

ANTONI BOGUCKI, ZYGMUNT PILCH, WILIBALD WINKLER

Katedra Elektroenergetyki

## PROCESY PRZEJŚCIOWE W INDUKCYJNYCH PRZEKŁADNIKACH NAPIĘCIOWYCH

**Streszczenie.** Przeprowadzono analizę zachowania się przekładnika napięciowego w przypadku zwarcia bezpośrednio na jego zaciskach wejściowych. Zbadano odpowiedzi przekładnika na przebiegi nieokresowe i oscylacyjne.

### W s t ę p

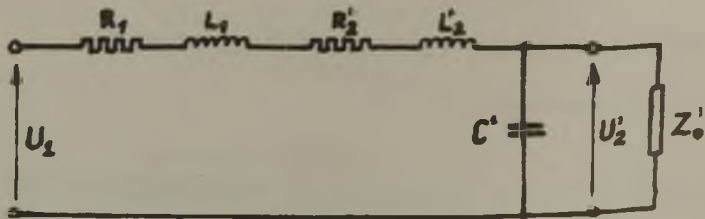
W związku z tendencjami wprowadzania do eksploatacji przekładników elektroenergetycznych o bardzo szybkim działaniu, poważnego znaczenia nabierają procesy przejściowe towarzyszące zakłóceniom, a w szczególności składowe swobodne występujące w napięciu i prądzie doprowadzonym do ustrojów pomiarowych tych przekładników. Źródłem składowych swobodnych może być zarówno układ pierwotny [1], [2] jak również przekładniki pomiarowe wraz z obwodami wtórnymi.

Celem niniejszego artykułu jest zbadanie odpowiedzi indukcyjnego przekładnika napięciowego na wymuszenie przebiegami swobodnymi nieokresowymi i oscylacyjnymi oraz jego zachowanie w przypadku bezpośredniego zwarcia na zaciskach pierwotnych.

### SCHEMAT ZASTĘPCZY I PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI PRZEKŁADNIKA

Do analizy przyjęto uproszczony schemat zastępczy indukcyjnego przekładnika napięciowego przedstawiony na rys. 1. W poda-

nym układzie pominięto indukcyjność magnesowania  $L_\mu$ , natomiast uwzględniono pojemność poprzeczną  $C'$ , reprezentującą pojemność-



Rys. 1. Schemat zastępczy przekładnika napięciowego

ci międzyzwojowe uzwojeń przekładnika i ewentualny odbiornik wtórny o charakterze pojemnościowym.

Pozostałe oznaczenia są następujące:

$R_1, L_1$  - rezystancja i indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego;

$R_2', L_2'$  - rezystancja i indukcyjność rozproszenia uzwojenia wtórnego odniesiona do strony pierwotnej;

$Z'_0 = R'_0 + p L'_0$  - impedancja obciążeniowa przekładnika odniesiona do strony pierwotnej;

$U_1(p)$  - sygnał wejściowy;

$U_2'(p)$  - sygnał wyjściowy odniesiony do strony pierwotnej.

Po uwzględnieniu warunków początkowych można układ zastępczy przekładnika przedstawić w postaci podanej na rys. 2.

Dla podanego układu można napisać następujące równanie potencjałów węzłowych

$$U_2'(p) [Y_1(p) + Y_2(p) + Y_3(p)] = [U_1(p) + L_w I_1(0)] Y_1(p) + \frac{U_2'(0)}{p} Y_2(p) - I_0'(0) L'_0 Y_3(p) \quad (1)$$

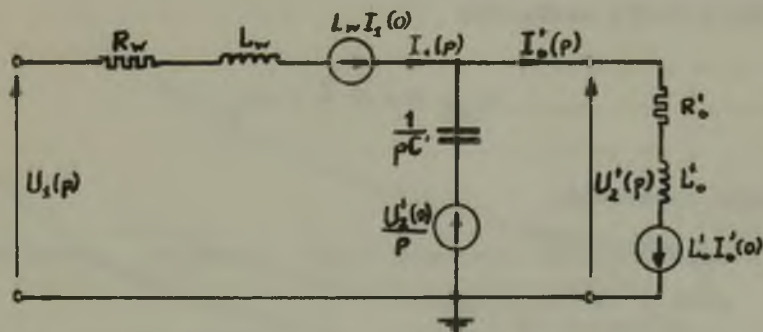
przy czym:

$$Y_1(p) = \frac{1}{R_w + pL_w}; \quad Y_2(p) = pC'; \quad Y_3(p) = \frac{1}{R'_0 + pL'_0},$$

oraz

$$R_w = R_1 + R'_2; \quad L_w = L_1 + L'_2$$

$$Z_w(p) = R_w + pL_w; \quad Z'_0(p) = R'_0 + pL'_0$$



Rys. 2. Schemat zastępczy przekładnika napięciowego z uwzględnieniem warunków początkowych

Po wprowadzeniu ostatnich zależności do równania (1) i wykonaniu prostych przekształceń można napisać następujące równanie, określające napięcie wyjściowe w postaci operatorowej:

$$U'_2(p) = \frac{U_1(p) Z'_0(p)}{pC' Z'_0(p) Z_w(p) + Z'_0(p) + Z_w(p)} + \frac{L_w I_1(0) Z'_0(p) + U'_2(0) C' Z_w(p) Z'_0(p) - I'_0(0) L'_0 Z_w(p)}{pC' Z'_0(p) Z_w(p) + Z'_0(p) + Z_w(p)} \quad (2)$$

Otrzymana funkcja składa się zatem z dwóch członów, z których pierwszy jest zależny od sygnału wejściowego, drugi natomiast zależy od warunków początkowych panujących na cewkach i kondensatorze:

Pierwiastki równania (2) są następujące:

- pierwiastek rzeczywisty

$$p_1 = - \frac{R'_0 + R_w}{L'_0 + L_w} = - \frac{R}{L} = - \frac{1}{T}$$

przy czym T jest stałą czasową obwodu głównego przekładnika.

- pierwiastki zespolone

$$p_{2,3} = - \delta \pm j \omega_0$$

przy czym oznaczono:

$\delta$  - współczynnik tłumienia drgań własnych przekładnika wraz z obciążeniem,

$\omega_0$  - pulsacja drgań własnych przekładnika wraz z obciążeniem.

Pulsację drgań własnych układu można określić z mianownika równania (2) przez skreślenie członów zawierających rezystancję, stąd otrzymamy

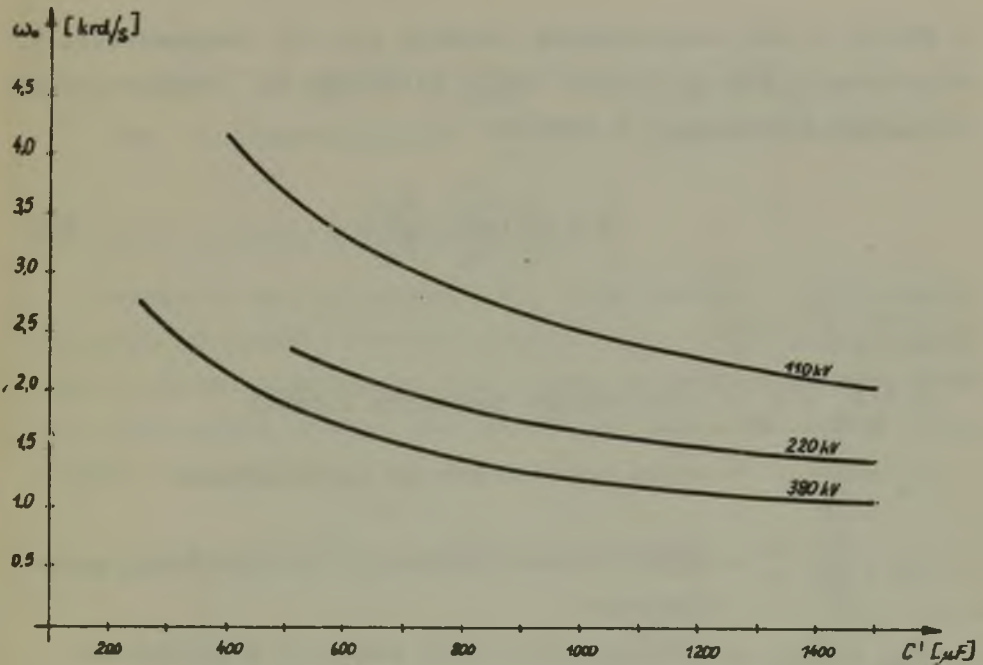
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_w + L'_0}{L'_0 L_w C'}} = \frac{1}{\sqrt{C' L_z}} \quad (3)$$

przy czym

$L_z = \frac{L'_0 L_w}{L'_0 + L_w}$  - indukcyjność widziana z zacisków wejściowych przekładnika.

Ponieważ  $L'_0 \gg L_w$  wielkość  $L_2$  prawie nie zależy od obciążenia.

Na podstawie zależności (3) można wyznaczyć charakterystyki  $\omega_0 = f(C')$ . Rys. 3. podaje takowe charakterystyki dla przekładników napięciowych o pierwotnym napięciu znamionowym rzędu 110 kV, 220 kV i 380 kV.



Rys. 3. Charakterystyki  $\omega_0 = f(C')$  indukcyjnych przekładników napięciowych



Współczynnik tłumienia drgań własnych dla układów trzeciego rzędu określa się z relacji

$$\delta = \frac{\sum_i R_i \left( \frac{\partial M}{\partial R_i} \right)_{\substack{R_i = 0 \\ p = j\omega_0}}}{\left( \frac{\partial M}{\partial p} \right)_{\substack{R_i = 0 \\ p = -j\omega_0}}} \quad (4)$$

w której  $M$  jest mianownikiem równania (2). Po podstawieniu i odpowiednim przekształceniu można zależność na współczynnik tłumienia przedstawić w postaci

$$\delta = \frac{1}{2L} \left( \frac{L'_0}{T_w} + \frac{L_w}{T_0} \right) \quad (5)$$

przy czym

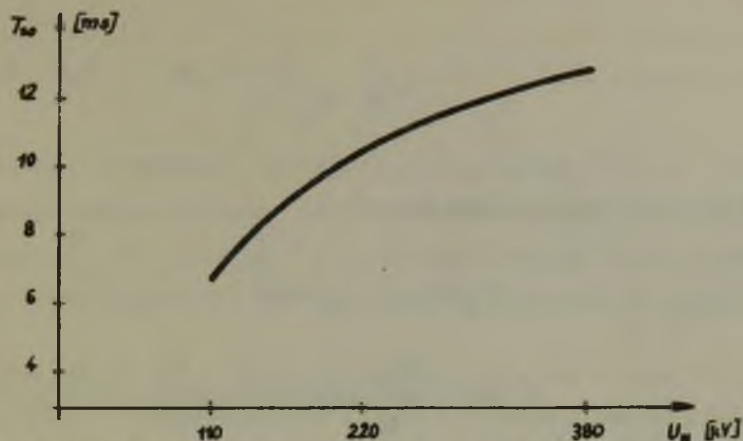
$L = L'_0 + L_w$  - indukcyjność całkowita układu:

$T_w = \frac{L_w}{R_w}$  - stała czasowa uzwojeń przekładnika:

$T_0 = \frac{L'_0}{R'_0}$  - stała czasowa impedancji obciążeniowej; przekładnika

$T_{so} = \frac{1}{\omega_0}$  - stała czasowa drgań własnych przekładnika

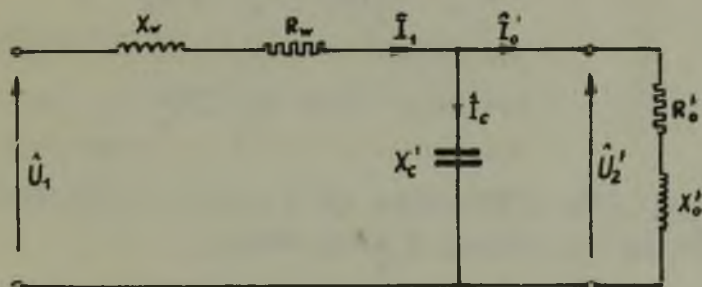
Z analizy ilościowej wynika, że współczynnik tłumienia nie zależy praktycznie od impedancji obciążeniowej, natomiast zależy przede wszystkim od parametrów wewnętrznych przekładnika. Na rys. 4 podano charakterystyki  $T_{so} = f(U_n)$  dla typowych przekładników o napięciu 110, 220 i 380 kV.



Rys. 4. Charakterystyki  $T_{so} = f(U_n)$  przekładników

#### USTALENIE WARUNKÓW POCZĄTKOWYCH

Rozważania nad zachowaniem się przekładnika napięciowego wymagają znajomości warunków początkowych, które można wyznaczyć z układu podanego na rys. 5 przy założeniu, że bezpośrednio przed zmianą stanu przekładnik pracował w warunkach ustalonych.



Rys. 5. Schemat zastępczy przekładnika dla ustalenia warunków początkowych

Uwzględniając ponadto, że

$$u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi)$$

oraz

$$X_w; R_w \ll X'_c; Z'_o$$

warunki początkowe przyjmą postać:

$$U'_2(0) = U_{1m} \sin \psi$$

$$I'_o(0) = \frac{U_{1m}}{Z'_o} \sin(\psi - \varphi_o) \quad (6)$$

$$I_1(0) = \frac{U_{1m} Z^*_o}{X_c Z'_o} \sin(\psi + \varphi^*_o - \varphi_o)$$

przy czym oznaczono:

$$\varphi_o = \arctg \frac{X'_o}{R'_o}$$

$$Z^*_o = \sqrt{(X_c - X'_o)^2 + R'^2_o}$$

$$\varphi^*_o = \arctg \frac{R'_o}{X_c - X'_o}$$

ZACHOWANIE SIĘ PRZEKŁADNIKA NAPIĘCIOWEGO W PRZYPADKU ZWARCIA  
BEZPOŚREDNIO NA ZACISKACH WEJŚCIOWYCH

W tych warunkach sygnał wymuszający  $U_1(p) = 0$ . Wyrażenie  
(2) można więc przedstawić w postaci

$$U'_2(p) = \frac{L_w I_1(0) Z'_o(p) + U'_2(0) C' Z_w(p) Z'_o(p) - I_o(0) L'_o Z_w(p)}{\Lambda(p-p_1)(p-p_2)(p-p_3)} \quad (7)$$



w którym

$$A = C' L'_0 L_w; \quad p_1 = -\frac{1}{T}; \quad p_{2,3} = -\delta \pm j \omega_0$$

Przechodząc z postaci operatorowej równania (7) na postać czasową przy uwzględnianiu, że w rzeczywistych przekładnikach  $T_0 \cong T$  oraz  $\omega_0^2 \gg (\delta - \frac{1}{T})^2$  i pomijając człony mało znaczące, odpowiedź przekładnika w analizowanych warunkach ma postać

$$u'_2 = I_0(0) X'_z \left[ \frac{R}{X} - \frac{R_w}{X_w} \right] \exp\left(-\frac{t}{T}\right) + U_{1m} \sin \psi \cos \omega_0 t \cdot \exp(-\delta t) \quad (8)$$

Uwzględniając, że w warunkach rzeczywistych stała czasowa  $T$  jest rzędu 2-5 ms i  $R:X \approx R_w:X_w$ , pierwszy człon wyrażenia (8) można pominąć, i otrzymuje się

$$u'_2 = U_{1m} \sin \psi \cdot \cos \omega_0 t \cdot \exp(-\delta t) \quad (9)$$

#### ODPOWIEDŹ PRZEKŁADNIKA NA WYMUSZENIA NIEOKRESOWE

Przyłożenie do zacisków wejściowych przekładnika sygnału o przebiegu wykładniczym

$$u_1 = U_{sn} \exp\left(-\frac{t}{T_{sn}}\right) \quad (10)$$

w którym

$U_{sn}$  - wartość początkowa składowej nieokresowej napięcia;

$T_{sn}$  - stała czasowa zanikania składowej nieokresowej,

doprowadza do pojawienia się na zaciskach wyjściowych sygnału który w postaci operatorowej można zapisać w postaci

$$U'_2(p) = \frac{U_{sn} Z'_o(p)}{\Lambda(p-p_1)(p-p_2)(p-p_3)(p-p_4)} \quad (11)$$

przy czym

$$p_4 = -\frac{1}{T_{sn}}$$

Po przejściu na postać czasową i uwzględnieniu poprzednich założeń, odpowiedź przekładnika na sygnał nieokresowy przyjmie postać

$$u_2 = U_{sn} \left[ \exp\left(-\frac{t}{T_{sn}}\right) - \exp(-\delta t) \cos \omega_0 t \right] \quad (12)$$

Ostatnie wyrażenie otrzymano przy pominięciu mało znaczących członów. Z analizy tego wyrażenia wynika, że składowa nieokresowa zostaje wiernie przenoszona do obwodu wtórnego. Obecność w układzie pojemności poprzecznej powoduje powstanie przebiegu swobodnego oscylacyjnego; pulsacja i tłumienie tego przebiegu są zależne od parametrów obwodu.

#### ODPOWIEDŹ PRZEKŁADNIKA NA WYMUSZENIA OSCYLACYJNE TŁUMIONE

Sygnałowi wymuszającemu o charakterze oscylacyjnym w postaci czasowej

$$u_1 = U_{so} \cdot \exp(-\delta_w t) \cdot \cos \omega_w t, \quad (13)$$

w którym:

- $U_{so}$  - amplituda początkowa sygnału wymuszającego:
- $\delta_w$  - współczynnik tłumienia sygnału wymuszającego:
- $\omega_w$  - pulsacja sygnału wymuszającego,

odpowiada postać operatorowa

$$U_1(p) = U_{so} \frac{p + \delta_w}{(p + \delta_w)^2 + \omega_w^2} \quad (14)$$

Wprowadzając wyrażenie (14) do wyrażenia (2) - przy pominięciu warunków początkowych - otrzymuje się następujące wyrażenie na sygnał wyjściowy

$$U'_2(p) = \frac{U_{so} (p + \delta_w) Z'_0(p)}{A (p-p_1) (p-p_2) (p-p_3) (p-p_4) (p-p_5)} \quad (15)$$

w którym  $p_{4,5} = -\delta_w \pm j\omega_w$

Oryginał wyrażenia (15) można po pewnych uproszczeniach zapisać w postaci

$$u'_2 = U_{so} \left\{ \frac{\sqrt{1+k^2} \cdot \exp(-\delta t) \cdot \cos(\omega_0 t + \lambda_1 + \lambda_2)}{\sqrt{\left[ \left( \frac{\omega_w}{\omega_0} \right)^2 + k^2 - 1 \right]^2 + 4k^2}} + \frac{\exp(-\delta_w t) \cdot \cos(\omega_w t - \lambda_2)}{\sqrt{\left[ 1 - \left( \frac{\omega_w}{\omega_0} \right)^2 + k^2 \right]^2 + 4k^2 \left( \frac{\omega_w}{\omega_0} \right)^2}} \right\} \quad (16)$$

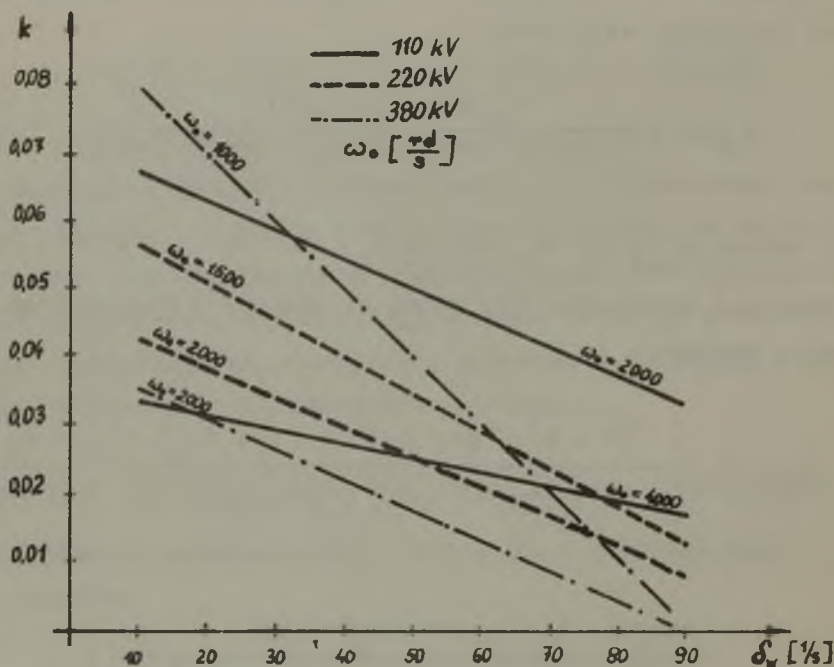
przy czym

$$k = \frac{\delta - \delta_w}{\omega_0}$$

$$\lambda_1 = \text{arc tg } k; \quad \lambda_2 = \text{arc tg } \frac{2k}{\left(\frac{\omega_w}{\omega_0}\right)^2 + k^2 - 1};$$

$$\lambda_3 = \text{arc tg } \frac{2k \frac{\omega_w}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega_w}{\omega_0}\right)^2 + k^2};$$

Na rys. 6 przedstawiono zależność  $k = f(\delta_w)$  dla typowych przekładników o napięciu znamionowym pierwotnym rzędu 110, 220 i 380 kV przy  $\delta = \text{const}$  i  $\omega_0 = \text{const}$ .



Rys. 6. Zależność współczynnika  $k = f(\delta_w)$  przy  $\omega_0 = \text{const}$  i  $\delta = \text{const}$

Analiza ilościowa na podstawie wyrażenia (16) jest utrudniona ze względu na występowanie przebiegów o dwóch pulsacjach:  $\omega_0$  i  $\omega_w$ . Dla celów praktycznych najciekawszy jest przypadek, gdy pulsacja sygnału wymuszającego  $\omega_w$  pokrywa się z pulsacją drgań własnych  $\omega_0$  przekładnika wraz z impedancją obciążeniową, tzn. gdy  $\omega_0 = \omega_w$ . W tych warunkach wyrażenie (16) przyjmie postać:

$$u'_2 = \frac{U_{s0}}{k \sqrt{4 + k^2}} \left[ \sqrt{1 - k^2} \cdot \exp(-\delta t) \cdot \cos(\omega_0 t + \lambda_1 + \lambda_2) + \exp(-\delta_w t) \cdot \cos(\omega_0 t - \lambda_3) \right] \quad (17)$$

przy czym  $\lambda_2 = \lambda_3 = \arctg \frac{2}{k}$

Z wykresów podanych na rys. 6 wynika, że dla wartości  $k$  zawartych w przedziale  $0 < k \leq 0,08$ , wartości

$\lambda_1 \approx 0^\circ$  i  $\lambda_2 = \lambda_3 \approx 90^\circ$ . Stąd można wyrażenie (17) przedstawić w postaci

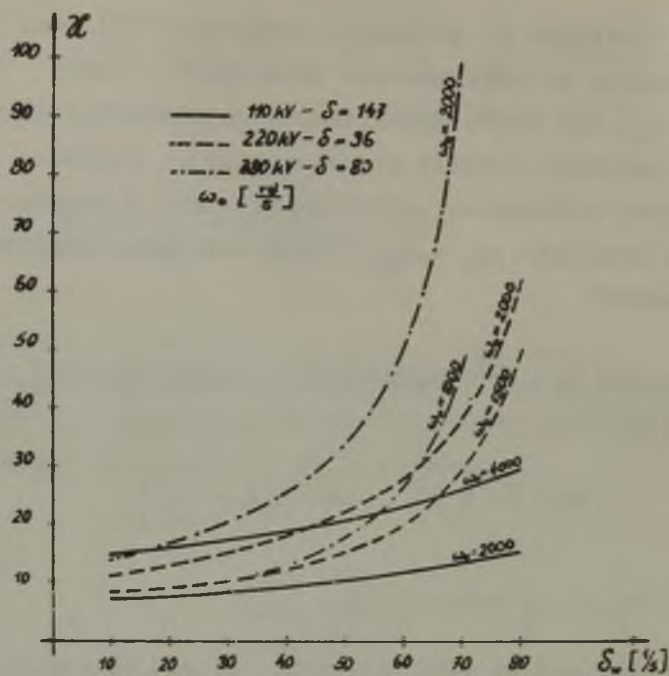
$$u'_2 = U_{s0} \cdot \mathcal{X} \left[ (\exp(-\delta_w t) - \sqrt{1 - k^2} \cdot \exp(-\delta t)) \right] \sin \omega_0 t \quad (18)$$

przy czym

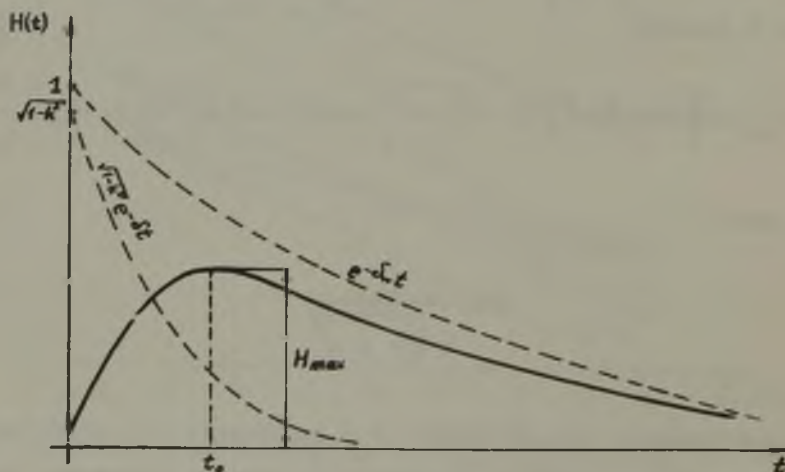
$$\mathcal{X} = \frac{1}{k \sqrt{4 + k^2}}$$

Kształtowanie się wielkości  $\mathcal{X}$  w zależności od współczynnika  $\delta_w$  przy  $\omega_0 = \text{const}$  i  $\delta = \text{const}$  ilustrują wykresy, podane na rys. 7.





Rys. 7. Charakterystyki  $\alpha = f(\delta_w)$  przy  $\omega_0 = \text{const}$  i  $\delta = \text{const}$



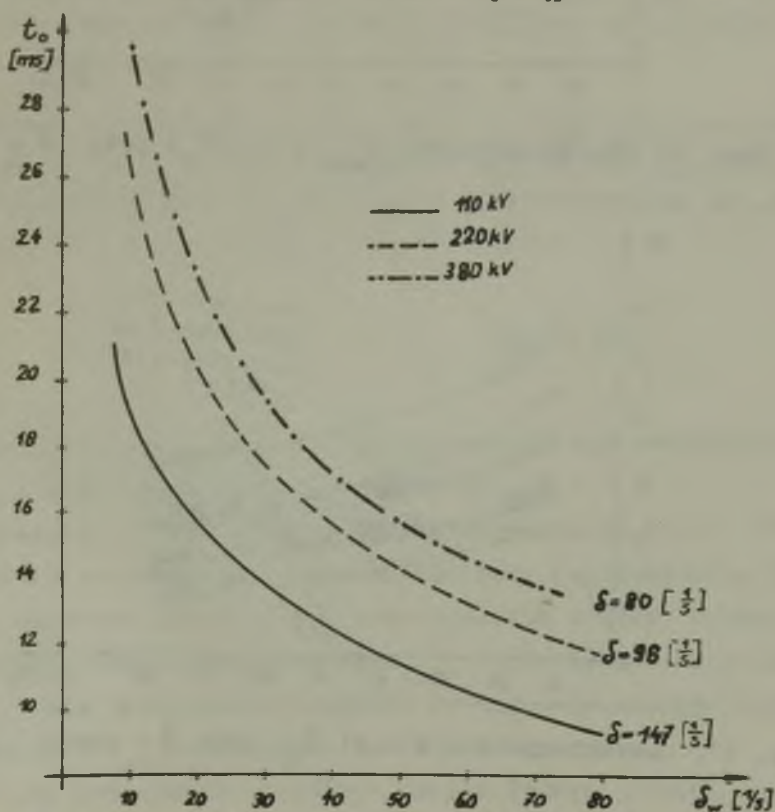
Rys. 8. Przebieg funkcji  $H(t)$

Drugą istotną wielkością rzutującą na przebieg odpowiedzi przekładnika jest wyrażenie, zawarte w nawiasie kwadratowym równania (18). Oznaczając to wyrażenie przez  $H(t)$ , przy czym

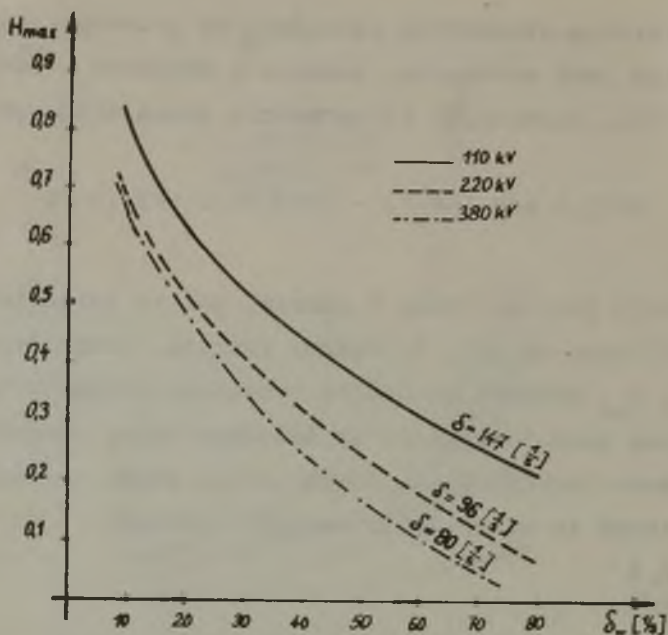
$$H(t) = \exp(-\delta_w t) - \sqrt{1 - k^2} \cdot \exp(-\delta t) \quad (19)$$

można znaleźć jego przebieg w czasie, jak to przedstawiono w sposób graficzny na rys. 8. Podana funkcja, pomnożona przez iloczyn  $\mathcal{K} \cdot U_{s0}$  stanowi obwiednię przebiegu napięcia  $u'_2$ .

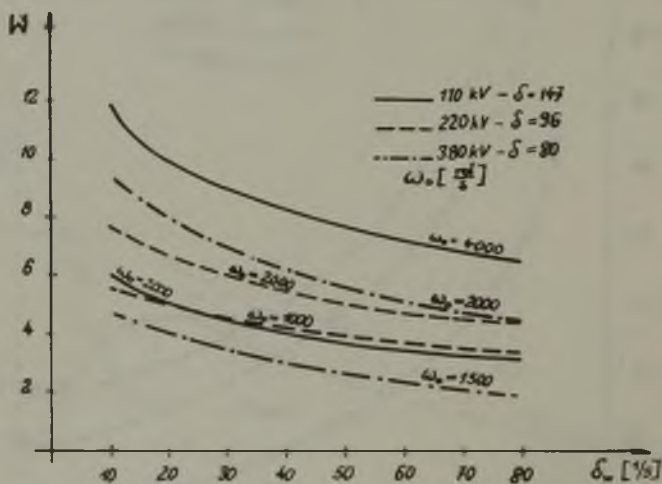
Szczytową wartość sygnału wyjściowego można znaleźć, badając ekstremum funkcji  $H(t)$ . Równocześnie można określić czas  $t_0$  przy którym ta ekstremalna wartość wystąpi.



Rys. 9. Charakterystyki  $t_0 = f(\delta_w)$  przy  $\delta = \text{const}$



Rys. 10. Charakterystyki  $H_{max} = f(\delta_w)$  przy  $\delta = \text{const}$



Rys. 11. Charakterystyki  $W = f(\delta_w)$  przy  $\delta = \text{const}$  i  $\omega_0 = \text{const}$

Na rys. 9 podano charakterystyki  $t_0 = f(\delta_w)$  przy  $\delta = \text{const}$ . Wprowadzając odpowiednie wartości  $t_0$  do funkcji  $H(t)$  otrzymuje się przebiegi i maksymalne  $H_{\max} = f(\delta_w)$  przedstawione na rys. 10.

Iloczyn współczynników  $\mathcal{K}$  i  $H_{\max}$  stanowi współczynnik wzmocnienia układu  $W$  w przypadku rezonansu. Wartość tego współczynnika w zależności od wartości współczynnika  $\delta_w$  przy  $\delta = \text{const}$  i  $\omega_0 = \text{const}$  przedstawiono na rys. 11.

## WNIOSKI

Z przeprowadzonych badań nad zachowaniem się indukcyjnego przekładnika napięciowego w stanach nieustalonych wynikają następujące główne wnioski:

1. Zwarcie przekładnika bezpośrednio na jego zaciskach pierwotnych nie powoduje natychmiastowego zaniku sygnału po stronie wtórnej. Na wyjściu przekładnika pojawia się sygnał o przebiegu oscylacyjnym tłumionym

$$u'_2 = U_{1m} \sin \psi \cdot \cos \omega_0 t \cdot \exp(-\delta t)$$

gdzie  $\delta$  jest współczynnikiem tłumienia przebiegu oscylacyjnego a  $\omega_0$  stanowi pulsację tego przebiegu.

Przekładniki o pierwotnym napięciu znamionowym rzędu 110, 220 i 380 kV charakteryzują się wartościami współczynnika tłumienia w zakresie (80-150)  $\frac{1}{\text{sek}}$ , co odpowiada stałym czasowym zanikania składowych oscylacyjnych  $T_{s0} = (7-13)$  ms. Stąd wniosek, że wierne przenoszenie sygnału wejściowego nastąpi dopiero po czasie  $3 T_{s0}$ , tzn. gdy  $t \geq (20-40)$  ms.

Amplituda początkowa przebiegu oscylacyjnego zależna jest od chwili wystąpienia zwarcia i będzie maksymalna, gdy zwarcie

nastąpi przy  $\psi = 90^\circ$ ; przy  $\psi = 0^\circ$  składowa oscylacyjna nie wystąpi.

2. Składowe nieokresowe, doprowadzone do zacisków pierwotnych przekładnika, zostają wiernie przenoszone do obwodu wtórnego. Ponadto wskutek istnienia pojemności międzyzwojowych na przebieg nieokresowy nakłada się składowa oscylacyjna tłumiona, zgodnie z relacją

$$u'_2 = U_{sn} \left[ \exp\left(-\frac{t}{T_{sn}}\right) - \exp(-\delta t) \cdot \cos \omega_0 t \right]$$

Uwzględniając powstawanie składowej oscylacyjnej z warunków początkowych o przebiegu

$$U_{1m} \sin \psi \cdot \cos \omega_0 t \cdot \exp(-\delta t)$$

całkowity sygnał wyjściowy wyraża się zależnością

$$u'_2 = U_{sn} \cdot \exp\left(-\frac{t}{T_{sn}}\right) + (U_{1m} \sin \psi - U_{sn}) \cdot \exp(-\delta t) \cdot \cos \omega_0 t$$

3. Przenoszenie sygnału oscylacyjnego, mogącego się pojawić w napięciu pierwotnym w warunkach zwarciovych [2], zależy w głównej mierze od zbieżności częstotliwości drgań własnych obwodu pierwotnego i częstotliwości drgań własnych przekładnika napięciowego wraz z impedancją obciążeniową. Najogólniej można stwierdzić, że sygnał wejściowy zostanie wzmocniony w przypadku, gdy częstotliwość tego sygnału niewiele odbiega od częstotliwości własnej przekładnika.



## LITERATURA

- [1] Żydanowicz J.: Wpływ składowej nieokresowej prądu zwarcio-  
wego na komparatory fazowe koincydencyjne do zabezpieczeń  
odległościowych. Archiwum Elektrotechniki, t.XVIII, zesz.  
2, 1969 r. str. 347-362.
- [2] Pilch Z., Winkler W.: Wpływ pojemności linii najwyższych  
napięć na charakter i rozmiar składowych swobodnych napię-  
cia w punkcie zabezpieczeniowym. Zeszyty naukowe Politech-  
niki Śląskiej Elektryka z. 28. 1970 r.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ИНДУКЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ  
ТРАНСФОРМАТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

## Р е з ю м е

В статье дан анализ поведения измерительного трансформатора на-  
пряжения в случае короткого замыкания непосредственно на его  
входных зажимах. Исследовано ответы трансформатора напряжения  
для неперiodических и осцилляционных процессов.

## TRANSIENT PROCESSES IN INDUCTIVE VOLTAGE TRANSFORMERS

## S u m m a r y

An analysis of voltage transformer response during shortcir-  
cuit on the input terminals is made. The response of direct-  
current components and oscillatory transients are investiga-  
ted.