 = 0 \\ f2 &= Xi_0 + Ri_0' - u_0' = 0 \end{aligned}$$

care determină situarea vectorului impedanței liniei pe una dintre caracteristicile familiei poligonale de măsură, prin generarea unui semnal Z de coincidență în timp a validării celor două egalități.

650

2. Aparat pentru detectarea distanței până la locul defectului pe liniile de transport a energiei electrice, conform metodei de la revendicarea 1, caracterizat prin aceea că, valorile instantanee ale curentului i_0 și ale tensiunii u_0 sunt culese din linia de înaltă tensiune și aplicate atenuatoarelor (1 și 2), semnalele i_0 și u_0 de la ieșirea atenuatoarelor

655

fiind aplicate la intrarea unor filtre aperiodice, (3 și 4) pentru rejectarea componentelor aperiodice a acestor semnale, semnalele i_0 și u_0 conținând componentele armonice fundamentale de 50Hz și componentele armonice superioare, aplicându-se la intrarea defazoarelor (5 și 6) obținând la ieșire semnalele u_0^0 , u_{90}^0 , i_0^0 , i_{90}^0 defazate cu 0° , respectiv 90° , semnalele defazate cu 0° , respectiv 90° , aplicându-se fiecare împreună cu semnalele de timp pentru eșantionare RESET, S/H, INT la intrarea a patru filtre armonice de ordinul 2 (7, 8, 9 și 10) ce rejectează armonicele superioare, obținând semnalele u_0 , u_0' , i_0 , i_0' , ce conțin componenta fundamentală de 50Hz, atenuată după o funcție exponențială, semnalele R și X ce definesc familia de poligoane de măsură fiind generate de convertoarele digital-analogice cu interpolare liniară între vârfuri (11 și 12), semnalele u_0 , u_0' , i_0 , i_0' , R , X , aplicându-se la intrarea a patru multiplicatoare analogice (13, 14, 15, și 16) obținând semnalele Xi_0' , Ri_0 , Xi_0 , Ri_0' , aceste semnale aplicându-se la intrarea sumatoarelor (17 și 18) obținând semnalele:

$$\begin{aligned} f1 &= Ri_0 - Xi_0' - u_0 \\ f2 &= Xi_0 + Ri_0' - u_0' \end{aligned}$$

cele două semnale ($f1$ și $f2$) fiind aplicate comparatoarelor cu histerezis (19 și 20) care generează impulsuri foarte scurte la fiecare trecere prin zero a semnalelor ($f1$ și $f2$) de la

660

665 intrarea lor, impulsurile generate de comparatoarele (19 și 20), aplicându-se unui circuit de coincidență în timp cu poartă logică (21), rezultând impulsul Z foarte scurt în timp, în momentul trecerii simultane prin zero a semnalelor (f1 și f2) aceasta determinând situarea vectorului liniei pe una dintre caracteristicile familiilor poligoanelor de măsură, semnalul de coincidență Z împreună cu semnalele generate R și X, aplicându-se unui display analogic cu tub catodic sau cristale lichide (30) pentru a vizualiza prin intersificarea spotului poziția vectorului liniei pe imaginea familiilor de caracteristici de măsură, semnalul

670

de coincidență Z aplicându-se la intrarea circuitului (28) de blocare la pendulații care generează un impuls de durată cât maximul intervalului de timp dintre două apariții succesive ale lui Z pe două caracteristici adiacente, semnalul de coincidență Z fiind astfel validat sau nu de impulsul generat de semnalul de coincidență Z apărut anterior lui, iar semnalul de la ieșirea blocului (28) fiind aplicat blocului (29) de declanșare a întrerupătoarelor de deconectare a liniei, culegerea și prelucrarea informațiilor defectului fiind asigurată de un microcalculator (24, 25, 26 și 27) interfațat la partea analogică.

Președintele comisiei de invenții: **ing. Ohan Petre**

Examinator: **ing. Constantinescu Dorin**

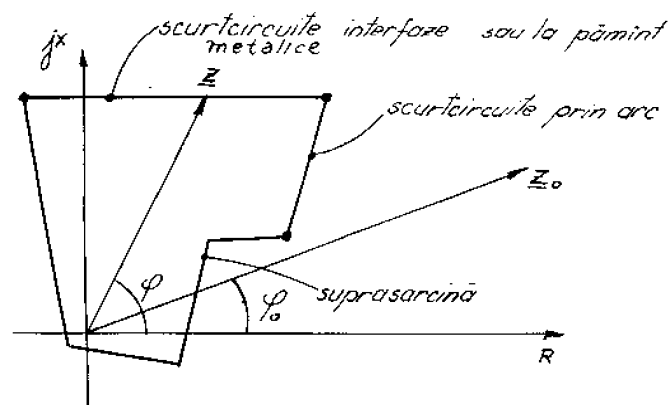


Fig. 1

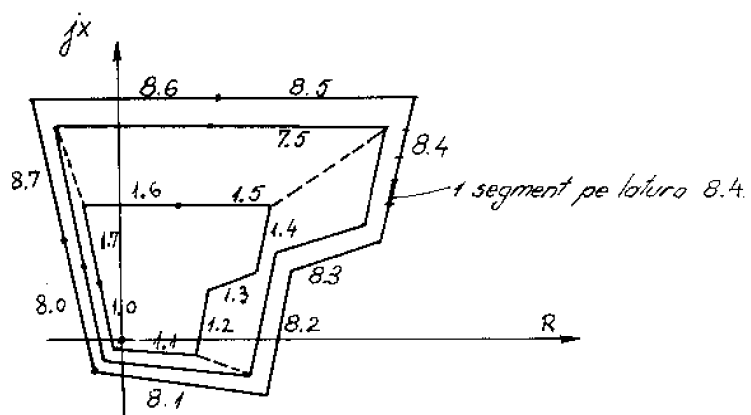


Fig. 2

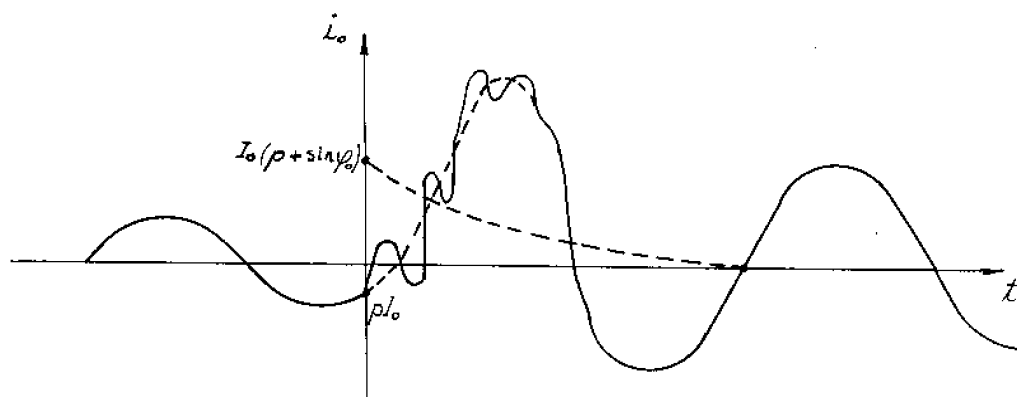


Fig. 3

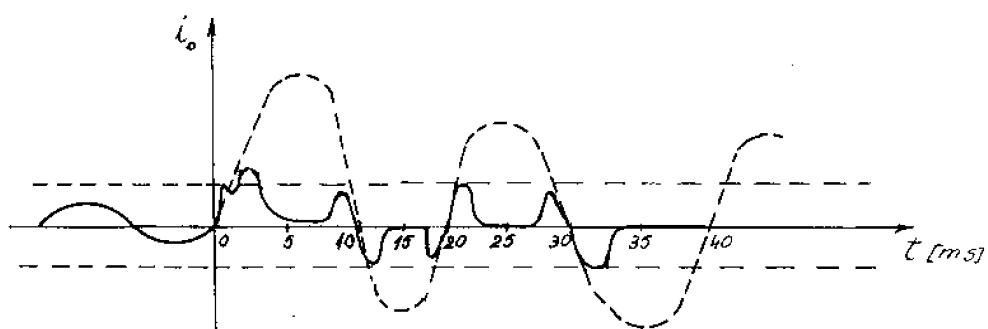


Fig. 4

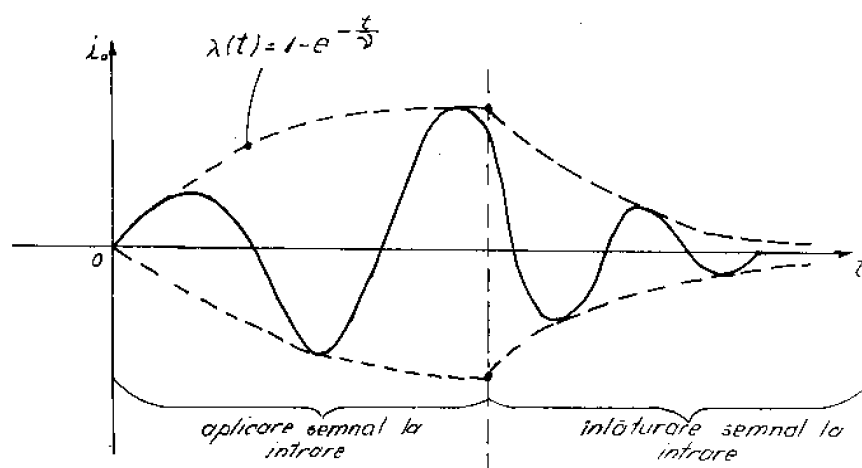


Fig. 5

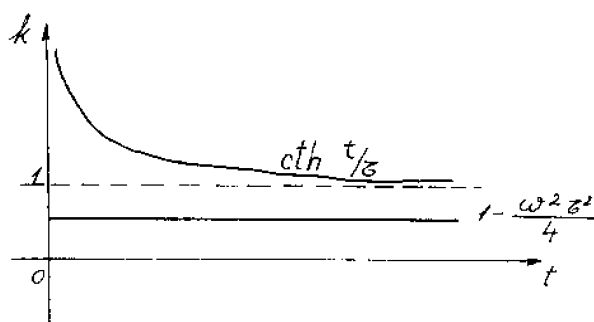


Fig. 6

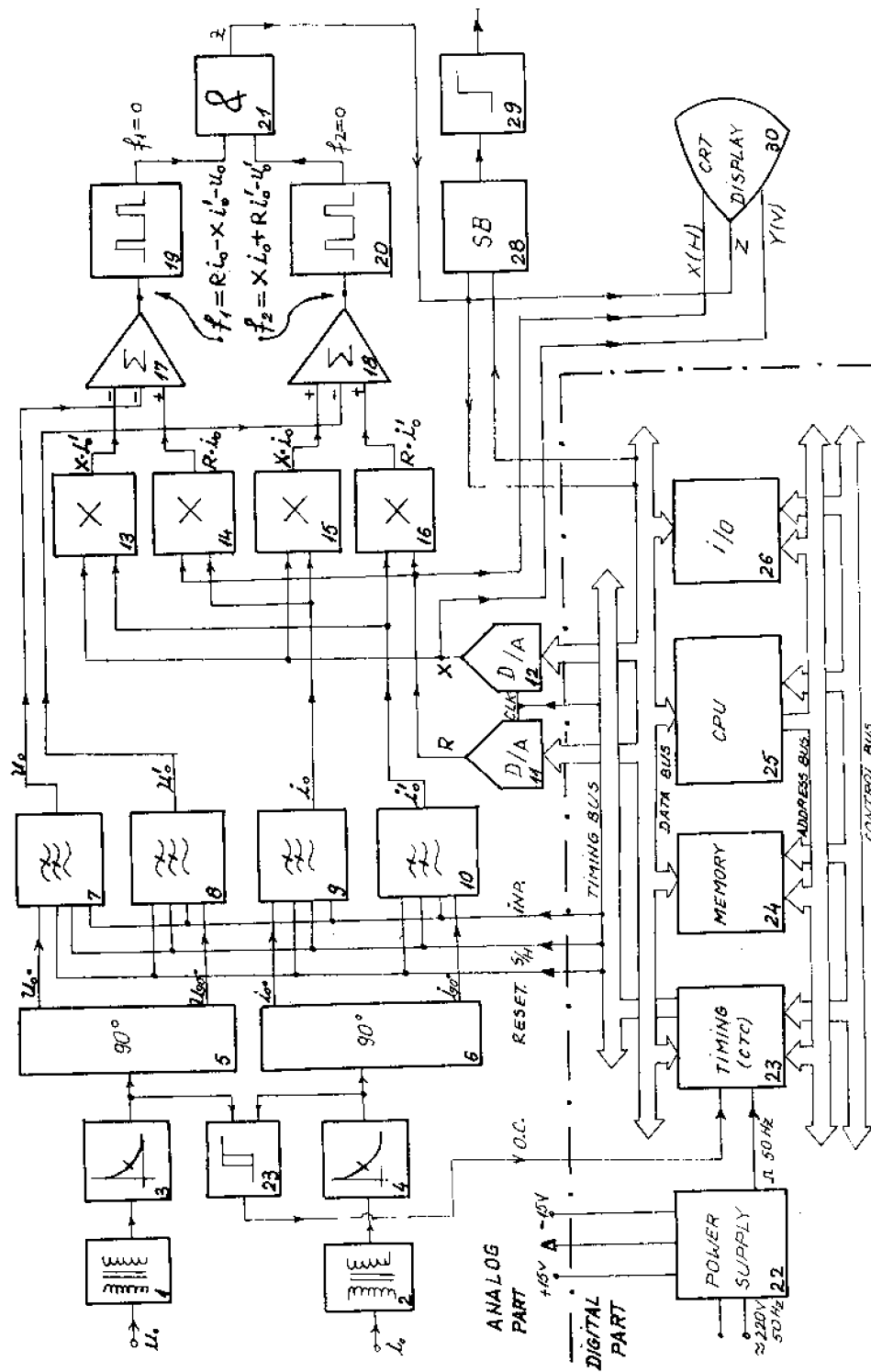


Fig.7

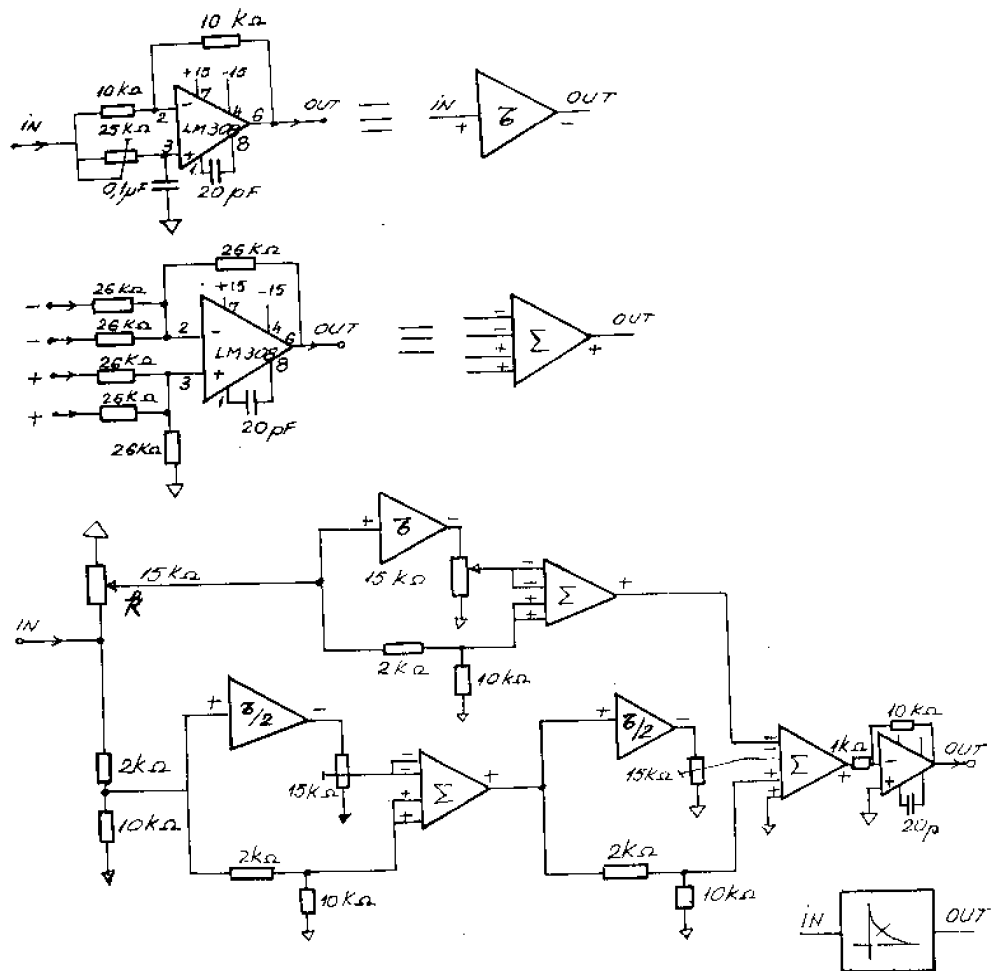


Fig. 8

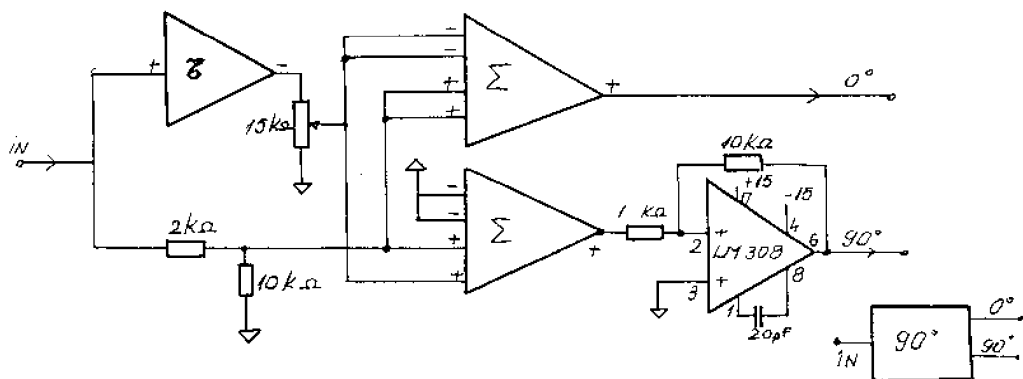


Fig. 9

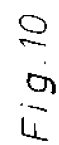


Fig. 10

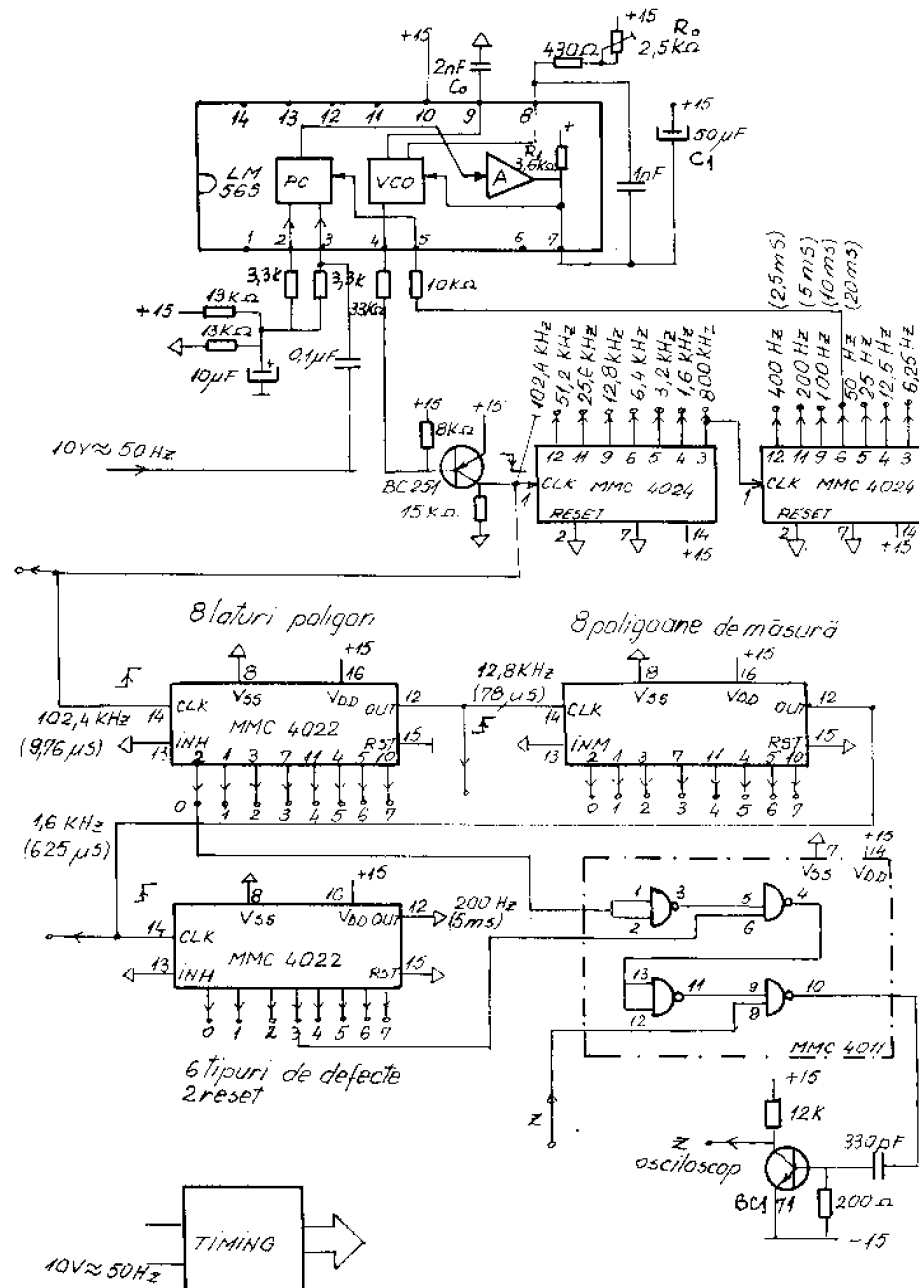


Fig.11

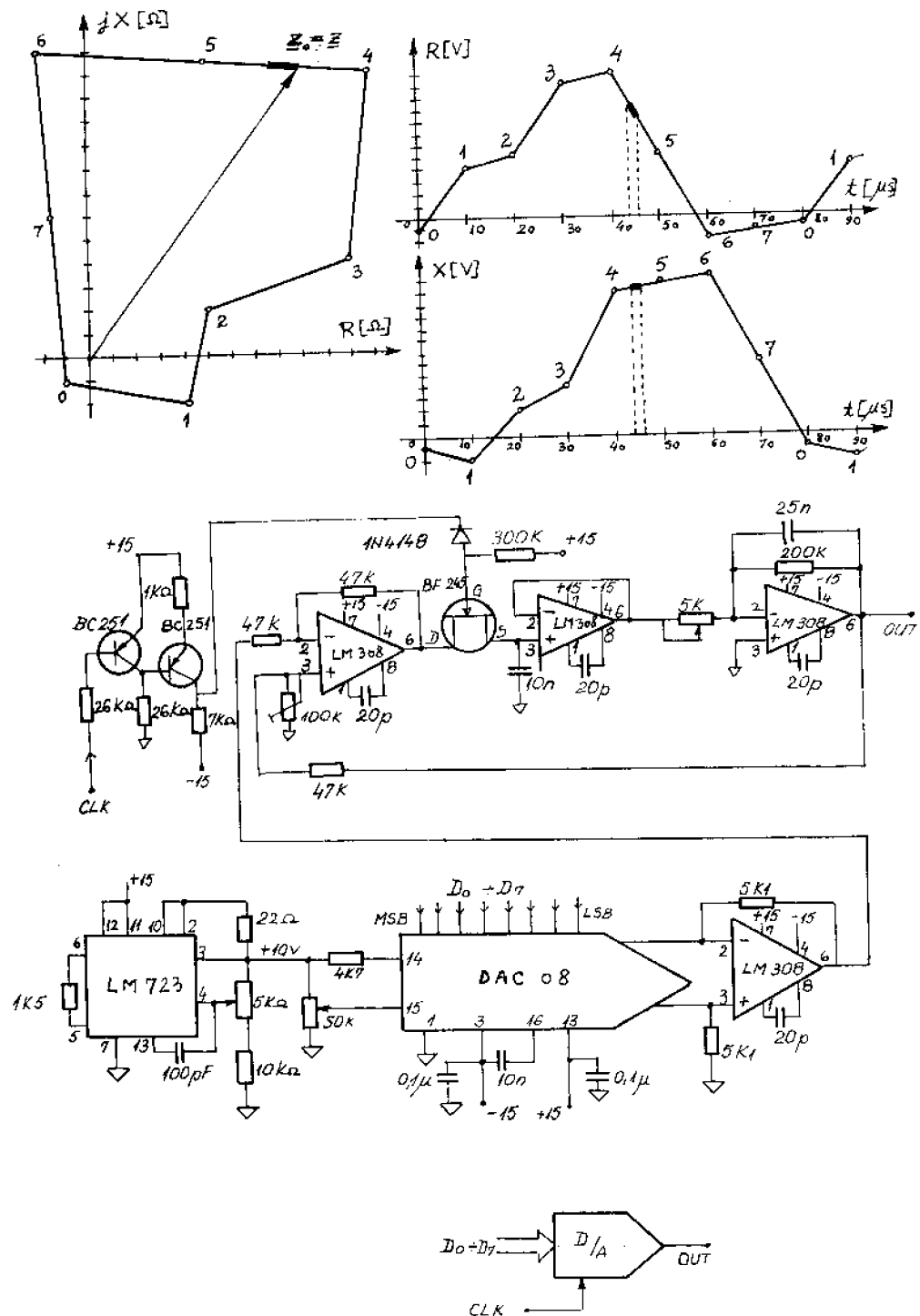


Fig. 12

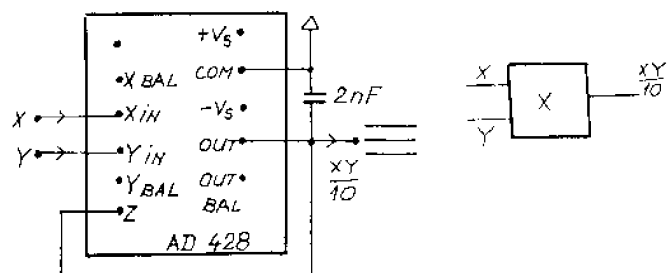


Fig.13

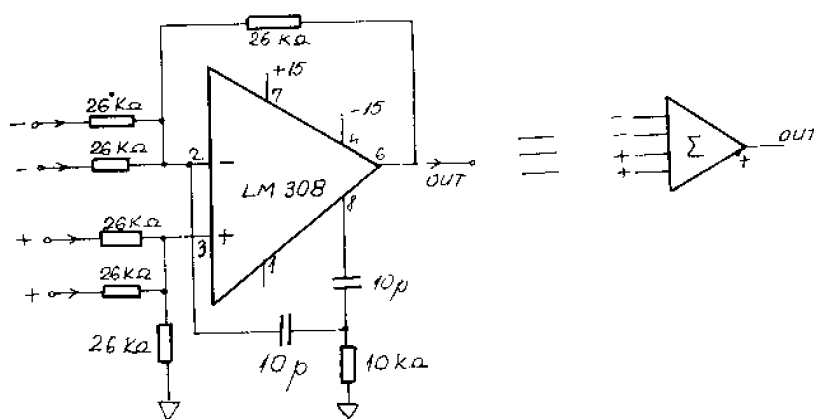


Fig.14

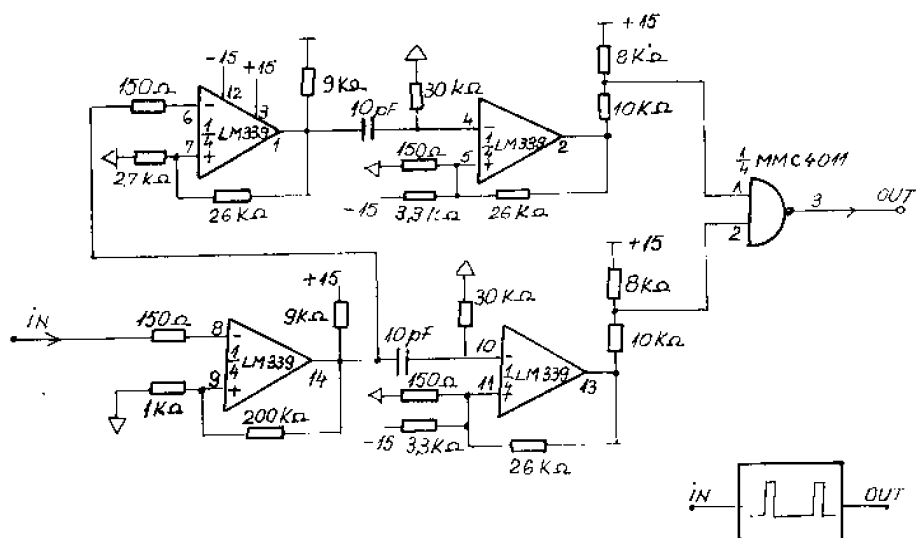


Fig.15