INSTYTUT ENERGOELEKTRYKI POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ Komunikat nr 254

na prawach rękopisu

WSPOLPRACA POJEMNOSCIOWYCH PRZE-KLADNIKOW NAPIĘCIOWYCH Z SZYBKIMI ZABEZPIÉCZENIAMI ELEKTROENERGETY-CZNYMI

Jan IŻYKOWSKI

Nr 3289

Słowa kluczowe: pojemnościowy przekładnik napięciowy, stany przejściowe, zabezpieczenia elektroenergetyczne.

WROCLAW 1976

Mgr inż. Jan Iżykowski Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej Wrocław, pl. Grunwaldzki 13

Rozprawa doktorska

przedstawiona do oceny Radzie Naukowo-Dydaktycznej Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej

Promotor:

Prof. dr hab. inż. Andrzej Wiszniewski

Komunikat wpłynął 25.V.1976r.



STRESZCZENIE

W pracy przedstawiona została analiza możliwości kształtowania własności pojemnościowych przekładników napięciowych przez dobór układu tłumiącego drgania nieliniowe. Analizie poddano zjawiska ferrorezonansowe, dokładność transformacji w stanie ustalonym oraz stany przejściowe w warunkach zwarciowych.

Wykazano, że rodzaj i parametry układu tłumiącego posiadają istotny wpływ na własności przekładników zarówno w stanach ustalonych jak i przejściowych, a zatem na pracę zabezpieczeń elektroenergetycznych współpracujących z przekładnikami. Schematy analogowe układów do badań stanów przejściowych w przekładnikach oraz wybrane przebiegi przejściowe przedstawione są w Komunikacie nr255, stanowiącym załącznik do niniejszej pracy.

SPIS TRESCI

1.

2.

3.

WSTLP 1				
SCHEMAT ZASTĘPCZY I PARAMETRY PPN 4				
ZJAWISKA FERROREZONANSOWE W PPN 16				
3.1. Zjawisko ferrorezonansu harmonicznego 17				
3.2. Zjawisko ferrorezonansu podharmonicznego 26				
3.2.1. Warunki powstawania ferrorezonansowych drgań				
podharmonicznych i wymagania odnośnie do ich				
tłumienia 26				
3.2.2. Przegląd stosowanych układów tłumiących 29				
3.2,3. Metoda analizy zjawiska ferrorezonansu podhar-				
monicznego przy aproksymacji nieliniowości wie-				
lomianem stopnia piątego				
3.2.4. Metoda analizy zjawiska ferrorezonansu podhar-				
monicznego przy aproksymacji nieliniowości wie-				
lomianem stopnia trzeciego				
3.2.5. Stabilność oscylacji podharmonicznych 55				
3.2.6. Analiza ferrorezonansu podharmonicznego w przek-				
ładnikach pojemnościowych z jednoparametrowymi				
układami tłumiącymi				
3.2.7. Analiza ilościowa ferrorezonansu podharmonicz-				
nego w PPN z równoległą rezystancją tłumiącą n_2 69				
3.2.8. Analiza ferrorezonansu podharmonicznego w prze-				
kładnikach pojemnościowych z dwuparametrowymi				
układami tłumiącymi 71				
3.2.9. Analiza zjawiska ferrorezonansu podharmoniczne-				
go w PPN przy użyciu maszyny analogowej 83				
3.3. Podsumowanie analizy zjawisk ferrorezonansowych				

4

4.	DOKŁADNOŚĆ TRANSFORMACJI PPN	89
	4.1. Błędy przekładników i klasy dokładności	89
	4.2. Analiza dokładności PPN	91
5.	STANY PRZEJŚCIOWE W NAPIĘCIU WTÓRNYM PPN PRZY BEZPOŚ-	
	REDNIM ZWARCIU NA ZACISKACH	95
	5.1. Wyznaczanie przebiegów przejściowych napięcia	
	wtórnego	96
	5.2. Ocena ilościowa przebiegów przejściowych u $_2(t)$	
	przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwot-	
	nych	98
	5.3. Wpływ przebiegów przejściowych napięcia wtórnego	
	PPN na pracę koincydencyjnego komparatora fazy	
	o charakterystyce MHO	101
	5.3.1. Określenie przebiegów w pętli zwarciowej	102
	5.3.2. Określenie sygnałów wejściowych członu MHO i ich	L
	analiza	104
	5.4. Uzyskane wyniki analizy bezpośredniego zwarcia na	
	zaciskach piérwotnych PPN	106
	5.4.1. Omówienie wyników analizy ilościowej przebiegów	
	przejściowych napięcia wtórnego u $_2(t)$ przy bez-	
	pośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych PPN .	1.08
	5.4.2. Omówienie wyników badań zachowania się członu	
	MHO przy zwarciu w punkcie zabezpieczeniowym	
	od strony szyn zbiorczych	110
6.	STANY PRZEJŚCIOWE W NAPIĘCIU WTORNYM PPN PRZY ZWAR-	
	CIACH NA LINII	112
	6.1. Określenie przebiegów w pętli zwarciowej	112
	6.2. Określenie sygnałów członu MHO i ich analiza	115

	6.3. Analiza ilościowa wpływu przebiegów przejścio-	
	wych u ₂ (t) na pracę członu MHO w warunkach zwar-	
	ciowych linii	122
7.	WNIOSKI KONCOWE	128
	LITERATURA	131

SPIS RYSUNKOW

Rys.2.1.	Uproszczony schemat PPN	4
Rys.2.2.	Ogólny schemat PPN przyjętego do rozważań	5
Rys.2.3.	Schemat zastępczy przekładnika z rys.2.2.	5
Rys.2.4.	Uproszczony schemat zastępczy PPN	7
Rys.2.5.	Przykładowy kształt jednowartościowej charakte-	
	rystyki magnesowania	8
Rys.2.6.	Jednowartościowa krzywa magnesowania dla mate-	
	riału typu SURA	10
Rys.2.7.	.Charakterystyka rzeczywista i funkcje aproksy-	
	mujące	14
Rys.3.1.	Schemat zastępczy układu przekładnika do ana-	
	lizy ferrorezonansu harmonicznego	18
Rys.3.2.	Układ blokowy równoważny równaniu (3.3)	20
Rys.3.3.	Rysunek przedstawiający lewą stronę równania (3.6	5)23
Rys.3.4.	Schemat zastępczy PPN wyposażonego w układ	
	tłumiący Z ₁ oraz Z ₂	30
Rys.3.5.	Typowe szeregowe układy tłumiące Z ₁	30
Rys.3.6.	Typowe równoległe układy tłumiące Z ₂	31
Rys.3.7.	Układ PPN z rezystancją tłumiącą włączaną przez	
	a/ transformator różnicowy T _r ,	
	b/ transformator kompensujący T _k	33
Rys.3.8.	Układ wyjściowy do analizy ferrorezonansu pod-	
	harmonicznego	35
Rys.3.9.	Schemat zastępczy rozważanego układu dla piątej	•
	podharmonicznej	39
Rys.3.10	Krzywe L i P dla różnych wartości współczyn-	
	nika A ₃	43
Rys.3.11	Schemat zastępczy układu PPN dla trzeciej pod-	
	harmonicznej	45

str.

.

Rys.3.12. Krzywe L i P dla różnych wartości współczynnika
A₅
Rys.3.13. Wykres lewej strony warunku (3.60) dla różnych
wartości współczynnika A₆ i A₇
53

Rys.3.14. Schemat zastępczy PPN z równoległą rezystancją tłumiącą R_o 57

- Rys.3.15. Wykreślne przedstawienie równania (3.73) 63
- Rys.3.16. Wykreślne przedstawienie równania (3.83) 67

72

84

92

- Rys.3.17. Schemat zastępczy PPN z równoległym układem tłumiącym R₂, L₂, C₂
- Rys.3.18. Lewa strona nierówności (3.91) dla różnych wartości L₂ 75
- Rys.3.19. Układ do określania szybkości tłumienia drgań nieliniowych
- Rys.4.1. Schemat zastępczy PPN do analizy błędów
- Rys.5.1. Układ PPN do analizy bezpośredniego zwarcia na zaciskach 96
- Rys.5.2. Schemat blokowy komparatora fazy dwóch sygnałów S₁, S₂ 101 Rys.5.3. Zastępczy dwumaszynowy schemat systemu 102
- Rys.6.1. Schemat zastępczy układu elektroenergetycznego 113

Tablica	1.	Parametry PPN przyjętego do rozważań ilościo-	
		wych (rys.2.4)	15
Tablica	2.	Zestawienie wyników analizy ilościowej fer-	
		rorezonansu podharmonicznego w PPN z równo-	
		ległą rezystancją tłumiącą R ₂	70
Tablica	3.	Zestawienie czasów tłumienia drgań nielinio-	
		wych przy różnych sposobach tłumienia	85
Tablica	4.	Klasy dokładności i dopuszczalne błędy dla	
		PPN	90
Tablica	5.	Wyniki obliczeń błędów PPN przy różnych spo-	
		sobach tłumienia drgań nieliniowych	94
Tablica	6.	Wyniki analizy bezpośredniego zwarcia na za-	
		ciskach pierwotnych PPN	107
Tablica	7.	Zestawienie czasów zadziałania członu MHO przy	
		bliskim zwarciu na linii $\left n_{z} = 0,05\right)$	123

str.

1. WSTEP

Wraz z rozwojem systemów elektroenergetycznych wzrastają wymagania odnośnie do czasu eliminacji zakłóceń, zmuszając do stosowania coraz to szybciej działających zabezpieczeń. Skracanie czasów działania zabezpieczeń nakłada zwiększone ograniczenia na przebiegi przejściowe. Dla zapewnienia prawidłowej pracy szybkich i czułych zabezpieczeń,w stanach przejściowych, konieczne jest stosowanie odpowiednich przekładników.

Spośród stosowanych konstrukcji przekładników napięciowych można wyróżnić przekładniki indukcyjne oraz pojemnościowe. Pojemnościowe przekładniki napięciowe(PPN)ze wzgrędów ekonomicznych są coraz częściej stosowane w zakresie najwyższych napięć.

Obecnie obserwuje się w świecie istnienie dwu tendencji zmierzających do zapewnienia prawidłowej współpracy przekładników napięciowych z szybkimi zabezpieczeniami. Pierwsza tendencja, za którą przemawiają względy ekonomiczne, to optymalizacja własności PPN. Druga to stosowanie wyłącznie przekładników indukcyjnych względnie pojemnościowych, ale z użyciem wzmacniaczy elektronicznych.

W pracy przeprowadzono analizę możliwości kształtowania własności PPN przez dobór układu tłumiącego drgania nieliniowe. Układy tłumiące są stosowane w PPN dla wyeliminowania zjawiska ferrorezonansu podharmonicznego. Wprowadzenie układu tłumiącego do obwodu przekładnika wpływa na własności przekładnika zarówno w stanach ustalonych jak i przejściowych, a zatem na pracę zabezpieczeń elektroenergetycznych współpracujących z PPN.

Punktem wyjścia analizy są zjawiska ferrorezonansowe w PPN. Rozważono zjawisko ferrorezonansu harmonicznego oraz podharmonicznego. Przedstawiono przy tym analityczną metodę analizy ferrorezonansu podharmonicznego. Wykazano, że wymaganą szybkość tłumienia drgań nieliniowych można uzyskać dla wielu parametrów każdego z rozważanych układów tłumiących. W związku z tym powstała możliwość optymalizacji tych układów. Optymalizacja powinna być prowadzona z punktu widzenia zapewnienia PPN odpowiednich własności zarówno w stanach ustalonych jak i przejściowych. W związku z tym przeprowadzono analizę dokładności transformacji oraz analizę stanów przejściowych, z punktu widzenia zastosowania różnych układów tłumiących. Rozważania przeprowadzono w zakresie parametrów układów tłumiących zapewniających odpowiednio szybkie tłumienie drgań nieliniowych.

Analizę stanów przejściowych w napięciu wtórnym PPN przeprowadzono przy zwarciu na zaciskach przekładnika oraz bliskich zwarciach na linii. Wpływ tych stanów przejściowych na pracę zabezpieczeń prześledzono na przykładzie członu MHO, zrealizowanego w oparciu o koincydencyjny komparator fazy.

Celem analizy bezpośredniego zwarcia na zaciskach PPN było określenie wymagań dla układów tłumiących, zapewniających selektywność czułych zabezpieczeń przy zwarciach od strony szyn zbiorczych.

Przy rozpatrywaniu przenoszenia przez PPN sygnału napięciowego przy bliskim zwarciu na linii przedstawiono wpływ rodzaju i parametrów układu tłumiącego na przebiegi przejściowe. Celem tych rozważań było określenie wymagań dla układów tłumiących, zapewniających poprawne działanie szybkich zabezpieczeń elektroenergetycznych.

2 -

Zamierzeniem autora było wykazanie słuszności następującej tezy: Właściwy dobór układów tłumiących drgania nieliniowe w PPN umożliwia uzyskanie przekładników, w których drgania te zanikają dostatecznie szybko, błędy kątowe i napięciowe są odpowiednio małe, a składowe przejściowe przy bliskich zwarciach nie pogarszają w znaczący sposób działania układów automatyki zabezpieczeniowej.

3

2. SCHEMAT ZASTEPCZY I PARAMETRY PPN

W PPN, którego schemat uproszczony przedstawia rys.2.1 obniżenie napięcia realizuje się dwustopniowo. Pierwszy stopień stanowi kondensatorowy dzielnik napięcia C_g, C_d obniżający pierwotne napięcie u₁ do pośredniego u. Obniżenie do poziomu napięcia wtórnego u₂ uzyskuje się na indukcyjnym transformatorze pośredniczącym T. Dławik rezonansowy D stosowany jest dla skompensowania reaktancji pojemnościowej dzielnika kondensatorowego.



Rys.2.1. Uproszczony schemat PFN

Schemat z rys. 2.1 przedstawia jedynie zasadę działania. W rzeczywistości transformator T posiada kilka uzwojeń wtórnych oraz dla uniknięcia drgań ferrorezonansowych PFN wyposaża się w układ tłumiący, włączany trwale lub chwilowo w obwód przekładnika.

W niniejszej pracy będzie rozpatrywany PPN produkcji krajowej typu UC-220,na napięcie pierwotne 220/ √3 kV. Rys. 2.2 przedstawia schemat tego przekładnika,w przypadku wyposażenia go w układ tłumiący szeregowy Z₁ oraz równoległy Z₂. Obciążenie użyteczne przekładnika oznaczone jest przez Z₀.



Rys. 2.2. Ogólny schemat PPN przyjętego do rozważań

Schemat zastępczy przekładnika z rys.2.2, zgodnie z zasadą Thevenina i przy przeliczeniu wszystkich elementów na wyższą stronę transformatora pośredniczącego, przedstawia rys.2.3. Przyjmuje się przy tym, że pojemności dzielnika kondensatorowego są idealne oraz nie uwzględnia się pojemności uzwojeń transformatora pośredniczącego.



Rys.2.3. Schemat zastępczy przekładnika z rys.2.2

Użyto następujących oznaczeń:

$C = C_g + C_d$	– pojemność zastępcza dzielnika kondensatorowego,
u	- napięcie pośrednie,
L _D	- indukcyjność dławika rezonansowego,
R _D	- rezystancja dławika rezonansowego,
Z ₁	- szeregowy układ tłumiący,
L _{T1}	- indukcyjność rozproszenia uzwojenia 1 transformatora T,
R _{T1}	- rezystancja uzwojenia 1 transformatora T,
L _m	- indukcyjność magnesowania rdzenia transformatora T,
R _m	- zastępcza rezystancja odwzorowująca straty w rdze- niu transformatora T,
L _{T2}	 indukcyjność rozproszenia uzwojenia 2 transforma- tora T,
R _{T2}	- rezystancja uzwojenia 2 transformatora T,
L _{T3}	- indukcyjność rozproszenia uzwojenia 3 transforma- tora T,
R _T 3	- rezystancja uzwojenia 3 transformatora T,
Zo	- obciążenie użyteczne przekładnika,
^Z 2	- równoległy układ tłumiący.
Zanówno	wantości indukcyjności L. L. jak i rezystancji

Zarowno wartości indukcyjności L_{T2} , L_{T3} jak i rezystancji R_{T2} , R_{T3} są pomijalnie małe w stosunku do impedancji Z_2 , Z_0 . Jednocześnie wartość rezystancji R_m jest bardzo duża w porównaniu z impedancjami Z_2 , Z_0 tak, że pominięcie tych wielkości (R_{T2} , R_{T3} , L_{T3} , R_m) nie będzie miało istotnego wpływu na wynik analizy. Po wprowadzeniu tych uproszczeń schemat zastępczy układu przyjętego do analizy przyjmie postać jak na rys.2.4.

- 6 -



Rys.2.4. Uproszczony schemat zastępczy PPN

Na rys.2.4 użyto następujących oznaczeń:

$$L = L_D + L_{T1},$$
$$R = R_D + R_{T1}.$$

Indukcyjność L można uważać za liniową ponieważ dławik rezonansowy jest wykonywany zeszczeliną powietrzną. Regulacji tej szczeliny dokonuje się tak, aby różnica argumentów napięcia pierwotnego i wtórnego była jak najmniejsza. Zatem dla częstotliwości technicznej spełniona jest żależność:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f.$$
 (2.1)

Natomiast indukcyjność L_m jest nieliniowa ze względu na efekt nasycenia rdzenia. Tak więc zależność opisująca charakterystykę magnesowania:

$$\mathbf{i}_{\mathrm{m}} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\psi}) \tag{2.2}$$

przy czym: i_m - prąd magnesowania,

ψ - strumień skojarzony,

nie jest zależnością liniową. Powszechnie dokonuje się aproksymacji rzeczywistych charakterystyk magnesowania przez funkcje analityczne. Spośród wielu znanych sposobów aproksymacji wykorzysta się następujące:

a) aproksymacja liniowa:

$$m = a_1 \psi , \qquad (2.3)$$

b) aproksymacja wielomianowa:

$$i_{m} = \sum_{n=0}^{K} a_{2n+1} \cdot \psi^{2n+1}$$

 $k = 1, 2, \dots$ (2.4)

Rys.2.5. przedstawia typowy kształt jednowartościowej charakterystyki magnesowania. W początkowym zakresie charakterystyka jest w przybliżeniu prostoliniowa, natomiast wraz ze wzrostem prądu magnesującego i_m zaczyna uwidaczniać się efekt nasycenia. Umowny początek części nasyceniowej charakterystyki jest określany przez tzw. "punkt kolanowy" - K. Zgodnie z [5] "punkt kolanowy" charakterystyki jest określany jako punkt dla którego zmiana napiecia o 10% powoduje zmianę prądu magnesowania o 5%.



Rys.2.5. Przykładowy kształt jednowartościowej charakterystyki magnesowania Jeśli podczas przebiegów przejściowych nie jest przekraczany punkt kolanowy charakterystyki magnesowania, to dle tego przypadku aproksymacja liniowa jest dopuszczalna. Taki przypadek wystąpi między innymi jeśli napięcie pierwotne PPN ulegnie obniżeniu. Ma to miejsce podczas zwarć na linii lub zaciskach przekładnika.

Z kolei aproksymacja liniowa nie jest dopuszczalna dla przypadków w których występuje przekraczanie punktu kolanowego, a więc przejście w część nasyceniową charakterystyki. Pominięcie efektu, nasycenia mogłoby spowodować wystąpienie zarówno różnic ilościowych jak i jakościowych (zjawiska ferrorezonansowe nie wystąpiłyby). Tak więc do analizy zjawisk ferrorezonansowych wykorzysta się aproksymację wielomianową.

Zagadnienie aproksymacji danej charakterystyki magnesowania sprowadza się do:

- 1. przyjęcia sposobu aproksymacji,
- 2. określenia zakresu aproksymacji,
- przyjęcia kryterium wg którego dokona się aproksymacji w obranym zakresie.

Aproksymacji dokonano dla materiału magnetycznego typu SURA. Jednowartościową krzywą magnesowania dla tego materiału w postaci zależności ψ = f (i_m) przedstawia rys.2.6.

Znamionowa praca transformatora pośredniczącego odbywa się w zakresie $(\pm i_{mn}; \pm \psi_n)$, stanowiącym pewną część zakresu określonego przez punkt kolanowy K $[\psi_k/\psi_n = 1,6, i_{mk}/i_{mn} = 2,0]$.

- 9 -



Rys.2.6. Jednowartościowa krzywa magnesowania dla materiału typu SURA

Dla aproksymacji liniowej (2.3) zakres aproksymacji przyjmie się jako równy zakresowi znamionowej pracy.

Dla aproksymacji nieliniowej (2.4) zakres sproksymacji powinien uwzględniać przejście charakterystyki w nasycenie. ^Przyjęcie zbyt małego zakresu aproksymacji spowoduje złe odwzorowanie nasycenia, gdyż otrzymana charakterystyka - krzywa b na rys.2.5 jest znacznie mniej nieliniowa niż rzeczywista. Przyjęcie dużego zakresu aproksymacji daje dobre odwzorowanie części nasyceniowej charakterystyki ale gorsze w zakresie znamionowej pracy. Poza tym

- 10 -

może się zdarzyć, że uzyskana charakterystyka będzie przechodzić do drugiej i czwartej świartki płaszczyzny $i_m \cdot \psi - krzywa$ c na rys.2.5. Jest to niezgodne z rzeczywistością ponieważ charakterystyka magnesowania jest funkcją nieparzystą. Proponuje się przyjęcie dla aproksymacji wielomianowej prądowego zakresu aproksymacji jako zakresu $(\pm 2i_{mk})$. Tak więc punkt kolanowy (jego odcięta) stanowi środek zakresu aproksymacji. Dla takiego zakresu otrzyma się stosunkowo wierne odtworzenie charakterys-[pracy] tyki magnesowania w zakresie znamionowej] jednocześnie odzwierciedlając stosunkowo wiernie początek części nasyceniowej. W przypadku przyjęcia zakresu aproksymacji takiego, że odcięta punktu kolanowego stanowiła jego trzecią część uzyskuje się już przejście wyznaczonej charakterystyki do drugiej i czwartej ćwiartki płaszczyzny (i_m, ψ).

Dokładność aproksymacji (2.4) w odniesieniu do charakterystyki rzeczywistej jest tym większa im większa jest wartość k. Szczególnie dla charakterystyk o gwałtownym przejściu w nasycenie składniki wyższych potęg strumienia skojarzonego ψ mają decydujące znaczenie dla wiernego odzwierciedlenia charakterystyki.

W pracy wykorzysta się aproksymacje stopnia trzeciego (k=1) oraz piątego (k=2). Uwzględnienie składników o potędze wyższej niż piąta utrudnia bardzo prowadzenie analizy.

Po takim przyjęciu zakresów aproksymacji dokona się aproksymacji krzywej magnesowania SURY wg (2.3) oraz (2.4), metodą najmniejszych kwadratów. W myśl tej metody suma S kwadratów odchyleń funkcji aproksymującej – i_m (a_{2n+1} , ψ_i) od funkcji aproksymowanej – i'_m (ψ_i) powinna być minimalna.

$$S = \sum_{i=1}^{m} [i_{m} (a_{2n+1}, \psi_{i}) - i_{m}'(\psi_{i})]^{2} = MIN, \qquad (2.5)$$

gdzie:

m - liczba punktów funkcji aproksymowanej w obranym zakresie. Współczynniki a_{2n+1} dla funkcji aproksymujących (2.4) uzyskuje się po rozwiązaniu układu równań wynikającego z warunku:

$$\frac{dS}{da_{2n+1}} = 0,$$
 (2.6)

Warunek (2.6) należy uwzględniać dla każdego rodzaju funkcji aproksymujących osobno.

Przykładowo dla funkcji aproksymującej:

$$i_{m} = a_{1}\psi + a_{3}\psi^{3},$$

otrzymuje się:

$$S = \sum_{i=1}^{m} \left[a_{i} \psi_{i} + a_{3} \psi_{i}^{3} - i_{m}'(\psi_{i}) \right]^{2} = MIN.$$

Z warunków:

$$\frac{dS}{da_1} = 0,$$
$$\frac{dS}{da_3} = 0,$$

uzyskuje się układ dwóch równań pierwszego stopnia z dwoma niewiadomymi a₁, a₃ w postaci:

$$a_{1} \sum_{i=1}^{m} \psi_{i}^{2} + a_{3} \sum_{i=1}^{m} \psi_{i}^{4} = \sum_{i=1}^{m} \psi_{i} \cdot i_{m}(\psi_{i}),$$

$$\sum_{i=1}^{m} \psi_{i}^{4} + a_{3} \sum_{i=1}^{m} \psi_{i}^{6} = \sum_{i=1}^{m} \psi_{i}^{3} \sum_{i=1}^{n} (\psi_{i})^{6}$$

Po przyjęciu w obranym zakresie aproksymacji kilkunastu punktów na charakterystyce rzeczywistej – funkcji aproksymowanej,obliczenie współczynników a₁, a₃ z uzyskanego układu równań jest pracochłonne ale te proste operacje arytmetyczne można wykonać na maszynie cyfrowej.

Dla aproksymacji wielomianem stopnia piątego:

$$i_{m} = a_{1}\psi + a_{3}\psi^{3} + a_{5}\psi^{5}$$
,

otrzyma się w rezultacie układ trzech równań pierwszego stopnia z trzema niewiadomymi a₁, a₃, a₅. Obliczenie tych współczynników sprowadza się jak poprzednio do wykonania prostych operacji arytmetycznych.

Często bierze się pod uwagę szczególny przypadek funkcji aproksymującej stopnia piątego, składającej się z dwóch składników (a3 = 0):

$$i_m = a_1 \psi + a_5 \psi^5$$

Tę aproksymację wykorzysta się w dalszej części pracy przy analizie zjawisk ferrorezonansowych.

Uzyskane aproksymacje na tle rzeczywistej charakterystyki magnesowania przedstawia rys.2.7. Współczynniki a_{2n+1} tych aproksymacji oraz parametry liniowych elementów układu PPN, przyję-

- 13 -

tego do rozważań (rys.2.4), zestawione są w tablicy 1. Wszystkie elementy przeliczone są na wyższą stronę transformatora pośredniczącego.



Rys.2.7. Charakterystyka rzeczywista i funkcje aproksymujące

Parametry PPN przyjętego do rozważań ilościowych (rys.2.4)

Wielkości	Jednost- ki	Wartości	Uwagi
Un	V	$\frac{21}{\sqrt{3}}$ 10 ³	znamionowa wartość skuteczna nap.pośr. u(t)
C	F	52 135.10-12	
L	H	195	
R	R	7240	
Ro	R	$1050 \cdot 10^3$	P = 150 W
R _o +jωL _o	R	(745+j 562)•10-	$3 = 150 \text{ VA}, \cos \varphi = 0.8$
	równanie aproksymacji		wartości oraz jednostki ^{wsp} • ^a 2n+1
L _m	$i_m = a_1 \psi$		$B_1 = 45,7 \ 10^{-6} $ A/VS
L _m	$i_m = a_1 \psi + a_3 \psi^3$		$a_1 = 13,85 \ 10^{-6} \text{ A/Vs}$ $a_3 = 85,9 \ 10^{-10} \text{ A/V}^3 \text{s}^3$
Lm	i _m = a ₁ }	γ + a ₅ ψ ⁵	$a_1 = 32,9 \ 10^{-6}$ A/Vs $a_5 = 74,1 \ 10^{-14}$ A/V ⁵ s ⁵

3. ZJAWISKA FERROREZONANSOWE W PPN

Nieliniowa indukcyjność magnesowania transformatora pośredniczącego T jest źródłem oscylacji nieliniowych w przypadku pojawienia się w rdzeniu odpowiednio dużej indukcji przesuwającej punkt pracy poza zakres liniowy. Nieliniowe drgania mogą być przyczyną znacznych uchybów transformacji i dlatego żąda się aby w przypadku ich powstania zostały one możliwie szybko wytłumione. Struktura i parametry układu PPN nie zapewniają efektywnego tłumienia. W celu zapewnienia efektywnego tłumienia ferrorezonansowych drgań nieliniowych stosuje się różne układy tłumiące. Wybór układu tłumiącego i dobór jego parametrów należy przeprowadzać bardzo starannie ze względu na to, że zmiana struktury przekładnika spowodowana przyłączeniem danego układu tłumiącego ma istotny wpływ na uchyby oraz na przenoszenie przez przekładnik sygnału napięciowego. Potrzebna jest do tego dobra znajomość zjawisk ferrorezonansowych w przekładnikach pojemnościowych.

Chociaż analizie tych zjawisk poświęcono wiele uwagi stan ich rozpoznania trudno uważać za zadawalający. Opracowane metody analityczne albo dotyczą najprostszych przypadków albo nie zapewniają możliwości prowadzenia prostej analizy, natomiast badania eksperymentalne są niewystarczające do poznania tych zjawisk.

W niniejszym rozdziale będzie przedstawiona metoda analityczna umożliwiająca prostą analizę jakościową i ilościową zjawisk ferrorezonansowych w przekładnikach pojemnościowych.

- 16 -

W układach nieliniowych zasilanych napięciem sinusoidalnym należy się liczyć z możliwością wystąpienia drgań nieliniowych, które pod względem częstotliwości można podzielić następująco:

a) drgania o częstotliwości źródła zasilania - zjawisko ferrorezonansu harmonicznego,

b) drgania o częstotliwości mniejszej od częstotliwości zasilania – zjawisko ferrorezonansu podharmonicznego (subharmonicznego),

c) drgania o częstotliwości większej od częstotliwości zasilania – zjawisko ferrorezonansu nadharmonicznego (ultraharmonicznego).

3.1. Zjawisko ferrorezonansu harmonicznego

W układzie z nieliniową indukcyjnością, który nie jest odstrojony od ferrorezonansu harmonicznego mogą wystąpić drgania harmoniczne o bardzo dużych amplitudach. Aby uniknąć tego szkodliwego zjawiska należy odpowiednio dobierać parametry układu. Rozważając zjawisko ferrorezonansu harmonicznego dla obwodu z nieliniową indukcyjnością można stwierdzić, że w ogólnym przypadku są możliwe trzy stany równowagi obwodu z tym, że dwa z nich odpowiadają punktom stabilnym,a jeden punktowi niestabilnemu. Przejście z jednego stabilnego stanu równowagi do drugiego odbywa się w sposób skokowy - rezonans skokowy. Obwód jest odstrojony od ferrorezonansu,gdy istnieje tylko jeden stan równowagi.

Celem analizy zjawiska ferrorezonansu harmonicznego w obwodzie przekładnika pojemnościowego jest danie odpowiedzi na pytani**o**: a) czy istnieje możliwość wystąpienia ferrorezonansu harmonicznego ?,

 b) przy jakim poziomie napięcia zasilającego powstanie on (jeśli jest możliwy) ?,

c) czy taki poziom napięcia zasilającego jest realny w warunkach eksploatacyjnych ?

Po raz pierwszy w Polsce analizę ferrorezonansu harmonicznego w przekładnikach pojemnościowych przeprowadzono w [11]. Taki sposób nie zapewnił jednak możliwości prowadzenia dokładnej analizy w przypadkach bardziej skomplikowanych.

W pracy przeprowadzi się analizę tego zjawiska w PFN w oparciu o metodę dwuwejściowej funkcji opisującej [35,36]. Metoda zmodyfikowanej funkcji opisującej jest dostosowana do analizy zjawiska ferrozezonansu w układzie rozgałęzionym, z jednym elementem nieliniowym.

Schemat zastępczy układu przekładnika przyjętego do rozważań (rys.2.4) można sprowadzić do postaci jak na rys.3.1.



Rys.3.1. Schemat zastępczy układu przekładnika do analizy · ferrorezonansu harmonicznego ' Impedancje widmowe z rys. 3.1 są określone następująco:

$$Z_{3}(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + Z_{1}(j\omega),$$

$$Z_{4}(j\omega) = \frac{Z_{2}(j\omega)}{Z_{2}(j\omega) + Z_{0}(j\omega)}.$$
(3.1)

Układ z rys.3.1 jest opisany przez trzy równania:

$$U (j\omega) = Z_{3} (j\omega) I_{3} (j\omega) + j\omega \Psi(j\omega),$$

$$j\omega \Psi(j\omega) = Z_{4} (j\omega) I_{4} (j\omega) , \qquad (3.2)$$

$$I_{3} (j\omega) = I_{m} (j\omega) + I_{4} (j\omega) .$$

Pierwsze z tych równań przy uwzględnieniu drugiego i tzeciego można zapisać w postaci:

$$\Psi(j\omega) = U(j\omega) \quad G_{o}(j\omega) - I_{m}(j\omega) \quad G(j\omega), \quad (3.3)$$

przy czym

$$G_{0}(j\omega) = \frac{1}{j\omega\left[1 + \frac{Z_{3}(j\omega)}{Z_{4}(j\omega)}\right]}$$

$$G(j\omega) = \frac{Z_{3}(j\omega)}{j\omega\left[1 + \frac{Z_{3}(j\omega)}{Z_{4}(j\omega)}\right]}$$

Równaniu (3.3) odpowiada schemat blokowy jak na rys.3.2



Rys.3.2. Układ blokowy równoważny równaniu (3.3)

Blok nieliniowy N reprezentujący sobą nieliniową indukcyjność magnesowania L_m jest opisany równaniem:

$$i_{m}(t) = f[\psi(t)] . \qquad (3.4)$$

Przy analizie ferrorezonansu harmonicznego,według metody zmodyfikowanej funkcji opisującej,sygnał wejściowy bloku N (przebieg strumienia skojarzonego) zakłada się w postaci:

$$\psi(t) = \Psi_1 \cos(\omega t + \delta') + \mu \cos\omega t . \qquad (3.5)$$

Odpowiada to założeniu, że w układzie pojawia się mały przyrost sygnału wejściowego bloku N (drugi człon wyrażenia (3.4)), nakładającego się na stan ustalony (pierwszy człon (3.5)). Amplituda zaburzenia (przyrostu) jest bardzo mała w stosunku do amplitudy składnika ustalonego ($\mu \ll \Psi_1$). Przesunięcie fazowe pomiędzy pojawiającym się zaburzeniem a składową podstawową wynosi δ i jest ono dowolne.

Analiza ferrorezonansu harmonicznego sprowadza się do badania stabilności pojawiającego się zaburzenia μ cosωt. Kryterium stabilności dla układu z rys. 3.2 (w odniesieniu do zaburzenia) jest wyrażone równaniem:

- 20 -

$$\frac{1}{\kappa_{\mu}} \left(\Psi_{1} \mathcal{F} \right) = G \left(j \omega \right)_{g}$$
(3.6)

 \mathbb{K}_{μ} (Ψ₁,δ) jest funkcją opisującą bloku N w odniesieniu do zaburzenia.

Równanie (3.6) określa granicę stabilności dla pojawiającego się zaburzenia. Funkcja opisująca bloku N - K_µ(Ψ_1 , \mathcal{F}) jest określona przez stosunek składowej harmonicznej przyrostu sygnału wyjściowego (spowodowanego pojawieniem się przyrostu na wejściu) do przyrostu sygnału wejściowego.

Sygnał wyjściowy bloku N,w przypadku aproksymacji krzywej magnesowania wielomianem stopnia piątego (2.4), jest określony następująco:

$$i_{m} = a_{1} [\Psi_{1} \cos (\omega t + \delta) + \mu \cos \omega t] + a_{3} [\Psi_{1} \cos (\omega t + \delta) + \mu \cos \omega t]^{3} + (3.7) + a_{5} [\Psi_{1} \cos (\omega t + \delta) + \mu \cos \omega t]^{5}.$$

Składowa harmoniczna prądu magnesującego i_m po ominięciu składników z μ^2 i wyższymi potęgami μ ($\mu \ll \Psi_1$) wynosi:

$$i_{\tilde{m}} = \left[a_{1}\Psi_{1} + \frac{3}{4}a_{3}\Psi_{1}^{3} + \frac{5}{8}a_{5}\Psi_{1}^{5}\right]\cos(\omega t + \delta') + \\ + \left[a_{1}\mu + \frac{3}{2}a_{3}\mu\Psi_{1}^{2} + \frac{15}{8}a_{5}\mu\Psi_{1}^{4}\right]\cos\omega t +$$
(3.8)
$$+ \left[\frac{3}{4}a_{3}\mu\Psi_{1}^{2} + \frac{5}{4}a_{5}\mu\Psi_{1}^{4}\right]\cos(\omega t + 2\delta').$$

Przyrost składowej harmonicznej i_m wskutek przyrostu $\psi(t)$ o czynnik μ cos ω t określa wyrażenie:

- 21 -

$$i_{m\mu} = \mu \left[a_{1} + \frac{3}{2} a_{3} \Psi_{1}^{2} + \frac{15}{8} a_{5} \Psi_{1}^{4} \right] \cos \omega t +$$

$$+ \mu \left[\frac{3}{4} a_{3} \Psi_{1}^{2} + \frac{5}{4} a_{5} \Psi_{1}^{4} \right] \cos (\omega t + 2\delta').$$
(3.9)

Funkcja opisująca bloku N jest więc określona następująco:

$$K_{\mu}(\Psi_{1},\delta) = \frac{\mu[\alpha_{1} + \frac{3}{2}\alpha_{3}\Psi_{1}^{2} + \frac{15}{8}\alpha_{5}\Psi_{1}^{4}] + \mu[\frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{1}^{2} + \frac{5}{4}\alpha_{5}\Psi_{1}^{4}] \exp[j2\delta]}{\mu}. (3.10)$$

Ujemna wartość odwrotności funkcji opisującej K_u wynosi:

$$\frac{-1}{K_{\mu\nu}(\Psi_{1}, \mathcal{S})} = \frac{-1}{A + \text{Bexp}(j2\mathcal{S})}$$

przy czym

$$A = a_1 + \frac{3}{2} a_3 \Psi_1^2 + \frac{15}{8} a_5 \Psi_1^4 , \qquad (3.11)$$

$$B = \frac{3}{4} a_3 \Psi_1^2 + \frac{5}{4} a_5 \Psi_1^4.$$

Jak już wspomniano wcześniej rozważa się pojawienie przyrostu $\mu \cos \omega t$ o dowolnym przesunięciu fazowym w stosunku do składowej podstawowej $\Psi_1 \cos (\omega t + \Gamma)$, tak więc $0 \leq T \leq 2\pi$.

Wyrażenie (3.11) będące lewą stroną kryterium (3.6), dla zmieniającej się amplitudy Ψ_1 w zakresie (0, + ∞) oraz przy zmianie V od 0 do 2 π , przedstawia sobą na płaszczyźnie zespolonej rodzinę okręgów o promieniu R i środku S określonych następująco:

$$R = \frac{B}{B^{2} - A^{2}}, \qquad (3.12)$$

S $(\frac{A}{B^{2} - A^{2}}, 0).$

Lewą stronę kryterium stabilności (3.6) dla trzech wartości amplitud Y, przedstawia rys.3.3.

- 22 -



Rys.3.3. Rysunek przedstawiający lewą stronę równania [3.6]

Natomiast ýrawa strona kryterium stabilności (3.6) jest charakterystyką amplitudowo-fazową G(jw). Kształt tej charakterystyki jest określony strukturą i parametrami części liniowej analizowanego obwodu. Przy analizie ferrorezonansu harmonicznego istotne jest położenie punktu G (j314) tej charakterystyki względem okręgów przedstawiających lewą stronę kryterium stabilności (3.6). Jeśli punkt G(j314) leży na zewnątrz obwiedni O rodziny okręgów -1/K_µ (Ψ_1 , δ) to w tym przypadku rozważany układ jest stabilny dla każdej amplitudy strumienia skojarzonego Ψ_1 . Natomiast jeśli ten punkt znajduje się wewnątrz obwiedni O (np. G(j314)=P, rys.3.3) to przez ten punkt przechodzą dwa okręgi odpowiadające amplitudzie strumienia skojarzonego Ψ_1' oraz Ψ_1'' . Oznacza to, że zjawisko ferrorezonansu harmonicznego (rezonansu skokowego) wystąpi. W tym przypadku wystąpi skokowe zmiana amplitudy strumienia skojarzonego od wartości Ψ_1' do Ψ_1'' .

- 23 -

je się:

Tak więc w celu określenia możliwości wystąpienia ferrorezonansu harmonicznego należy wyznaczyć położenie punktu G (j314). Należy określić czy dla rozważanych struktur (różne układy tłumiące Z_1, Z_2 oraz obciążenie Z_0) możliwe jest położenie tego punktu wewnątrz obwiedni O. Na podstawie (3.3) oraz (3.1) i po wstawieniu ω =314 otrzymu-

 $G(j314) = \frac{Z_{3}(j314) Z_{4}(j314)}{j314[Z_{3}(j314) + Z_{4}(j314)]},$ $Z_{3}(j314) = R + j(314L - \frac{1}{314C}) + Z_{1}(j314),$ $Z_{4}(j314) = \frac{Z_{0}(j314) Z_{2}(j314)}{Z_{0}(j314) + Z_{2}(j314)}.$ (3.13)

Dla częstotliwości podstawowej ($\omega = 314$) indukcyjność L kompensuje pojemność C, szeregowe układy tłumiące Z₁ posiadają charakter czynny, a równoległe układy tłumiące Z₂ charakter rezystancyjno-indukcyjny. Przypadek obciążenia pojemnościowego jest mało realny w praktyce i wobec tego Z₀ ma również charakter rezystancyjno-indukcyjny. Struktury układów tłumiących Z₁ i Z₂ przedstawi się w dalszej części pracy przy analizie ferrorezonasu podharmonicznego. Z powyższych faktów wynikają zależności:

314
$$L - \frac{1}{3140} = 0$$
,
 $Z_1 (j314) = R_1$, (3.14)
 $Z_2 (j314) = R_2 + jX_2$,
 $Z_0 (j314) = R_0 + jX_0$,

przy czym $R_1 \ge 0$, $R_2 \ge 0$, $R_0 \ge 0$, $X_2 \ge 0$, $X_0 \ge 0$.

Na podstawie (3.13) i (3.14) stwierdza się, że punkt G (j314) może leżeć tylko w czwartej ćwiartce płaszczyzny zespolonej, czyli:

Re
$$[G (j314)] \ge 0$$
, (3.15)
Im $[G (j314)] \le 0$.

Tak więc stwierdzono, że ferrorezonans harmoniczny w przekładnikach pojemnościowych jest niemożliwy. Ewentualnie z wystąpieniem tego zjawiska należy się liczyć w przypadku niedokładnego skompensowania pojemności C przez indukcyjność L. Realne jest oczywiście tylko niewielkie nieskompensowanie, powodujące możliwość wystąpienia punktu G (j314) w lewej półpłaszczyźnie. Jednak dla takiego przypadku punkt G(j314) leży bardzo blisko osi urojonej, co gwarantuje przechodzenie przez niego okręgów odpowiadających dużym wartościom amplitudy Ψ_1 . Ferrorezonans harmoniczny jest więc możliwy jedynie w przypadku, gdy napięcie pierwotne osiągnie poziom znacznie większy od znamionowego. W warunkach eksploatacyjnych możliwy jest jedynie stosunkowo niewielki wzrost napięcia zasilającego ponad poziom znamionowy, niewystarczający do wystąpienia ferrorezonansu harmonicznego w rozważanej sytuacji. Uzyskane wyniki są zgodne z doświadczeniami eksploatacyjnymi [11,20] które również stwierdzają niewystępowanie tego zjawiska.

Fakt kompensowania pojemności C przez indukcyjność L przy częstotliwości znamionowej wskazuje również na niemożliwość wystąpienia ferrorezonansu nadharmonicznego. Wykazać to można przy użyciu tej samej metody. Rozważań tych jednak nie będzie się prowadzić, ponieważ doświadczenia eksploatacyjne nie stwier-

- 25 -

dziły występowania tego zjawiska. Natomiast zjawisko ferrorezonansu podharmonicznego może wystąpić w PPN i w związku z tym rozpatrzy się go w dalszej części.

3.2. Zjawisko ferrorezonansu podharmonicznego

^Frzeprowadzone badania i doświadczenia eksploatacyjne [20] wykazały, że układ PFN nieodpowiednio zabezpieczony jest podatny na zjawisko ferrorezonansu podharmonicznego. Zjawisko to polega na tym, że pewne zakłócenia mogą w sposób trwały przesunąć punkt pracy nieliniowego elementu jakim jest transformator pośredniczący poza zakres liniowy. W efekcie po ustąpieniu zakłócenia, w stanie ustalonym,wszystkie przebiegi układu oprócz składowej o częstotliwości zasilania (sieci) zawierają składową o częstotliwości mniejszej niż wymieniona.

3.2.1. Warunki powstawania ferrorezonansowych drgań podharmonicznych i wymagania odnośnie do ich tłumienia

Układ PFN sprowadza się do rozgałęzionego obwodu złożonego z liniowych elementów R,L,C oraz nieliniowej indukcyjności L_m, reprezentującej gałąź magnesowania transformatora pośredniczącego. Dla pewnych relacji parametrów układu możliwe jest powstanie ustalonych drgań podharmonicznych. Warunkiem ich powstania jest: 1. stworzenie odpowiedniego stanu przejściowego powodującego

przejście poza zakres liniowy,

 zasilanie układu napięciem sinusoidalnym o odpowiedniej amplitudzie.
Stwierdza się, że przy zasilaniu obwpdu zawierającego nieliniową indukcyjność napięciem sinusoidalnym o częstotliwości f, możliwe jest wzbudzenie ustalonych oscylacji podharmonicznych o częstotliwości $\frac{n}{m}$ f, przy czym n i m są liczbami całkowitymi oraz n < m. Najczęściej jednak powstają drgania o częstotliwości $\frac{1}{m}$ f, gdzie m jest liczbą nieparzystą [30]. Uważa się również, że częstotliwość tych oscylacji pozostaje w ścisłym związku z kształtem krzywej magnesowania. Mianowicie jeśli krzywa magnesowania wyraża się wielomianem stopnia trzeciego, to mogą powstać drgania podharmoniczne rzędu trzeciego (o częstotliwości $\frac{1}{3}$ f), jeśli natomiast wyraża się wielomianem stopnia piątego to mogą wystąpić zarówno oscylacje trzeciej ($\frac{1}{3}$ f) jak i piątej ($\frac{1}{5}$ f) podharmonicznej, itd. [30] .

Fakt występowania prostych związków pomiędzy częstotliwością ustalonych oscylacji podharmonicznych a częstotliwością źródła zasilania tłumaczy się tym, że energia dla podtrzymania drgań podharmonicznych jest dostarczana od zasilania "w takt" z drganiami.

Riudenberg w swojej pracy [29] mechanizm stabilizacji drgań podharmonicznych tłumaczy w sposób następujący. Po wzbudzeniu stanu przejściowego w obwodzie z nieliniową indukcyjnością zasilanym napięciem sinusoidalnym otrzyma się pewne przebiegi nieliniowe. Jeśli od tych przebiegów odejmie się przebiegi ustalone pochodzące tylko od samego wymuszenia,to ta różnica charakteryzuje się zmniejszającą się wraz z amplitudą częstotliwością drgań. Dzieje się tak aż do momentu kiedy ta częstotliwość jest odpowiednim ułamkiem częstotliwości zasilania i równocześnie amplituda napięcia zasilającego jest wystarczająca do pokrycia spadków napięcia na rezystancjach obwodu pochodzących od omawianej różnicy przebiegów. Od tego momentu powstają w obwodzie ustalone drgania podharmoniczne.

Stwierdzono, że w czasie eksploatacji istnieje możliwość wzbudzenia w obwodzie PPN oscylacji podharmonicznych wskutek następujących zakłóceń:

- przerwanie zwarcia w obwodzie wtórnym (np. przez zadziałanie bezpieczników),
- 2. przerwania zwarcia w obwodzie napięcia pośredniego (np. przeskok i zwarcie do ziemi równolegle do dolnego stopnia dzielnika kondensatorowego, a następnie zgaśnięcie Łuku po zadziałaniu iskierników bocznikujących dolny człon dzielnika),
- 3. nagle przyłożenie napięcia (włączenie napięcia lub przerwanie zwarcia po stronie pierwotnej).
- 4. przyłożenie fali przepięciowej do wzbudzonego przekładnika,

5. nagły wzrost napięcia pierwotnego.

Pobudzając PFN produkcji polskiej do ustalonego ferrorezonasu podharmonicznego otrzymano prawie za każdym razem oscylacje trzeciej podharmonicznej. Tylko w nielicznych przypadkach (ułamek procenta) wystąpiły drgania piątej podharmonicznej [20]. Wyeliminowanie tego szkodliwego zjawiska wymaga przedsięwzięcia odpowiednich środków. Ponieważ drgania nieliniowe są związene z nasyceniem rdzenia transformatora pośredniczącego zalecane jest położenie jego znamiońowego punktu pracy na środku prostoliniowej części charakterystyki magnesowania. Jest to niewystarczające do odstrojenia przekładnika od ferrorezonansu podharmonicznego i w związku z tym stosuje się układy tłumiące.

- 28 -

Zadaniem układu tłumiącego jest niedopuszczenie do wystąpienia ustalonych oscylacji podharmonicznych oraz zapewnienie odpowiednio krótkiego czasu tłumienia drgań nieliniowych.

Polska norma [28] ujmująca dość surowo te zagadnienia wymaga, by drgania nieliniowe napięcia wtórnego po czasie 0,2 s od chwili wzbudzenia miały wpływ na napięcie wtórne nie większy niż 10% amplitudy tego przebiegu. Próbę prowadzi się przy zasilaniu przekładnika napięciem 1,2 u_n przerywając krótkotrwałe zwarcie obwodu wtórnego. ^Przed i po przerwaniu zwarcia obciążenie obwodu wtórnego nie powinno przekraczać 5 VA. Jeśli współczynnik napięciowy k_N badanego przekładnika określający dopuszczalne warunki pracy z uwzględnieniem odporności cieplnej przekracza 1,2 to dodatkowo należy przeprowadzać próbę przy napięciu k_N u_n (u_n - napięcie znamionowe). W tej dodatkowej próbie wymaga się tłumienia drgań nieliniowych w ciągu 28.

3.2.2. Frzegląd stosowanych układów tłumiących

Znanych jest wiele układów tłumiących różniących się między sobą strukturą oraz sposobem włączenia w układ przekładnika. Ze względu na sposób włączenia układy tłumiące można podzielić na:

1. układy włączone przez element pośredniczący jedynie przy powstaniu drgań nieliniowych,

2. układy włączone trwale w obwód przekładnika.

W zależności od miejsca włączenia(w stosunku do obciążenia) wyróżnić można szeregowe układy tłumiące Z₁ oraz równoległe układy Z₂₁jak na rys.3.4.



Rys.3.4. Schemat zastępczy PPN wyposażonego w układ tłumiący Z₁ oraz Z₂

W pierwszej kolejności przedstawi się układy tłumiące włączone' trwale w układ przekładnika. W tej grupie stosuje się zarówno szeregowe jak i równoległe układy tłumiące. Typowe szeregowe układy tłumiące przedstawione są na rys.3.5.



Rys.3.5. Typowe szeregowe układy tłumiące Z1

Najprostszy z nich to rezystancja (rys.3.5a) na której występuje stałe rozpraszanie energii zależne od prądu magnesującego transformatora pośredniczącego oraz prądu wynikają, cego z obciążenia przekładnika. Rozwiązanie takie zazwyczaj uniemożliwia uzyskanie wielkiej dokładności w budowanych przekładnikach.

Układy b) i c) z rys.3.5 nie obciążają przekładnika w warunkach normalnych ze względu na to, że elementy bierne L₁, C₁ dostraja się do rezonansu. Tak więc wytracanie energii na tych układach odbywa się dla częstotliwości odmiennych niż podstawowa. W przypadku układu c) skomplikowanie jest znaczne (5 elementów).

Struktury typowych równoległych układów tłumiących Z₂ przedstawione są na rys.3.6.



Rys.3.6. Typowe równoległe układy tłumiące Z2

Układy a) i b) z rys.3.6 charakteryzują stałym rozpraszaniem energii, natomiast c) i d) ze względu na dostrajanie elementów biernych L₂, C₂ do rezonansu w warunkach normalnych,obciążają przekładnik jedynie dla częstotliwości odmiennych niż podstawowa. Stosowanie równoległej rezystancji tłumiącej R₂ mimo wielu wad stało się powszechne dzięki prostocie. Dla krajowych przekładników rezystancja ta obciąża przekładnik mocą 400 W, przy mocy znamionowego obciążenia 150 VA. Próby zastosowania jako rezystancji tłumiącej nieliniowego opornika nie powiodły się.

Układ d) jako jedyny z przedstawionych nie zawiera rezystancji. Jego działanie polega na linearyzowaniu nieliniowej indukcyjności magnesowania transformatora pośredniczącego w stopniu zapewniającym odstrojenie od ferrorezonansu podharmonicznego.

Następna grupa układów tłumiących stanowi różne sposoby włączania rezystancji tłumiącej w obwód przekładnika na czas występowania drgań nieliniowych. Cechami odróżniającymi różne układy tłumiące są: miejsce włączania rezystancji tłumiącej, rodzaj elementu pośredniczącego i czynnik powodujący jego działanie. W warunkach normalnej pracy układy te nie obciążają przekładnika. Ponadto podczas transformowania przebiegów związanych z obniżeniem napięcia pierwotnego przekładnika element pośredniczący nie działa i układ tłumiący nie wpływa na przebiegi napięcia wtórnego. Własność ta wynika z faktu nieobciążenia lub tylko minimalnego obciążenia przekładnika przez element pośredniczący w takich warunkach. W przypadku wcześniej omówionych układów tłumiących (włączonych trwale w obwód) rodzaj i parametry zastosowanego układu posiadają istotny wpływ na przebiegi przejściowe przekładnika.

Jednym z najstarszych sposobów stosowanych w konstrukcjach PPN jest zastosowanie iskiernika, w transformatorze pośredniczącym względnie innym elemencie układu, który przy przepięciach

włącza rezys-

- 32 -

tancję. Ujemną cechą tej metody jest to, że isklernik powinien przebić powyżej pewnej wartości chwilowej napięcia, określonej napięciem znamionowym sieci. Może to uniemożliwić ochronę przekładnika od niektórych drgań ferrorezonansowych.

- 33 -

Następne układy tłumiące wykorzystują efekt wytracania energii na rezystancji tłumiącej przez którą przepływa prąd proporcjonalny do prądu magnesującego transformatora pośredniczącego. Podczas znamionowej pracy prąd magnesujący jest niewielki, ale w przypadku nasycenia rdzenia następuje jego gwałtowny wzrost przez co zaczyna uwidaczniać się efekt wytracania energii na rezystancji tłumiącej. Jako elementy pośredniczące stosuje się tu transformatory różnicowe lub kompensujące. Sposób ich z przekładnikiem przedstawia rys. 3.7.



Rys.3.7. Układ PFN z rezystancją tłumiącą włączoną przez a) transformator różnicowy T_r, b) transformator kompensujący T_k

Skomplikowanie układu PPN przy sposobach tłumienia pokazanych na rys.3.7 jest oczywiste,

Kolejna grupa układów tłumiących polega na włączeniu rezystancji tłumiącej równolegle do obciążenia. Włączenia rezystancji tłumiącej na czas trwania drgań nieliniowych dokonuje element pośredniczący reagujący bądź na wzrost napięcia wtórnego bądź na zmianę częstotliwości. Firma AEG stosuje włączanie rezystancji tłumiącej poprzez transduktor sterowany przez filtr dolnoprzepustowy. Istnieje również w tej grupie układów tłumiących wiele innych rozwiązań firmowych,wykorzystujących jako elementy pośredniczące układy tranzystorowe lub tyrystorowe. Są to układy drogie i skomplikowane a zatem mniej pewne w eksploatacji.

3.2.3. Metoda analizy zjawiska ferrorezonansu podharmonicznego przy aproksymacji nieliniowości wielomianem stopnia piątego

W układach z nieliniową indukcyjnością oprócz drgań o częstotliwości wymuszenia zewnętrznego może się pojawić wiele stabilnych drgań okresowych o inńych częstotliwościach. Częstotliwości tych oscylacji zależą od warunków początkowych. Rozwiązywanie równań różniczkowych opisujących stan nieliniowego obwodu przy wymuszeniu okresowym, dla określonych warunbardzo ków początkowych jest rzeczą trudną. Zasada superpozycji nie obowiązuje w tych układach i wobec tego nie można oddzielnie analizować składowych swobodnych oraz składowych wymuszonych.

- 34 -

Obwody nieliniowe rozwiązuje się metodami przybliżonymi gdyż dokładne rozwiązania nie leżą w zakresie funkcji elementarnych.

Schemat wyjściowy do analizy ferrorezonansu podharmonicznego w PFN przedstawia rys.3.8. Jest to schemat zastępczy ogólnego układu przekładnika o obciążeniu Z_0 i wyposażonego w szeregowy układ tłumiący Z_1 oraz równoległy Z_2 . Jest to złożony obwód nieliniowy zwłaszcza jeśli uwzględni się, że układy Z_1 , Z_2 mogą mieć strukturę taką jak na rys.3.5 i 3.6.



Rys.3.8. Układ wyjściowy do analizy ferrorezonansu podharmonicznego

Stosując dla krzywej magnesowania indukcyjności L_m aproksymację wielomianową można analizowany obwód z rys.3.8 rozwiązać w stanie ustalonym,w sposób przybliżony. Taka analiza ma na celu sprawdzenie czy przy określonych parametrach układu możliwe jest wystąpienie w stanie ustalonym oscylacji podharmonicznych. Analizę przeprowadzi się dla aproksymacji krzywej magnesowania wielomianem stopnia trzeciego oraz piątego.

- 35 -

Podstawą tej metody jest założenie, że w stanie ustalonym wszystkie przebiegi układu są określone przez sumę składowej harmonicznej i wybranej podharmonicznej. Przy badaniu możliwości wystąpienia oscylacji n-tej podharmonicznej strumień skojarzony z uzwojeniem wyższego napięcia transformatora pośredniczącego ma więc następującą postać:

$$\Psi(t) = \Psi_1 \cos(\omega t + \gamma) + \Psi_n \cos\frac{\omega}{n} t. \quad (3.16)$$

Przyjęte założenie (3.16) wymaga sprawdzenia dla jakich parametrów analizowanego układu jest ono słuszne a dla jakich nie. Odstrojenie przekładnika od ustalonego ferrorezonansu podharmonicznego zachodzi oczywiście w przypadku stwierdzenia niesłuszności przyjętego założenia. Natomiast w przypadkach słuszności przyjętego założenia celem analizy jest wyznaczenie parametrów składowej podharmonicznej a więc amplitudy Ψ_n oraz przesunięcia fazowego \mathcal{J} .

Analizę ogólną ustalonych oscylacji podharmonicznych przeprowadzi się dla pełnej aproksymacji indukcyjności L_m wielomianem stopnia piątego w postaci:

$$i_{\rm m} = a_1 \psi + a_3 \psi^3 + a_5 \psi^5$$
 (3.17)

Natomiast analizę ilościową dla przekładnika pojemnościowego przeprowadzi się dla aproksymacji:

$$i_{\rm m} = a_1 \psi + a_5 \psi^5$$
, (3.18)

ze względu na to, że dla niej wyznaczone są w rozdziale 2 współczynniki aproksymacji. W pierwszej kolejności rozważy się możliwość powstania w analizowanym obwodzie ferrorezonansowych drgań piątej podharmonicznej. Tak więc w tym przypadku należy założyć, że w stanie ustalonym przebieg strumienia skojarzonego ma postać:

$$\Psi(t) = \Psi_1 \cos(\omega t + V) + \Psi_5 \cos{\frac{\omega}{5}} t$$
, (3.19)

(3.20)

gdzie Ψ_1 , Ψ_5 - amplitudy odpowiednio składowej harmonicznej i podharmonicznej strumienia skojarzonego,

 \mathcal{J} - przesunięcie fazowe między tymi składowymi. Podstawiając (3.19) do (3.17) oraz uwzględniając tylko składniki których pulsacja wynosi ω oraz $\omega/5$ otrzymuje się:

$$i_{m} = F_{1} \cos(\omega t + \delta') + F_{2} \cos \omega t + F_{3} \cos \frac{\omega}{2} t + F_{4} \cos(\frac{\omega}{2} t + \delta')$$

dzie

$$F_{A} = a_{A}\Psi_{A} + \frac{3}{4}a_{3}\Psi_{A}^{3} + \frac{3}{2}a_{3}\Psi_{A}\Psi_{5}^{2} + \frac{5}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{A}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{A}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{3}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{4}\Psi_{5} + \frac{15}{4}a_{5}\Psi_{5}^{2}\Psi_{5}^{3} + \frac{35}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{4}\Psi_{5} + \frac{15}{4}a_{5}\Psi_{4}^{2}\Psi_{5}^{3} + \frac{5}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{4}^{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{5}^{5} + \frac{15}{8}$$

Napigcie zasilające układu z rys.3.8 to napięcie pośrednie, ponieważ wszystkie elementy przeliczone są na jego poziom. ^Przebieg tego napięcia jest następujący:

 $u = \sqrt{2} U \sin (\omega t + \psi).$ (3.21)

- 37 -

Napięcie na zaciskach wtórnych przekładnika dla założonego strumienia wynosi:

$$u_2 = \frac{d\psi(t)}{dt}$$
 (3.22)

Wychodząc z równań (3.20), (3.21), (3.22) można dla rozważanego obwodu ułożyć układ czterech równań z czterema niewiadomymi:

 Ψ_1 , Ψ_5 , δ , φ . Rozwiązanie tych równań jest jednak bardzo uciążliwe, przeto warto szukać uproszczeń dopuszczalnych dla danego przypadku szczególnego. Dogodnym uproszczeniem jest pominięcie spadku napięcia o częstotliwości podstawowej na szeregowo połączonych elementach C, L, R, Z₁, a więc:

$$\Psi_1 = \frac{1}{\omega} U_m , \qquad (3.23)$$

$$\Psi = \delta + 180^\circ .$$

Uproszczenie to jest dopuszczalne, ponieważ dla częstotliwoś ci podstawowej pojemność C jest kompensowana przez indukcyjność L, zaś impedancja Z_1 jest na ogół tak wykonana, że dla częstotliwości tej można ją też pominąć (występuje to szczególnie wyraźnie, gdy impedancja Z_1 ma postać jak na rys.3.5b) i c), natomiast spadek napięcia na rezystancji R jest niewielki w stosunku do napięcia u. Wprowadzone uproszczenie redukuje problem do dwu równań z niewiadomymi Ψ_5 oraz J. Są to równania opisujące analizowany układ dla piątej podharmonicznej. Źródłem tej składowej jest nieliniowa indukcyjność L_m . Analizowany układ można dla piątej podharmonicznej przekształcić do postaci podanej na rys.3.9.

for sit is



Rys.3.9. Schemat zastępczy rozważanego układu dla piątej · podharmonicznej

Na rysunku tym i_{m5} oznacza źródło prądu piątej podharmonicznej; jest ono określone następującą zależnością:

$$L_{m5} = F_3 \cos \frac{\omega}{5} t + F_4 \cos (\frac{\omega}{5} t + t'),$$
 (3.24)

przy czym F₃ i F₄ są jak w (3.20). Przewodność Y₅ jest przewodnością równolegle połączonych

gałęzi: (C, L, R, Z_1) , Z_2 i Z_0 , dla pulsacji $\omega/5$. Napięcie u₂₅ to składowa podharmoniczna (piąta) napięcia wtórnego. Zgodnie z (3.19) i (3.22) wynosi ono:

$$u_{25} = -\frac{\omega}{5} \Psi_5 \sin(\frac{\omega}{5}t).$$
 (3.25)

Przechodząc na liczby zespolone można dla obwodu z rys.3.9 napisać następujące równanie:

$$-j \frac{\omega}{5} \Psi_5 \Psi_5 = F_3 + F_4 \exp(j V).$$
 (3.26)

Występującą w powyższym równaniu zepoloną przewodność ¥5 oblicza się następująco:

$$\underline{\underline{Y}}_{5} = \frac{1}{R + j\frac{\omega}{5}L + \frac{5}{j\omega}C + \underline{Z}_{1}(\frac{\omega}{5})} + \frac{1}{\underline{Z}_{2}(\frac{\omega}{5})} + \frac{1}{\underline{Z}_{0}(\frac{\omega}{5})} \cdot (3.27)$$

Zespolone równanie (3.26) zawiera dwa niezależne równania algebraiczne dla części rzeczywistej i urojonej;

$$-\frac{\omega}{5}\Psi_{5} \operatorname{Re} (j \underline{Y}_{5}) = F_{3} + F_{4} \cos \delta,$$

$$-\frac{\omega}{5}\Psi_{5} \operatorname{Im} (j \underline{Y}_{5}) = F_{4} \sin \delta.$$
(3.28)

Uwzględniając wyrażenia na F_3 i F_4 (3.20) oraz zauważając, że:

Re
$$(j \underline{Y}_5) = - \text{Im} (\underline{Y}_5)$$
,
Im $(j \underline{Y}_5) = \text{Re} (\underline{Y}_5)$.
(3.29)

otrzymuje się:

$$\begin{aligned} &-\frac{\Theta}{5}\Psi_{5}\operatorname{Im}(\underline{Y}_{5}) + \alpha_{4}\Psi_{5} + \frac{3}{2}\alpha_{3}\Psi_{4}^{2}\Psi_{5} + \frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{5}^{3} + \frac{45}{8}\alpha_{5}\Psi_{4}^{4}\Psi_{5} + \\ &+ \frac{15}{4}\alpha_{5}\Psi_{4}^{2}\Psi_{5}^{3} + \frac{5}{8}\alpha_{5}\Psi_{5}^{5} = -\frac{5}{46}\alpha_{5}\Psi_{4}\Psi_{5}^{4}\cos \mathcal{F}, \end{aligned} \tag{3.30} \\ &- \frac{\Theta}{5}\Psi_{5}\operatorname{Re}(\underline{Y}_{5}) = -\frac{5}{46}\alpha_{5}\Psi_{4}\Psi_{5}^{4}\sin \mathcal{F}. \end{aligned}$$

Układ równań (3.30) posiada między innymi rozwiązanie trywialne $\Psi_5 = 0$, które oznacza brak w strumieniu składowej podharmonicznej rzędu piątego. W celu znalezienia pozostałych rozwiązań wprowadzi się uproszczenia w zapisie tych równań. Amplitudy składowych strumienia Ψ_1 i Ψ_5 wygodnie jest określać w stosunku do amplitudy składowej podstawowej Ψ_{1n} odpowiadającej zasilaniu układu napięciem znamionowym u = u_n. Wprowadzi się następujące oznaczenia:

$$X = \frac{\Psi_5}{\Psi_{1n}} ,$$

$$k = \frac{\Psi_1}{\Psi_{1n}} = \frac{U}{U_n} ,$$

$$A_{o} = \frac{5}{8} a_{5} \Psi_{1n}^{4}$$
,

$$A_1 = -\frac{\omega}{5A_0} I_m (\underline{Y}_5) + \frac{a_1}{A_0}$$

$$A_2 = \frac{a_3}{a_5 \Psi_{1n}^2}$$

$$A_3 = \frac{\omega}{5A_0} \operatorname{Re}\left(\underline{Y}_5\right)$$
.

Dzieląc obustronnie równania (3.30) przez czynnik A $_{0}$ Ψ_{5} i wpro-wadzając oznaczenia podane w (3.31) uzyskuje się:

$$X^{4} + |6k^{2} + 0,15A_{2}| X^{2} + 3k^{4} + 2,4A_{2} k^{2} + A_{1} = -0,5kX^{3} \cos y^{2},$$

$$A_{3} = -0,5kX^{3} \sin y^{2}.$$

(3.32)

(3.31)

Podnosząc stronami do kwadratu równania (3.32), a następnie dodając je, otrzymuje się równanie o jednej niewiadomej X (niewiadoma X została wyeliminowana) w postaci:

$$x^{8} + b_{6} x^{6} + b_{4} x^{4} + b_{2} x^{2} + b_{0} = 0.$$
 (3.33)

Jest to równanie czwartego stopnia ze względu na X² i wobec tego jego rozwiązanie jest uciążliwe.

Współczynniki b₆, b₄, b₂, b_o równania (3.33) są określone przez:

- 1. parametry elementów liniowych obwodu [Re (\underline{Y}_5) , Im (\underline{Y}_5)],
- 2. współczynniki aproksymacji a1, a3, a5,
- 3. poziom zasilania układu k = U/U_n .

W zależności od relacji między współczynnikami b₆, b₄, b₂, b_o rozwiązanie równania (3.33) ze względu na X² w dziedzinie liczb rzeczywistych dodatnich istnieje bądź nie. Oczywiście odstrojenie układu od ferrorezonansu piątej podharmonicznej wystąpi w przypadku braku takiego rozwiązania.

Sprawdzenie odstrojenia dla określonych parametrów układu wymaga wyznaczenie współczynników b₆, b₄, b₂, b₀ a następnie rozwiązania równania (3.33). Taki sposób postępowania w przypadku doboru parametrów układu tłumiącego Z_1 bądź Z_2 jest uciążliwy, bowiem wymaga zakładania wartości na poszukiwane parametry a następnie sprawdzanie czy są one odpowiednie.

Wydaje się, że wygodniej jest układ równań (3.32) rozwiązać wykreślnie. Wyznaczając wyrażenia określające funkcję sin z każdego z tych równań oddzielnie i przyrównując je uzyskuje się:

$$-\sqrt{1 - \left[\frac{X^4 + 16k^2 + 0_145 A_2}{-0_15kX^3} + \frac{2}{3}k^4 + \frac{2}{4}k^2A_2 + A_1}\right]^2} = \frac{A_3}{-0_15kX^3} \cdot (3.34)$$

Warunek odstrojenie układu od ferrorezonansu podharmonicznego sprawdza się przez wykreślenie lewej (L) i prawej (P) strony równania (3.34) i badania wzajemnego położenia krzywej L względem P. Można zauważyć, że parametry liniowych elementów układu, a zatem parametry układów tłumiących Z_1 i Z_2 wpływają tylko na wartości współczynników A_1 , A_3 . Tak więc dobór układu tłumiącego Z_1 bądź Z_2 eliminującego możliwość wystąpienia oscylacji piątej podharmonicznej sprowadza się do odpowiedniego dobrania współczynników A_1 , A_3 . Krzywe L i P dla różnych wartości współczynnika A_3 przedstawia rys.3.10.



Rys. 3.10. Krzywe L i P dla różnych wartości współczynnika A3

Jeśli krzywe L i P nie przecinają się (L,P, z rys.3.10) układ jest odstrojony od ferrorezonansu piątej harmonicznej. Dla granicy odstrojenia się obie krzywe są do siebie styczne (L_1P_2) . W przypadku jeśli obie krzywe przecinają się (L_1P_3) ferrorezonans podharmoniczny w układzie jest możliwy. Odcięte punktów przecięcia się krzywych L i P określają amplitudy składowej podharmonicznej (X, X'). Odcięta X₀ dla której. L = -1 jest dodatnim pierwiastkiem równania:

$$X^{4} + (6k^{2}+0, 15A_{2}) X^{2}+3k^{4}+2, 4k^{2}A_{2}+A_{1} = 0.$$
 (3.35)

Odcięte X₁, X₂ określające przedział w którym należy prowadzić analizę wyznacza się z równania:

$$x^{4} \pm 0,5kx^{3} + (6k^{2} + 0,15A_{2})x^{2} + 3k^{4} + 2,k^{2}A_{2} + A_{1} = 0.$$
 (3.36)

Oprócz możliwości sprawdzenia na drodze wykreślnej odstrojenia układu od oscylacji piątej podharmonicznej, taki sposób analizy zapewnia również uzyskanie na podstawie (3.34) pewnych ogólnych zależności na parametry układów tłumiących. Zależności te przedstawi się w dalszej części pracy przy analizie ilościowej układów tłumiących.

Z kolei rozważy się możliwość wystąpienia w analizowanym układzie przekładnika pojemnościowego (rys.3.8) ustalonych oscylacji trzeciej podharmonicznej. W tym przypadku przyjmuje się, że strumień skojarzony z uzwojeniem wyższego napięcia transformatora pośredniczącego ma postać:

$$\Psi(t) = \Psi_1 \cos(\omega t + \delta) + \Psi_3 \cos\frac{\omega}{3} t,$$
 (3.37)

przy czym Ψ_3 jest amplitudą trzeciej podharmonicznej. Podstawiając (3.37) do (3.17) oraz uwzględniając w wyniku tylko te człony, których pulsacja wynosi ω oraz $\omega/3$, uzyskuje się: $i_m = F_5 \cos(\omega t + \delta) + F_6 \cos\omega t + F_7 \cos(\omega t + 2\delta) + \delta$

+
$$F_8 \cos \frac{\omega}{3} t + F_9 \cos (\frac{\omega}{3} t + \sqrt{3}) + F_{10} \cos (\frac{\omega}{3} t - \sqrt{3}),$$
 (3.38)

gdzie

$$\mathbb{F}_{5}=a_{1}\Psi_{1}+\frac{3}{4}a_{3}\Psi_{1}^{3}+\frac{3}{2}a_{3}\Psi_{1}\Psi_{3}^{2}+\frac{5}{8}a_{5}\Psi_{1}^{5}+$$

- 44 -

$$\begin{aligned} &+ \frac{30}{8}a_{5}\Psi_{1}^{3}\Psi_{3}^{2} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{1}\Psi_{3}^{4}, \\ F_{6} &= \frac{1}{4}a_{3}\Psi_{3}^{3} + \frac{5}{4}a_{5}\Psi_{1}^{2}\Psi_{3}^{3} + \frac{5}{16}a_{5}\Psi_{3}^{5}, \\ F_{7} &= \frac{5}{8}a_{5}\Psi_{1}^{2}\Psi_{3}^{3}, \\ F_{8} &= a_{1}\Psi_{3} + \frac{3}{4}a_{3}\Psi_{3}^{3} + \frac{3}{2}a_{3}\Psi_{1}^{2}\Psi_{3} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{1}^{4}\Psi_{3} + \\ &+ \frac{15}{4}a_{5}\Psi_{1}^{2}\Psi_{3}^{3} + \frac{5}{8}a_{5}\Psi_{3}^{5}, \\ F_{9} &= \frac{3}{4}a_{3}\Psi_{1}\Psi_{3}^{2} + \frac{15}{8}a_{5}\Psi_{1}^{3}\Psi_{3}^{2} + \frac{10}{8}a_{5}\Psi_{1}\Psi_{3}^{4}, \\ F_{10} &= \frac{5}{36}a_{5}\Psi_{1}\Psi_{3}^{4}. \end{aligned}$$

Stosując jak przy analizie ferrorezonansu piątej podharmonicznej uproszczenia prowadzące do przybliżonego wyznaczenia Ψ_1 oraz Ψ według (3.23) sprowadza się problem do analizy rozważanego obwodu dla trzeciej podharmonicznej. Schemat zastępczy tego obwodu dla trzeciej podharmonicznej przedstawia rys.3.11.



Rys.3.11. Schemat zastępczy układu PPN dla trzeciej podharmonicznej

Źródło prądu trzeciej podharmonicznej i_{m3} określa zależność:

$$i_{m3} = F_8 \cos \frac{3}{3} t + F_9 \cos (\frac{3}{3} t + \frac{7}{3}) + F_{10} \cos (\frac{3}{3} t - \frac{7}{3}).$$
 (3.39)

Przewodność \mathbf{X}_3 jest przewodnością trzech równolegle połączonych gałęzi: (C,L,R,Z₁), Z₂, Z₀, dla pulsacji $\omega/3$. Trzecia podharmoniczna napięcia wtórnego jest określona następująco:

$$u_{23} = -\frac{\omega}{3} \Psi_3 \sin \frac{\omega}{3} t.$$
 (3.40)

Przechodząc na liczby zespolone można napisać dla obwodu z rys. 3.11 następujące równanie:

$$-j \frac{\omega}{3} \Psi_3 \underline{Y}_3 = F_8 + F_9 \exp(j\delta) + F_{10} \exp(-j\delta').$$
 (3.41)

Zespolona przewodność Y3 jest określona zależnością:

$$Y_{-3} = \frac{1}{R + j\frac{\omega}{3}L + \frac{3}{j\omega C} + \frac{1}{Z_1(\frac{\omega}{3})} + \frac{1}{Z_2(\frac{\omega}{3})} + \frac{1}{Z_0(\frac{\omega}{3})} \cdot (3.42)$$

Zespolone równanie (3.41) zawiera dwa niezależne równania algebraiczne dla części rzeczywistej i urojonej o postaci:

$$-\frac{\omega}{3} \Psi_{3} \operatorname{Re} (j\underline{Y}_{3}) = F_{8} + (F_{9}+F_{10}) \cos \delta', \quad (3.43)$$
$$-\frac{\omega}{3} \Psi_{3} \operatorname{Im} (j\underline{Y}_{3}) = (F_{9}-F_{10}) \sin \delta'.$$

Uwzględniając wyrażenia na F8, F9, F10 oraz, że:

Re
$$(j\underline{Y}_{3}) = - \text{Im}(\underline{Y}_{3})$$
, (3.44)
Im $(j\underline{Y}_{3}) = \text{Re}(\underline{Y}_{3})$,

uzyskuje się:

 $-\frac{\omega}{3}\Psi_{3} \operatorname{Im}(\underline{Y}_{3}) + \alpha_{4}\Psi_{3} + \frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{3}^{3} + \frac{3}{2}\alpha_{3}\Psi_{4}^{2}\Psi_{3} + \frac{15}{8}\alpha_{5}\Psi_{4}^{4}\Psi_{3} + \frac{15}{4}\alpha_{5}\Psi_{4}^{2}\Psi_{3}^{3} + \frac{5}{8}\alpha_{5}\Psi_{3}^{5} = -\left[\frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{4}\Psi_{3}^{2} + \frac{45}{8}\alpha_{5}\Psi_{4}\Psi_{3}^{2} + \frac{25}{46}\alpha_{5}\Psi_{4}\Psi_{3}^{4}\right]\cos^{4}(3.45)$ $\frac{\omega}{3}\Psi_{3}\operatorname{Re}(\underline{Y}_{3}) = -\left[\frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{4}\Psi_{3}^{2} + \frac{15}{8}\alpha_{5}\Psi_{4}^{3}\Psi_{3}^{2} + \frac{15}{46}\alpha_{5}\Psi_{4}\Psi_{3}^{4}\right]\sin^{4}.$

Układ równań (3.45) posiada między innymi trywialne rozwiązanie $\Psi_3 = 0$, oznaczające brak składowej podharmonicznej rzędu trzeciego w strumieniu. W celu znalezienia pozostałych rozwiązań wprowadzi się proste przekształcenia dla uproszczenia zapisu tych równań.

Zastosuje się następujące oznaczenia:

$$y = \frac{\Psi_3}{\Psi_1},$$
$$k = \frac{\Psi_1}{\Psi_{1n}} = \frac{U}{U_n}$$

$$A_{o} = \frac{5}{8} a_{5} \Psi_{1n}^{4}$$
,

a2

(3.46).

$$A_{2} = \frac{1}{a_{5} \Psi_{1n}^{2}},$$

$$A_{4} = -\frac{\omega}{3 A_{0}} \text{ Im } (\underline{Y}_{3}) + \frac{a_{1}}{A_{0}},$$

$$A_{5} = \frac{\omega}{3A_{0}} \text{ Re } (\underline{Y}_{3}).$$

Dzieląc obustronnie równania (3.45) przez czynnik A $_{
m o}$ Ψ_3 i wpro-wadzając oznaczenia (3.46) uzyskuje się:

--- 47 ----

$$y^{4} + (6k^{2} + 1_{1}2A_{2})y^{2} + 3k^{4} + 2_{1}4k^{2}A_{2} + A_{4} = -[2.5ky^{3} + (3k^{3} + 1_{1}2kA_{2})y]\cos \delta_{1}$$

$$A_{5} = -[1.5ky^{3} + [3k^{3} + 1_{1}2kA_{2}]y]\sin \delta_{2}.$$
(3.47)

Wyznaczając $\cos^2 x$ z pierwszego, a $\sin^2 x$ z drugiego równania układu (3.47), a następnie dodając do siebie te wyrażenia uzyskuje się wyeliminowanie niewiadomej x. W rezultacie otrzymuje się równanie o postaci:

$$y^{12} + c_{10} y^{10} + c_8 y^8 + c_6 y^6 + c_4 y^4 + c_2 y^2 + c_0 = 0$$
 (3.48)

Jest to równanie szóstego stopnia ze względu na y², przeto analiza na wartościach ogólnych jest niemożliwa.

Wyznaczając wyrażenia określające funkcję sin 🖌 z każdego z równań (3.47) oddzielnie, a następnie przyrównując je uzyskuje się:

$$-\sqrt{1 - \left[\frac{y^{4} + [6k^{2} + 1,2A_{2}]y^{2} + 3k^{4} + 2,4k^{2}A_{2} + A_{4}}{-[2,5ky^{3} + (3k^{3} + 1,2kA_{2})y]}\right]^{2} - \frac{A_{5}}{-[1,5ky^{3} + (3k^{3} + 1,2kA_{2})y]}^{2} - \frac{A_{5}}{-[1,5ky^{3} + (3k^{3} + 1,2kA_{2})y]}^{(3.49)}$$

W zależności od wzajemnej relacji między:

- 1. parametrami elementów liniowych układu $[Re(Y_3), Im(Y_3)]$,
- 2. współczynnikami aproksymacji nieliniowej indukcyjności

a1, a3, a5,

3. poziomem zasilania układu k = U/U_n ,

rozwiązanie równania (3.49) ze względu na amplitudę składowej podharmonicznej y w dziedzinie liczb rzeczywistych dodatnich istnieje bądź nie. Odstrojenie układu przekładnika pojemnościowego od ustalonych oscylacji trzeciej podharmonicznej zachodzi oczywiście przy braku takiego rozwiązania.

Warunek odstrojenia od ferrorezonansu podharmonicznego sprawdza się przez wykreślenie lewej (L) i prawej (P) strony równania (3.49) i badanie wzajemnego położenia krzywych L i P. Możliwe przypadki przedstawiono na rys.3.12.



Rys. 3.12. Krzywe L i P dla różnych wartości współczynnika A5

Warto zauważyć, że parametry liniowych elementów układu a zatem parametry układów tłumiących Z_1 i Z_2 wpływają tylko na wartości współczynników A_4 , A_5 . Tak więc dobór układu tłumiącego Z_1 bądź Z_2 zapewniającego odstrojenie się od ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej sp**y**owadza się do takiego dobrania współczynników A_4 , A_5 , aby krzywe określające lewą i prawą stronę (3.49) nie miały wspólnego punktu (L_1P_1 na rys.3.12). Dla granicy odstrojenia się obie krzywe są do siebie styczne w jednym punkcie (L_1P_2). W przypadku jeśli obie krzywe przecinają się (L_1P_3) ferrorezonans trzeciej podharmonicznej może wystąpić w analizowanym układzie. Odcięte punktów przecięcia się tych krzywych wyznaczają amplitudy składowej podharmonicznej (**y**, **y**''). Odcięta y_o dla której L = - 1, to dodatni pierwiastek równania:

$$y^{4} + (6k^{2}+1, 2A_{2}) y^{2}+3k^{4}+2, 4k^{2}A_{2}+A_{4} = 0.$$
 (3.50)

Odcięte y₁, y₂ określające przedział w którym należy prowadzić analizę wykreślną wylicza się z równania:

$$y^{4} \pm 2.5ky^{3} + (6k^{2} + 1.2A_{2})y^{2} \pm (3k^{3} + 1.2kA_{2})y + 3k^{4} + 2.4k^{2}A_{2} + A_{4} = 0.$$
 (3.51)

Analiza równania (3.49) pozwala również na uzyskanie pewnych zależności ogólnych na parametry układów tłumiących,zapewniających odstrojenie od ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej. Zależności te przedstawi się w dalszej części pracy przy analizie ilościowej układów tłumiących.

3.2.4. Metoda analizy zjawiska ferrorezonansu podharmonicznego przy aproksymacji nieliniowości wielomianem stopnia trzeciego

W tym przypadku przyjmuje się do analizy aproksymację krzywej magnesowania nieliniowej indukcyjności L_m w postaci:

$$i_{m} = a_{1} \psi + a_{3} \psi^{3}$$
 (3.52)

W pierwszej kolejności rozważy się możliwość wystąpienia w analizowanym układzie (rys.3.8) ustalonych oscylacji piątej podharmonicznej. Założoną aproksymację (3.52) można traktować jako szczególny przypadek aproksymacji (3.17) przy a₅ = 0. W związku z tym można wykorzystać wyniki uzyskane w analizie przeprowadzonej w 3.2.2.

Wstawiając do równań (3.30) a5 = 0 uzyskuje się:

$$-\frac{\omega}{5}\Psi_{5} \operatorname{Im}(\underline{Y}_{5}) + a_{1}\Psi_{5} + \frac{3}{2}a_{3}\Psi_{1}^{2}\Psi_{5} + \frac{3}{4}a_{3}\Psi_{5}^{3} = 0, \qquad (3.53)$$
$$\frac{\omega}{5}\Psi_{5} \operatorname{Re}(\underline{Y}_{5}) = 0.$$

Układ równań (3.53) posiada między innymi trywialne rozwiązanie $\Psi_5 = 0$, które oznacza brak składowej podharmonicznej w strumieniu. Inne rozwiązanie w dziedzinie liczb rzeczywistych otrzyma się tylko w przypadku obwodu bezstratnego, dla którego spełniona jest zależność:

Re
$$(\underline{Y}_{5}) = 0.$$
 (3.54)

Struktura przekładnika pojemnościowego wyklucza ten przypadek, poza tym obwód bezstratny nie zapewniłby stabilności tych oscylacji podharmonicznych[30].

Z kolei przeprowadzi się analizę dla oscylacji trzeciej podharmonicznej wykorzystując wyniki uzyskane w 3.2.3.

Wstawiając do równań (3.47) a5 = 0 uzyskuje się:

$$-\frac{\omega}{3}\Psi_{3}\operatorname{Im}(\underline{Y}_{3}) + \alpha_{1}\Psi_{3} + \frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{3}^{2} + \frac{3}{2}\alpha_{3}\Psi_{1}^{2}\Psi_{3}^{2} = -\frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{1}\Psi_{3}^{2}\cos\delta,$$

$$\frac{\omega}{3}\Psi_{3}\operatorname{Re}(\underline{Y}_{3}) = -\frac{3}{4}\alpha_{3}\Psi_{1}\Psi_{3}^{2}\sin\delta.$$
 (3.55)

Układ równań (3.55) posiada między innymi trywialne rozwiązanie $\Psi_3 = 0$, oznaczające brak składowej podharmonicznej w strumieniu skojarzonym. Dla uproszczenia zapisu równań (3.55) wprowadzi się następujące oznaczenia:

$$y = \frac{Y_{3}}{\Psi_{1n}},$$

$$k = \frac{\Psi_{1}}{\Psi_{1n}} = \frac{U}{U_{n}},$$

$$A_{6} = -\frac{4\omega}{9a_{3}\Psi_{1n}^{2}} \text{ Im } (\underline{Y}_{3}) + \frac{4a_{1}}{3a_{3}\Psi_{1n}^{2}},$$

$$A_{7} = \frac{4}{9a_{3}\Psi_{1n}^{2}} \text{ Re } (\underline{Y}_{3}).$$
(3.56)

Po prostych przekształceniach otrzymuje się:

216

$$y^{2} + 2k^{2} + A_{6} = -ky \cos \delta'$$
,
 $A_{7} = -ky \sin \delta'$. (3.57)

Po wyeliminowaniu niewiadomej V układ równań (3.57) sprowadza się do następującego równania:

$$y^{4}$$
 (2A₆+3k²) y^{2} +4k⁴+4k²A₆+A₆²+A₇² = 0. (3.58)

Jest to równanie kwadratowe ze względu na y², przeto

$$y^{2} = -1,5k^{2}-A_{6}\pm\sqrt{-1,75k^{4}-k^{2}A_{6}-A_{7}^{2}}$$
 (3.59)

Zależność (3.59) określa wartość amplitudy składowej strumienia skojarzonego o częstotliwości f/3. Nie tyle jest ważne wartość tej składowej - ile warunki w jakich oscylacje tej podharmonicznej nie mogą wystąpić. Stanie się tak wówczas, gdy wyrażenie pod pierwiastkiem będzie ujemne, a więc gdy:

$$-1,75 k^{4} - A_{6} k^{2} - A_{7} k^{2} < 0. \qquad (3.60)$$

Tak więc warunek niewystępowania oscylacji podharmonicznych wyraża się prostą nierównością (3.60). Im lewa strona tej nierówności jest bardziej ujemna, występuje tym silniejsze odstrojenie analizowanego układu od ferrorezonansu podharmonicznego. W przypadku gdy warunek (3.60) nie będzie spełniony, w układzie mogą wystąpić trwałe oscylacje podharmoniczne. Granica odstrojenia wystąpi gdy lewa strona tej nierówności jest równa zeru.

Spełnienie warunku (3.60) jest zależne od struktury i parametrów liniowych elementów układu Re (\underline{Y}_3), Im (\underline{Y}_3), poziomu zasilania k = U/U_n, oraz wartości współczynników aproksymacji a₁, a₃.

Możliwe przypadki spełnienia lub niespełnienia warunku (3.60) przedstawione są na rys.3.13.



Rys.3.13. Wykres lewej strony warunku (3.60) dla różnych wartości współczynników A₆ i A₇

- 53 -

Dla przypadku I warunek odstrojenia układu od ferrorezonansu podharmonicznego (3.60) jest spełniony w całym zakresie k - dla dowolnego napięcia zasilającego ferrorezonans jest niemożliwy. W przypadku III występuje przedział poziomu zasilania (k_a, k_b) dla którego ferrorezonans podharmoniczny może wystąpić (niespełniony warunek (3.60)). ^Przedział ten jest określony następująco:

$$x_{a,b} = \sqrt{-0,286} \quad A_6 \pm \sqrt{A_6^2 - 7A_7^2}$$
 (3.61)

Dla poziomu zasilania k = k_c występuje największa różnica w niespełnieniu (3.60), a więc największa podatność obwodu na ferrorezonans podharmoniczny. Ten najniekorzystniejszy poziom zasilania jest określony jako:

$$k_c = \sqrt{-0,286 A_6}$$
 (3.62)

Przypadek II jest przypadkiem granicznym między dwoma poprzednimi – dla poziomu zasilania k = k_c występuje granica odstrojenia od ferrorezonansu (dla innych poziomów zasilania zachodzi odstrojenie).

Aby nie występowała żadna wartość k = U/U_n przy której nie byłby spełniony warunek (3.60), czyli przy której możliwe byłyby oscylacje podharmoniczne wyrażenie pod pierwiastkiem równania (3.61) powinno być ujemne. ^Po redukcji pozwala to na sformułowanie warunku:

$$0,38 A_6 + A_7 > 0.$$
 (3.63)

Jeśli warunek (3.63) jest spełniony, to trwałe oscylacje trzeciej podharmonicznej są niemożliwe. ^Jeśli ten warunek nie jest spełniony_ito wystąpi zakres napięć zasilających (k_a, k_b), przy których takie oscylacje są możliwe.

Z analizy powyższej można wyciągnąć wniosek praktyczny. Projektując układ tłumiący Z₁ bądź Z₂ należy tak dobrać jego parametry aby spełniony był warunek (3.63). Jeśli to nie jest możliwe, należy tak dobrać punkt pracy transformatora pośredniczącego aby pasmo napięć zasilających dla których ferrorezonans jest możliwy było przesunięte poza zakres wartości spotykanych w praktyce.

3.2.5. Stabilność oscylacji podharmonicznych

W przeprowadzonej analizie stwierdzono, że w zależności od parametrów elementów liniowych układu i nieliniowej indukcyjności magnesowania oraz od poziomu zasilania rozważany układ może być odstrojony, znajdować się na granicy odstrojenia lub nastrojony na ferrorezonans podharmoniczny.

W przypadku możliwości wystąpienia oscylacji trzeciej lub piątej podharmonicznej, amplitudy tych składowych strumienia skojarzonego mogą przyjmować odpowiednio wartości y, y''(rys. 3.12) oraz X, X''(rys.3.10). Tak więc uzyskuje się po dwie możliwe wartości amplitud składowych podharmonicznych. Spośród tych dwóch rozwiązań stabilnym okazuje się większa amplituda (X'' lub y''). Zostało to odowodnione w pracy [30] oraz potwierdziły to badania analogowe autora. W pracy [30] stwierdzono również, że stabilne drgania podharmoniczne nie mogą powstać w obwodzie bezstratnym (bezrezystancyjnym).

Przy aproksymacji nieliniowości wielomianem stopnia piątego możliwy jest zarówno ferrorezonans trzeciej jak i piątej podharmonicznej. O wystąpieniu jednego bądź drugiego decyduje rodzaj zakłócenia czyli warunki początkowe obwodu w chwili ustąpienia zakłócenia.

W przypadku jeśli obwód jest nastrojony na ferrorezonans podharmoniczny wyrunkiem jego powstania jest wystąpienie odpowiedniego zakłócenia (odpowiednich warunków początkowych). Problem wyznaczania warunków początkowych prowadzących do powstania określonych oscylacji podharmonicznych nie doczekał się jeszcze analitycznego ujęcia. Powszechnie sądzi się, że tym trudniej w obwodzie wzbudzić ferrorezonans podharmoniczny im jego parametry są bliżej granicy odstrojenia się od tego zjawiska. Oczywiście jest to stwierdzenie bardzo ogólne i nie pozwala ono na ścisłe wyznaczanie warunków początkowych prowadzących do wystąpienia ferrorezonansu podharmonicznego. Interesujący obszar warunków początkowych wyznacza się w sposób eksperymentalny. Dla prowadzonej analizy jest to zagadnienie mniej znaczące ponieważ interesujące są jedynie przypadki odstrojenia przekładnika pojemnościowego od ferrorezonansu podharmonicznego.

3.2.6. Analiza ferrorezonansu podharmonicznego w przekładnikach pojemnościowych z jednoparametrowymi układami tłumiącymi

Jednoparametrowy układ tłumiący Z_1 bądź Z_2 jest określony jednym parametrem. Spośród szeregowych układów tłumiących Z_1 do tej grupy zalicza się rezystancja R_1 (rys.3.5a)), a (pośród równoległych Z_2 tłumienie przez rezystancję R_2 (rys.3.6a)) oraz rezonansowy obwód L_2, C_2 (rys.3.6d)). Chociaż obwód $L_{21}C_2$ zawiera

- 56 -

dwa elementy jest on określony jednym parametrem L₂ bądź C₂ ponieważ drugi wynika z warunku dostrojenia się do rezonansu przy częstotliwości podstawowej.

Najbardziej rozpowszechnionym sposobem tłumienia jest stosowanie rezystancji R₂. Pozostałe dwa sposoby chociaż mogą zapewnić odstrojenia od ferrorezonansu podharmonicznego, posiadają szereg innych wad co sprawia, że są mniej powszechne i dlatego nie będą rozważane.

Schemat zastępczy PPN z równoległym układem tłumiącym Z₂ = R₂ przedstawia rys.3.14. W schemacie tym nie uwzględnione jest obciążenie Z₀; jest to zgodne z wymaganiami normy [28] zalecającej przeprowadzenie próby tłumienia drgań ferrorezonansowych na przekładniku nieobciążonym lub z niewielkim obciążeniem.



Rys.3.14. Schemat zastępczy PPN z równoległą rezystancją tłumiącą R₂

Analizę ferrorezonansu podharmonicznego w obwodzie z rys. 3.14. przeprowadzi się przy stałości parametrów R, L, C dla różnych aproksymacji nieliniowej indukcyjności L_m. Tak więc dla W pierwszej kolejności przeprowadzi się analizę dla aproksymacji wielomianem stopnia trzeciego (3.52). W tym przypadku celem analizy jest określenie warunków odstrojenia przekładnika od ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej.

Zespolone przewodność \underline{Y}_3 dla obwodu z rys.3.14 zgodnie z (3.42) jest określona następująco:

$$\frac{Y_{3}}{R} = \frac{1}{R - j(\frac{3}{\omega C} - \frac{\omega L}{3})} + \frac{1}{R_{2}}$$
(3.64)

Uwzględniając (2.1) można zapisać:

$$\operatorname{Re} \left(\underline{Y}_{3}\right) = \frac{9R}{9R^{2} + 64\omega^{2}L^{2}} + \frac{1}{R_{2}},$$

$$\operatorname{Im} \left(\underline{Y}_{3}\right) = \frac{24\omega L}{9R^{2} + 64\omega^{2}L^{2}} \cdot \qquad(3.65)$$

Jak widać wartość rezystancji tłumiącej R_2 wpływa jedynie na $Re(\underline{Y}_3)$. Współczynniki A_6 , A_7 określone w (3.56) można zapisać w postaci:

$$A_6 = A_{60}$$
, (3.66)
 $A_7 = A_{70} + A_8 \frac{1}{R_2}$,

przy czym

$$A_{60} = \frac{-32\omega^2 L}{3a_3 \Psi_{1n}^2 (9R^2 + 64\omega^2 L^2)} + \frac{4a_1}{3a_3 \Psi_{1n}^2},$$

$$A_{70} = \frac{4\omega R}{3a_{3}\Psi_{1n}^{2}(9R^{2}+64\omega^{2}L^{2})}$$

$$A_{8} = \frac{4}{9a_{3}\Psi_{1n}^{2}} \cdot$$

Dla przekładnika bez układu tłumiącego (R $_2$ - ∞)

$$A_6 = A_{60},$$

 $A_7 = A_{70}.$
(3.67)

W tym przypadku warunek niewystępowania drgań podharmonicznych (3.60) jest następujący:

$$-1,75k^{4} - A_{60}k^{2} - A_{70}^{2} < 0. \qquad (3.68)$$

Dla A_{60} > O warunek ten jest spełniony dla każdego poziomu zasilenia k = U/U_n, wobec tego ferrorezonans podharmoniczny w obwodzie jest niemożliwy. W przypadku przekładnika przyjętego do rozważań (dane szczegółowe w tablicy 1) uzyskuje się:

$$A_{60} = -30,5$$
,
 $A_{70} = 30,2$.

Tak więc przekładnik bez układu tłumiącego jest podatny na wystąpienie oscylacji podharmonicznych ponieważ istnieje pewien przedział napięć zasilających w którym warunek (3.68) jest niespełniony. Po prostych wyliczeniach uzyskuje się niespełnienie (3.68) w zakresie 0,30 < k = U/U_n < 4,15, przy czym największa różnica występuje dla k = 2,9. Uzyskane wyniki są zgodne z doświadczeniami eksploatacyjnymi i badaniami laboratoryjnymi, które stwierdziły podatność przekładnika na zjawisko ferrorezonansu podharmonicznego. W związku z powyższym analizowany przekładnik należy wyposażyć w układ tłumiący który zapewni odstrojenie od ferrorezonansu podharmonicznego z pewnym zapasem zapewniającym uzyskanie wymaganej szybkości tłumienia drgań nieliniowych.

W oparciu o analizę przeprowadzoną w (3.24) można łatwo określić warunki na odstrojenie od ferrorezonansu podharmonicznego dla przypadku zastosowania równoległej rezystancji tłumiącej R₂. Po uwzgl**g**dnieniu (3.66) nierówność (3.60) przekształca się do postaci:

$$R_2 < \frac{A_8}{\sqrt{-1,75k^4 - A_{60}k^2 - A_{70}}}$$
 (3.69)

Dla danych wartości A_{60} , A_{70} , A_8 (wyznaczonych parametrami R,L, C, a_1 , a_3 , Ψ_{1n}) spełnienie (3.69) jest uwarunkowane poziomem zasilania k = U/U_n (rys.3.13).

W przypadku III z rys.3.13 występuje przedział poziomu zasilania (k_a, k_b) w którym możliwe jest wystąpienie ferrorezonansu podharmonicznego, przedział ten jest określony następująco:

$$k_{a,b} = \sqrt{-0,286 \left[A_{60} \pm \sqrt{A_{60}^2 - 7 (A_{70} + A_8 \frac{1}{R_2})^2} \right]}.$$
 (3.70)

Szerokość tego przedziału (k_b-k_a) jest tym mniejsza im mniejsza jest wartość rezystancji R₂.

Najbardziej niekorzystny poziom zasilania k = U/U_n przy którym występuje najsłabsze spełnienie, bądź największa różnica w niespełnieniu (3.60) jest określony zgodnie z (3.62) przez współczynnik $A_6 = A_{60}$. Współczynnik A_{60} jest niezależny od wartości

- 60 -

rezystancji R_2 i wobec tego wniosek, że wartością rezystancji R_2 nie można wpływać na przesuwanie punktu najbardziej niekorzystnego poziomu zasilania. Oznacza to, że przy tym sposobie tłumienia najniekorzystniejszy poziom zasilania, przy którym układ przekładnika jest najbardziej podatny na wystąpienie oscylacji podharmonicznych określony jest jedynie przez parametry przekładnika R, L, C, a_1 , a_3 , \mathcal{W}_{1n} . Warunek na odstrojenie układu od ferrorezonansu przy tym poziomie zasilania (nierówność 3.63) można przedstawić w postaci:

$$R_2 < \frac{A_8}{0,38 A_{60} + A_{70}}$$
 (3.71)

Podsumowując można stwierdzić, że z punktu widzenia odstrojenia układu od ferrorezonansu podharmonicznego korzystna jest jak najmniejsza wartość równoległej rezystancji tłumiącej R₂.

Z kolei przeprowadzi się dla tego sposobu tłumienia analizę ferrorezonansu trzeciej i piątej podharmonicznej, w przypadku dokonania aproksymacji nieliniowej indukcyjności L_m wielomianem stopnia piątego (3.18).

Dla ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej należy przeanalizować równanie (3.49) w zależności od wartości rezystancji tłumiącej R₂. Współczynniki tego równania A₄, A₅ określone w (3.46) po uwzględnieniu (3.65) można zapisać w postaci:

$$A_4 = A_{40}$$
,
 $A_5 = A_{50} + A_9 \frac{1}{R_2}$, (3.72)

przy czym

$$A_{40} = \frac{-64 \omega^2 L}{5a_5 \Psi_{1n}^4 (9R^2 + 64\omega^2 L^2)} + \frac{8a_1}{5a_5 \Psi_{1n}^4},$$

$$A_{50} = \frac{24\omega R}{5a_5 \Psi_{1n}^4 (9R^2 + 64\omega^2 L^2)},$$

$$A_9 = \frac{8\omega}{15a_5 \Psi_{1n}^4}.$$

Równanie (3.49) po uwzględnieniu (3.72) jest następujące:

$$-\sqrt{1-\left[\frac{y^{4}+6k^{2}y^{2}+3k^{4}+A_{40}}{-(2,5ky^{3}+3k^{3}y)}\right]^{2}} = \frac{A_{50}+A_{9}\frac{1}{R_{2}}}{-(1,5ky^{3}+3k^{3}y)} (3.73)$$

Analisa sprowadza się do badania, czy dla danego przekładnika (odpowiednie A₄₀, A₅₀, A₉) i przy określonych wartościach k i R₂ równanie (3.73) posiada w dziedzinie liczb rzeczywistych dodatnich rozwiązanie ze względu na y. Oscylacje trzeciej podharmonicznej w rozw_ażanym obwodzie nie mogą wystąpić przy braku takiego rozwiązania.

Można sprawdzić, że dla przekładnika przyjętego do rozważań (dane szczegółowe w tablicy 1) bez układu tłumiącego ($R_2 \rightarrow \infty$) istnieje pewien zakres poziomu zasilania k = U/U_n w którym moż-liwe jest wzbudzenie oscylacji trzeciej podharmonicznej. Zakres ten obejmuje punkt znamionowej pracy i wobec tego celowość stosowania układu tłumiącego jest oczywista.

Celem analizy jest wyznaczenie wartości krytycznych rezystancji tłumiącej R_{2kr}(k) dla których układ znajduje się na granicy oddstojenia od ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej.
Dla granicy odstrojenia się od oscylacji trzeciej podharmonicznej krzywa L obrazująca lewą stronę (3.73) styka się z krzywą P przedstawiającą prawą stronę (3.73) w jednym punkcie (rys. 3.15). Wyznaczenie poszukiwanej wartości R_{2kr} dla której uzyskuje się styczność krzywych L i P wymaga wykonania kilku prób. Interesującą wartość R_{2kr} można żatwo oszacować od dożu przez R'_2 i od góry przez R'_2 . Dla $R_2 = R'_2$ ferrorezonans trzeciej podharmonicznej w układzie jest możliwy a już dla $R_2 = R'_2$ niemożliwy. Sposób wyznaczenia tych wartości wynika z rys.3.15.



Rys.3.15. Wykreślne przedstawienie równania (3.73)

Na rysunku tym przedstawiona jest krzywa L oraz krzyweP dla trzech wartości - R₂, R_{2kr}, R₂.

Zgodnie z rys.3.15 można zapisać następujące równania:

$$-1 = \frac{A_{50} + A_9}{-1,5ky_0^3 + 3k_y^3},$$

$$-1 = \frac{A_{50} + A_9}{-1,5ky_2^3 + 3k^3y_2}.$$

(3.74)

Wartość yo oraz yo można wyznaczyć z równań:

$$L(y_0) = -1$$
,
 $L(y_2) = 0$.
(3.75)

Wobec tego

$$y_0 = \sqrt{-3k^2 + \sqrt{6k^4 - A_{40}}}$$
 (3.76)

Natomiast y2 jest dodatnim pierwiastkiem równania:

$$y^4 - 2,5 ky^3 + 6k^2 y^2 - 3k^3y + 3k^4 + A_{40} = 0.$$
 (3.77)

Tak więc wyliczenie y_2 wymaga rożwiązania równania stopnia czwartego względnie wykreślenia dla y > y_0 lewej strony uzyskanego równania (3.77). Ze względu na to, że R_2' obliczone z dokładnej wartości y_2 jest bardzo surowym oszacowaniem od dołu poszukiwanej wartości R_{2kr} można więc zastosować przybliżone wyznaczenie y_2 . Zastępując lewą stronę (3.80) na prawo od punktu y_0 , styczną wystawioną w tym punkcie, otrzyma się następującą przybliżoną wartość dla y_2 :

$$y_2 = y_0 + \frac{2.5 \text{ ky}_0^3 + 3 \text{ky}_0^3}{4 y_0^3 - 7.5 \text{ky}_0^2 + 12 \text{ky}_0^2 - 3 \text{k}^3}$$
 (3.78)

Mając określone wartości y_o, y₂ można na podstawie (3.74) określić zależności na poszukiwane wartości oszacowań R₂, R₂[']; przedstawiają je następujące równania:

$$R_{2} = \frac{A_{9}}{1,5ky_{2}^{3} + 3k^{3}y_{2} - A_{50}},$$

$$R_{2}' = \frac{A_{9}}{1,5ky_{0}^{3} + 3k^{3}y_{0} - A_{50}}$$

(3.79)

Jeśli wyznaczone oszacowania R_2' , R_2' różnią się znacznie to oczywiście celowe jest wtedy wykonanie następnych kroków dla zmniejszenia różnicy oszacowań. Taki tok postępowania należy przeprowadzić przy określaniu granicy odstrojenia od ferrorezonansu podharmonicznego Natomiast przy sprawdzeniu czy dla danej wartości rezystancji tłumiącej R_2 ferrorezonans podharmoniczny jest możliwy, należy tę wartość porównać z oszacowaniem R_2' , R_2'' . Jeśli $R_2 \leq R_{21}'$ to ferrorezonans podharmoniczny jest niemożliwy, a dla $R_2 \geqslant R_2''$ możliwy. Natomiast dla $R_2' < R_2 < R_2''$ wynik jest niewiadomy i konieczne jest wykreślne sprawdzenie. Tak więc uzyskanie oszacowań R_2' , R_2'' (3.79) spowodowało zmniejszenie zakresu w którym konieczne jest stosowanie metody wykreślnej.

Dla analizowanej aproksymacji (3.18) możliwy jest również ferrorezonans piątej podharmonicznej. W związku z tym₁dla rozważanego układu (rys.3.14), należy określić krytyczne wartości rezystancji tłumiącej $R_{2kr}(k)$, dla których występuje granica odstrojenia od oscylacji piątej podharmonicznej. Uzyskane wartości należy porównać z poprzednimi (przy analizie ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej) w celu stwierdzenia, które zjawisko nakłada ostrzejsze wymagania na układ tłumiący.

Zespolona przewodność \underline{X}_5 dla układu z rys.3.14 zgodnie z (3.27) wynosi:

$$\underline{Y}_{5} = \frac{1}{R_{2}} + \frac{1}{R - j(\frac{5}{\omega C} - \frac{\omega L}{5})}$$
 (3.80)

Uwzględniając (2.1) można (3.80) zapisać następująco:

$$\underline{\underline{Y}}_{5} = \operatorname{Re}\left(\underline{\underline{Y}}_{5}\right) + j \operatorname{Im}\left(\underline{\underline{Y}}_{5}\right), \qquad (3.81)$$

przy czym
$$\operatorname{Re}(\underline{Y}_5) = \frac{25R}{25R^2 + 576\omega^2 L^2} + \frac{1}{R_2}$$

$$Im \left(\underline{Y}_{5}\right) = \frac{120 \omega L}{25R^{2} + 576\omega^{2} L^{2}}$$

Podstawiając (3.81) do (3.31) uzyskuje się:

$$A_{1} = A_{10} ,$$

$$A_{3} = A_{30} + A_{11} \frac{1}{R_{2}} ,$$
(3.82)

$$^{A}_{10} = \frac{-192\omega^{2} L}{5a_{5}\Psi_{1n}^{4} (25R^{2} + 576\omega^{2} L^{2})} + \frac{8a_{1}}{5a_{5}\Psi_{1n}^{4}},$$

$$A_{30} = \frac{8 \omega R}{a_5 \Psi_{1n}^4 (25 R^2 + 576 \omega^2 L^2)},$$
$$A_{11} = \frac{8}{25 a_5 \Psi_{1n}^4}.$$

Uwzględniając (3.82) równanie (3.34) można zapisać w postaci:

$$-\sqrt{1 - \left[\frac{x^{4} + 6k^{2} x^{2} + 3k^{4} + A_{10}}{-0,5kx^{3}}\right]^{2}} = \frac{A_{30} + A_{11} \frac{1}{R_{2}}}{-0,5kx^{3}}$$
(3.83)

Analizę równania (3.83) w zależności od R₂ ułatwia fakt, że jego lewa strona jest niezależna od wartości R₂. Dla wyznaczenia krytycznych wartości rezystancji tłumiącej R_{2kr}(k) dla których układ znajduje się na granicy odstrojenia się od ferrore-

- 66 -

sonansu piątej podharmonicznej, należy postąpić tak jak przy analizie ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej. Analiza równania (3.83) również pozwala na uzyskanie oszacowania poszukiwanej wartości R_{2kr} od dołu przez R_2 i od góry przez R_2 .

Rys.3.16 przedstawia krzywą L (lewa strona (3.83)) oraz krzy-(charakterystycznych) we P (prawe strony (3.83)) dla trzech wartości rezystancji tłumiącej - R[']₂, R_{2kr}, R[']₂.



Rys.3.16. Wykreślne przedstawienie równania (3.83)

Wartość X jest określona wzorem:

$$X_0 = \sqrt{-3k^2 + \sqrt{6k^4 - A_{10}}}$$
 (3.84)

Natomiast X2 jest dodatnim pierwiastkiem równania:

$$X^4 - 0,5kX^3 + 6k^2X^2 + 3k^4 + A_{10} = 0$$
 (3.85)

Przybliżona wartość x2 wynosi:

$$X_2 = X_0 + \frac{0.5 k X_0^3}{4 X_0^3 - 1.5 k X_0^2 + 12 k^2 X_0}$$
 (3.86)

Mając określone wartości X_0 , X_2 można wyznaczyć oszacowania R_2 , R_2' z zależności:

$$R_{2}^{\prime} = \frac{A_{11}}{0,5k\chi_{2}^{3}-A_{30}},$$

$$R_{2}^{\prime} = \frac{A_{11}}{0,5k\chi_{0}^{3}-A_{30}}.$$
(3.87)

Na zakończenie przeprowadzonych rozważań przedstawi się krótkie zestawienie toku postępowania przy doborze równoległego układu tłumiącego $Z_2 = R_2$, zapewniającego odstrojenie przekładnika od ferrorezonansu podharmonicznego (w przypadku zastosowania różnych aproksymacji nieliniowej indukcyjności L_m).

- I. Aproksymacja wielomianem stopnia trzeciego (3.52)
 - 1. obliczyć współczynniki A₆₀, A₇₀, A₈ zgodnie z (3.66)
 - 2. wyznaczyć według (3.69) wartości R₂(k), zapewniające odstrojenie od stabilnych oscylacji trzeciej podharmonicznej, przy określonym poziomie zasilania k=U/U_n,
 - 3. przy określaniu warunku na odstrojenie przy najniekorzystniejszym poziomie zasilania k (3.62) należy korzystać z zależności (3.71).
- II. Aproksymacja wielomianem stopnia piątego (3.18)
 - A. Określenie warunków na odstrojenie przekładnika od ustalonych oscylacji trzeciej podharmonicznej
 - 1. obliczyć współczynniki A40, A50, A9 zgodnie z (3.72),
 - 2. obliczyć wartości y_o i y₂ na podstawie (3.76) oraz (3.78
 - 3. wyznaczyć na podstawie (3.79) oszacowania poszukiwanych wartości R_{2kr}(k) od dołu przez R₂ i od góry przez R₂.

- B. Określenie warunków na odstrojenie przekładnika od ustalonych oscylacji piątej podharmonicznej
 - 1. obliczyć współczynniki A₁₀, A₃₀, A₁₁ zgodnie z (3.82),
 - 2. obliczyć wartość X_o i X₂ na podstawie (3.84) oraz (3.86)
 - 3. wyznaczyć według (3.87) oszacowania poszukiwanych war-

tości R_{2kr}(k) od dołu przez R₂ i od góry przez R₂. Uzyskane warunki na odstrojenie od oscylacji trzeciej i piątej podharmonicznej należy porównać i przy doborze układu tłumiącego uwzględnić ostrzejsze.

3.2.7. Analiza ilościowa ferrorezonansu podharmonicznego w PPN z równoległą rezystancją tłumiącą R₂

Analiza przeprowadzona została dla danych szczegółowych przekładnika przyjętego do rozważań (parametry z tablicy 1). Wykorzystano przy tym zależności wyprowadzone w 3.2.6. Warunki na odstrojenie przekładnika od ferrorezonansu trzeciej i piątej podharmonicznej określone zostały w szerokim zakresie poziomu zasilania k=U/U_n. Zestawienie uzyskanych wyników zawiera tablica 2.

Przypadki w których przekładnik bez układu tłumiącego jest odstrojony od ferrorezonansu danej podharmonicznej (nie ma konieczności stosowania układu tłumiącego) oznaczone są kreskami poziomymi.

Dla aproksymacji L_m wielomianem stopnia trzeciego stwierdza się konieczność stosowania układu tłumiącego dla odstrojenia przekładnika od ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej w szerokim zakresie poziomu zasilania k=U/U_n. Odstrojenie przekładnika

Tablica 2

Zestawienie wyników analizy ilościowej ferrorezonansu podharmonicznego w PPN z równoległą rezystancją tłumiącą R₂

Aproksymacja L _m	$k = \frac{U}{U_n}$	Ferrorezonans 3 podharmonicznej		Ferrorezonans 5 pod- harmonicznej			
111		R _{2kr}	R ₂	R2	R _{2kr}	R ₂	R2
a anna guarana anna anna anna anna anna anna ann		K	<u> </u>	K	K	<u>K</u> .	K
	0,5	4030			-	-	-
2	1,0	1340	1		-	-	-
$i_m = a_1 \psi + a_3 \psi^3$	1,5	882			-		-
, m 11 , 11 ,	2,0	631			-	-	-
	3,0	502			-	-	
	4,0	850			-	-	-
	5,0	-			-	-	-
i _m ≕a ₁ ψ +a ₅ ψ ⁵	0,5	1040	810	1100	•	5680	6500
	1,0	530	348	562		4380	5050
	1,5	415	253	440		15150	18700
	2,0	405.	241	431	-	-	-
	2,5	635	316	667	-	-	-
	3,0	-	-	-	-	-	-

uzyskuje się po zastosowaniu rezystancji $R_2 < R_{2kr}$. Należy zauważyć, że wraz ze wzrostem poziomu zasilania k=U/U_n wartość R_{2kr} początkowo maleje,a następnie rośnie.

Warunki odstrojenia od oscylacji trzeciej podharmonicznej, przy aproksymacji wielomianem stopnia piątego, są określone przez wartości R_{2kr} oraz ich oszacowania:od dołu przez R_2^{\prime} iod góry przez R_2^{\prime} . Widać, że już same oszacowania R_2^{\prime} i R_2^{\prime} dają pewne informacje o granicy odstrojenia R_{2kr} . Szczególnie niewielkie różnice występują pomiędzy oszacowaniami R_2^{\prime} a wartościami R_{2kr} . Z kolei analiza ferrorezonansu piątej podharmonicznej wykazała, że uzyskane warunki (określone przez oszacowania R[']₂ i R[']₂) są mniej krytyczne niż dla trzeciej podharmonicznej.

Dla aproksymacji L_m wielomianem stopnia piątego również obserwuje się wraz ze wzrostem k = U/U_n malenie wartości R_{2kr} a następnie ich wzrost.

Porównując warunki otrzymane przy aproksymacji L_m wielomianem stopnia trzeciego oraz piątego stwierdza się, że drugie z nich są ostrzejsze. Tak więc zostało potwierdzone przypuszczenie, że charakterystyki magnesowania o gwałtownym przejściu w nasycenie, jak w przypadku SURY, na'eży aproksymować wie'omianami wyższych stopni niż trzeci.

3.2.8. Analiza ferrorezonansu podharmonicznego w przekładnikach pojemnościowych z dwuparametrowymi układami tłumiącymi

Układy tłumiące z rys.3.5b i c oraz z rys.3.6b i c są odpowiednio określone parametrami R_1 , L_1 , C_1 lub R_2 , L_2 , C_2 . W związku z tym, że L_1 z C_1 oraz L_2 z C_2 są dostrojone do rezonansu przy częstotliwości podstawowej układy te są w rezultacie opisane dwoma parametrami, np. R_1 , L_1 w pierwszym i R_2 , L_2 w drugim przypadku. Przykładowo przeprowadzi się analizę dla równoległego układu tłumiącego z rys.3.6c. Tak więc przedmiotem rozważań będzie obwód przedstawiony na rys.3.17.

- 71 -



Rys.3.17. Schemat zastępczy PPN z równoległym układem tłumiącym R₂, L₂, C₂

Celem analizy jest określenie zbioru wartości (R₂, L₂) zapewniających odstrojenie się od ferrorezonansu podharmonicznego. Analizę przeprowadzi się przy określonym poziomie zasilania k = U/U_n oraz przy jego najniekorzystniejszej wartości.

Przy aproksymacji indukcyjności L_m wielomianem stopnia trzeciego (3.52) należy analizować wpływ wartości R₂,L₂ na możliwość wzbudzenia oscylacji trzeciej podharmonicznej.

Zespolona przewodność \underline{X}_3 dla obwodu z rys. 3.17 zgodnie z (3.42) jest następująca:

$$\operatorname{Re} \left(\underline{Y}_{3}\right) = \frac{9R}{9R^{2} + 64\omega^{2}L^{2}} + \frac{64R_{2}}{64R_{2}^{2} + 9\omega^{2}L_{2}^{2}},$$

$$\operatorname{Im} \left(\underline{Y}_{3}\right) = \frac{24\omega L}{9R^{2} + 64\omega^{2}L^{2}} - \frac{24\omega L_{2}}{64R_{2}^{2} + 9\omega^{2}L_{2}^{2}}.$$

$$(3.88)$$

Wstawiając (3.88) do (3.66) otrzymuje się:

$$A_6 = A_{60} + \frac{A_{12}}{L_2 (64 ok^2 + 9)}$$
, (3.8)

(9)

$$A_7 = A_{70} + \frac{2,67 A_{12} d}{L_2(64 d^2 + 9)}$$

przy czym

$$d_{r} = \frac{\pi_{2}}{\mu_{2}},$$

$$^{A}_{12} = \frac{96}{9a_{3} \Psi_{1n}^{2}}$$

A₆₀, A₇₀ - wartości współczynników A₆ i A₇ dla przekładnika bez układu tłumiącego, określone w (3.66). W pierwszej kolejności przeanalizuje się warunek odstrojenia obwodu od ferrorezonansu podharmonicznego przy najniekorzystniejszym poziomie zasilania k = U/U_n. Warunek ten (nierówność 3.63) po uwzględnieniu (3.89) jest następujący:

$$0,38 \left[{}^{A}_{60} + \frac{{}^{A}_{12}}{{}^{L}_{2}(64d^{2}+9)} \right] + {}^{A}_{70} + \frac{2,67 {}^{A}_{12}d}{{}^{L}_{2}(64d^{2}+9)} \right] 0. \quad (3.90)$$

Warunek (3.90) sprowadza się do prostej nierówności:

$$64(0,38A_{60} + A_{70})d^{2} + \frac{2,67A_{12}}{L_{2}}d + \frac{0,38A_{12}}{L_{2}} + 9(0,38A_{60} + A_{70}) > 0.$$
(3.91)

Współczynnik przy \mathcal{L}^2 jest ujemny (przekładnik bez układu tłumiącego jest nastrojony na ferrorezonans – niespełniony jest warunek (3.63), przy \mathcal{L} dodatni, natomiast znak wyrazu wolnego jest uwarunkowany wartością L₂. Tak więc warunkiem koniecznym spełnienia tej nierówności jest dodatni znak wyróżnika wyrażenia po jej lewej stronie. W wyniku ten warunek konieczny otrzymuje się w postaci:

$$-2304 \left(0,38 A_{60} + A_{70}\right)^2 L_2^2 - 97,3 A_{12} \left(0,38 A_{60} + A_{70}\right) L_2 + 7,11 A_{12}^2 > 0. (3,92)$$

Rozpatrując zakres dodatnich wartości L₂ uzyskuje się spełnienie (3.92) przy:

$$L_2 < L_{2kr}$$
, (3.93)

przy czym

$$L_{2kr} = \frac{0,038 \ A_{12}}{0,38 \ A_{60}+A_{70}} .$$

Dla $L_2 > L_{2kr}$ warunek konieczny (3.92) jest niespełniony i w rezultacie układ jest nastrojony na ferrorezonans podharmoniczny dla każdej wartości $\mathcal{A} = R_2 / \omega L_2$. Jeśli $L_2 = L_{2kr}$ to układ jest nastrojony na ferrorezonans dla każdej wartości \mathcal{A} z wyjątkiem $\mathcal{A} = \mathcal{A}_{kr}$ określającego granicę odstrojenia się, przy czym

$$\mathcal{L}_{kr} = \frac{-A_{12}}{48 L_{2kr} (0,38 A_{60} + A_{70})}$$
 (3.94)

Natomiast jeśli $L_2 < L_{2kr}$ to dla d z pewnego zakresu zachodzi odstrojenie analizowanego układu od oscylacji trzeciej podharmonicznej (spełniony jest warunek (3.91) . Lewą stronę nierówności (3.91) dla różnych wartości L_2 przedstawia rys.3.18.

Analizując wyrażenie lewej strony nierówności (3.91) przy $L_2 < L_{2kr}$ widać, że jest ono dodatnie dla $d = R_2/\omega L_2$ zakresu $d_1 < d < d_2$, przy czym d_1 i d_2 są pierwiastkami tego



Rys.3.18. Lewa strona nierowności (3.91) dla różnych wartości L₂

wyrażenia. Szerokość tego przedziału \mathcal{A} zapewniającego odstrojenie obwodu od ferrorezonansu podharmonicznego,jak łatwo żauważyć,jest tym większa im mniejsza jest wartość indukcyjności L_2 . Poza tym dla odpowiednio małej wartości L_2 mniejszy pierwiastek \mathcal{A}_1 jest ujemny i wobec tego już przy $\mathcal{A} = 0$, czyli dla zerowej wartości rezystancji R_2 , istnieje zapas w kierunku odstrojenia się od ferrorezonansu. Tak jest jeśli

$$L_2 < L_{2a}$$
, (3.95)

przy czym

$$L_{28} = \frac{-0,38 A_{12}}{9 (0,38 A_{60} + A_{70})},$$

- 75 -

W przypadku jeśli $L_2 = L_{2a}$, dla $\mathcal{A} = 0$ występuje granica odstrojenia od ferrorezonasu rozważanej podharmonicznej.

Lewa strona analizowanej nierówności (3.91) osiąga maksimum przy

$$\mathcal{O}_{\text{opt}} = \frac{-A_{12}}{48 L_2 (0,38 A_{60} + A_{70})}$$
 (3.96)

Jeśli $L_2 < L_{2kr}$ to dla \mathcal{A}_{opt} zachodzi najlepsze odstrojenie obwodu od ustalonego ferrorezonansu podharmonicznego, a zmieniając stopniowo $\mathcal{A} = R_2/\omega L_2$ w dół lub w górę (przy stałej wartości L_2) uzyskuje się coraz to słabsze odstrojenie od ferrorezonansu aż do możliwości jego wzbudzenia: Z kolei przy $L_2 > L_{2kr}$ dla \mathcal{A}_{opt} obwód jest nastrojony na ferrorezonans podharmoniczny, ale stopień tego nastrojenia jest słabszy niż przy innych \mathcal{A} .

Przeprowadzona analiza dotyczyła stanu obwodu przy najniekorzystniejszym poziomie zasilania k=U/U_n określonym zależnością (3.62). Po uwzględnieniu (3.89) ten poziom zasilania wynosi:

$$\kappa = \sqrt{-0,286 \left[A_{60} + \frac{A_{12}}{L_2(64 \delta C^2 + 9)} \right]}$$
 (3.97)

Latwo zauważyć, że wprowadzenie analizowanego układu tłumiącego R_2 , L_2 , C_2 do obwodu PFN powoduje obniżenie najniekorzystniejszego poziomu zasilania w stosunku do przekładnika bez układu tłumiącego lub z układem $Z_2 = R_2$. Obniżenie tego poziomu jest tym większe im mniejsza jest indukcyjność L_2 oraz wartość $\mathcal{L} = R_2/\omega L_2$.

- 76 -

Przeprowadzona analiza przy najniekorzystniejszym poziomie zasilania k = U/U_n pozwala wyznaczyć zbiór wartości (L₂, $d = R_2/(\omega L_2)$) dla których zachodzi odstrojenie od ustalonych oscylacji trzeciej podharmonicznej. Możliwe stało się również określenie w ramach wyznaczonego zbioru (L₂, d) optymalnych relacji między parametrami układu tłumiącego. Tak wyznaczone parametry analizowanego układu tłumiącego zapewniają odstrojenie przekładnika od oscylacji trzeciej podharmonicznej również przy innych poziomach zasilania k=U/U_n, ponieważ brano pod uwagę najniekorzystniejszą wartość k. Należy zauważyć, że wyznaczone uprzednio optymalne relacje między L₂ i $d = R_2/\omega L_2$ są optymalnymi tylko przy rozważanym poziomie zasilania.

W związku z tym, że układ tłumiący powinien zapewniać najlepsze odstrojenie przekładnika od ferrorezonansu podharmonicznego przy aktualnym poziomie zasilania k = U/U_n, celowa jest analiza warunku odstrojenia przy dowolnych wartościach k (3.60). Nierówność (3.60) po uwzględnieniu (3.89) przybiera postać:

$$b_4 d^4 + b_3 d^3 + b_2 d^2 + b_1 d + b_0 < 0,$$
 (3.98)

przy czym

b

$$b_{4} = 4096 \ (-1,75k^{4} - A_{60}k^{2} - A_{70}^{2}),$$

$$b_{3} = -\frac{342 \ A_{12} \ A_{70}}{L_{2}},$$

$$c_{2}=1152 \ (-1,75k^{4} - A_{60}k^{2} - A_{70}^{2}) - \frac{64A_{12}k^{2}}{L_{2}} - \frac{7,1A_{12}^{2}}{L_{2}^{2}},$$

$$b_{1} = -\frac{48 \ A_{12} \ A_{70}}{L_{2}},$$

$$b_0 = 81 (-1,75k^4 - A_{60}k^2 - A_{70}k^2) - \frac{9A_{12}k^2}{L_2}$$

Wyrażenie określające współczynnik b_4 jest dodatnie w zakresie poziomu zasilania k = U/U_n, dla którego przekładnik bez układu tłumiącego jest nastrojony na ferrorezonans podharmoniczny (warunek (3.68) jest niespełniony). W związku z tym uzyskany warunek (3.98) może być niespełniony dla dowolnej wartości $d = R_2/\omega L_2$ lub spełniony tylko w pewnym zakresie. Pierwszy przypadek wystąpi przy odpowiednio dużej, a drugi przy odpowiednio małej wartości L_2 . Tak więc istnieje pewna wartość indukcyjności $L_2 = L_{2kr}$ taka, że jeśli $L_2 < L_{2kr}$ to istnieje pewien dopuszczalny przedział dla d w którym występuje odstrojenie od ustalonych oscylacji trzeciej podharmonicznej. Szerokość tego dopuszczalnego przedziału dla $d \neq R_2/\omega L_2$ jest tym większa im mniejsza jest wartość indukcyjności L_2 .

Istnieje również jak w poprzedniej analizie (przy najniekorzystniejszym poziomie zasilania) taka charakterystyczna wartość L_{2a} , że jeśli $L_2 < L_{2a}$ do odstrojenie przekładnika od oscylacji trzeciej podharmonicznej występuje już przy $\mathcal{L} = 0$. Wartość L_{2a} wynika z przyrównania współczynnika b_o podanego w (3.98) do zera, wobec tego:

$$L_{2a} = \frac{A_{12} k^2}{9 (-1,75k^4 - A_{60}k^2 - A_{70})^2}$$
(3.99)

Tak więc dobierając układ tłumiący przy określonym poziomie zasilania k = U/U_n najlepiej przyjąć L₂ \leq L_{2a}, bowiem wtedy nawet dla d = 0, czyli dla zerowej wartości rezystancji R₂, stabilne drgania podharmoniczne będą niemożliwe. Jeśli natomiast ze względów konstrukcyjnych przyjmie się $L_2 > L_{28}$, to niezbędnym jest określenie przedziału w którym zawarte mają być ilorazy $R_2/\omega L_2 = \omega$, zapewniające skuteczne tłumienie ferrorezonansu podharmonicznego. Oczywiście jeśli w tym drugim przypadku przy założonej wartości indukcyjności L_2 taki dopuszczalny przedział ω nie wystąpi należy odpowiednio zmniejszyć wartość L_2 . Następnie należy dla przyjętych k i L_2 określić wartość ω_{opt} dla której lewa strona nierówności (3.98) osiąga minimum czyli zachodzi najsilniejsze odstrojenie od ustalonych oscylacji trzeciej podharmonicznej.

Latwo zauważyć, że dla tych wartości k = U/U_n dla których przekładnik bez układu tłumiącego był odstrojony od ferrorezonansu podharmonicznego (spełniony warunek (3.68)) współczynniki b_4 , b_3 , b_2 , b_1 , b_0 są ujemne. Wobec tego bez względu na wartości parametrów R_2 i L_2 wprowadzonego układu tłumiącego, przekładnik zawsze będzie odstrojony od ferrorezonansu podharmonicznego. Z tego faktu wynika wniosek, że analizę należy prowadzić w zekresie poziomu zasilania k = U/U_n w którym przekładnik bez układu tłumiącego był podatny na wystąpienie stabilnych oscylacji podharmonicznych.

Z kolei celem analizy przy aproksymacji nieliniowej indukcyjności L_m wielomianem stopnia piątego (3.18) jest określenie warunków jakie powinny spełniać parametry rozważanego układu tłumiącego jaby zarówno ferrorezonans trzeciej jak i piątej podharmonicznej był niemożliwy.

- 79 -

Przy rozważaniu ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej należy poddać analizie równanie (3.49). Po uwzględnieniu (3.88) współczynniki A₄ i A₅ można zapisać w postaci:

$$A_4 = A_{40} + \frac{A_{13}}{L_2 (64d^2 + 9)}$$
, (3.100)

$$A_5 = A_{50} + \frac{2,67 A_{13}d}{L_2 (64d^2 + 9)}$$

przy czym

$$A_{13} = \frac{64}{5a_5 \Psi_{1n}^4}$$
,

A₄₀, A₅₀ - wartości współczynników A₄ i A₅ dla przekładnika bez układu tłumiącego, określone w (3.72).

Wstawiając (3.100) do (3.49) ostatecznie uzyskuje się następujące równanie:

$$-\sqrt{1 - \left[\frac{y^{4} + 6k^{2}y^{2} + 3k^{4} + A_{40} + \frac{A_{13}}{L_{2}(64d^{2} + 9)}\right]^{2}}{-(2, 5ky^{3} + 3k^{3}y)}\right]^{2}} = \frac{A_{50} + \frac{2(67 A_{43}d^{2})}{L_{2}(64d^{2} + 9)}}{L_{2}(64d^{2} + 9)}$$
(3.101)

Odstrojenie od oscylacji trzeciej podharmonicznej wystąpi dla takich wartości L_2 i $\mathcal{L} = R_2/\omega L_2$, dla których krzywe obrazujące lewą i prawąstronę (3.101) nie przecinają się. Ze względu na to, że parametry wprowadzonego układu tłumiącego wpływają na obie strony równania (3.101) analiza na wartościach ogólnych jest skomplikowana i niecelowa.

Istnieje jak poprzednio taka charakterystyczna wartość L_{2a} dla której odstrojenie od oscylacji trzeciej podharmonicznej zachodzi już przy $\mathcal{A} = 0$, czyli przy zerowej rezystancji R_2 . Analiza równania (3.101) przy $\mathcal{A} = 0$ pozwala na uzyskanie oszacowania wartości L_{2a} od dołu przez L_{2a} i od góry przez L_{2a} (na tej samej zasadzie co oszacowania wykonane w 3.2.6). Przyjmując $L_2 \leq L_{2a}$ redukuje się problem do analizy równania (3.101) tylko w odniesieniu do parametru $\mathcal{A} = R_2/\omega L_2$.

Przy rozważaniu warunków na odstrojenie przekładnika od oscylacji piątej podharmonicznej nakeży poddać analizie równanie (3.34). Tok postępowania jest taki sam jak przy analizie ferrorezonansu trzeciej podharmonicznej w oparciu o równanie (3.101). Na zakończenie przeprowadzonych rozważań przedstawi się krótkie zestawienie toku postępowania przy doborze równoległego układu tłumiącego R_2 , L_2 , C_2 (rys.3.17), zapewniającego odstrojenia przekładnika od ferrorezonansu podharmonicznego (w przypadku zastosowania różnych aproksymacji nieliniowej indukcyjności L_m).

I. Aproksymacja wielomianem stopnia trzeciego (3.52)

- 1. obliczyć współczynniki A₆₀, A₇₀, A₁₂ według (3.66) i (3.89),
- 2. wyznaczyć wartości L_{2a}(k) zgodnie z(3.99),
- 3. przy przyjęciu $L_2 \ll L_{2a}$ należy określić optymalną wartość $\mathcal{L} = R_2/(\omega L_2)$, dla której lewa strona nierówności (3.98) osiąga minimum,

- 4. przy przyjęciu $L_2 > L_{2a}$ należy sprawdzić czy dla optymalnej wartości $\mathcal{L} = R_2/(\Omega)L_2$, dla której lewa strona (3.98) osiąga minimum, spełniony jest warunek (3.98) (niespełnieni**e** pociąga za sobą konieczność zmniejszenia wartości L_2 i ponownego sprawdzenia (3.98)),
- 5. przy określaniu warunków na odstrojenie dla najniekorzystniejszego poziomu zasilania k = U/U_n (3.97) należy wyznaczyć wartość L_{2kr} według (3.93), a następnie po przyjęciu $L_2 < L_{2kr}$ określić optymalną wartość $d = R_2/\omega L_2$ z (3.96).
- II. Aproksymacja wielomianem stopnia piątego (3.18)
 - A. Określenie warunków na odstrojenie przekładnika od ustalonych oscylacji trzeciej podharmonicznej
 - obliczyć współczynniki A₄₀, A₅₀, A₁₃ według (3.72)
 i (3.100),
 - 2. na podstawie analizy równania (3.101) dla $\mathcal{L} = 0$ określić oszacowania wartości L_{2a}(k) od dołu przez L_{2a} i od góry przez L_{2a},
 - 3. po przyjęciu $L_2 < L_{2a}$ przeprowadzić analizę równania (3.101) w odniesieniu do parametru $d = R_2/GL_2$.
 - B. Określenie warunków na odstrojenie przekładnika od ustalonych oscylacji piątej podharmonicznej – parametry układu tłumiącego L₂, $d = R_2/\omega L_2$ określa się na podstawie analizy równania (3.34). Analizę prowadzi się analogicznie jak w II A dla równania (3.102).

Uzyskane warunki na odstrojenie od oscylacji trzeciej i piątej podharmonicznej należy porównać i przy doborze układu tłumiącego uwzględnić ostrzejsze. 3.2.9. Analiza zjawiska ferorezonansu podharmonicznego w PPN przy użyciu maszyny analogowej.

Celem stosowania układów tłumiących oprócz odstrojenia przekładnika od trwałych oscylacji podharmonicznych jest również zapewnienie odpowiednio szybkiego tłumienia drgań nieliniowych. Uprzednio przedstawiona metoda analizy zapewnia wyznaczenie warunków odstrojenia od ustalonych oscylacji podharmonicznych. Natomiast wyznaczenie szybkości tłumienia drgań nieliniowych wymaga rozwiązania złożonych równań nieliniowych , opisujących obwód przekładnika dla różnych układów tłumiących Z_1, Z_2 . W związku z tym, że analityczne rozwiązanie tych równań jest niemożliwe, celowe jest użycie do tego maszyny analogowej.

Badania szybkości tłumienia drgań nieliniowych przeprowadzone zostały dla przypadków odstrojenia przekładnika od ustalonych oscylacji podharmonicznych. Zakresy parametrów układów tłumiących Z_1 i Z_2 w których to odstrojenie występuje zostały wyliczone dla aproksymacji nieliniowej indukcyjności magnesowania wielomianem stopnia trzeciego, na podstawie analizy warunku (3.71). Spośród szeregowych układów tłumiących Z_1 (rys. 3.5) poddano analizie układ b) - R_1 , L_1 , C_1 ponieważ układ a) powoduje znaczne uchyby natomiast w przypadku układu c) skomplikowanie jest oczywiste (5 elementów). Spośród równoległych układów tłumiących Z_2 (rys.3.6) nie poddano analizie jedynie bezstratnego układu d), który można uważać za szczególny przypadek układu c) przy $R_2 = 0$. Uprzednio przeprowadzona analiza w 3.2.8 wykazała, że w przypadku zerowej rezystancji R_2 wprawdzie można uzyskać odstrojenie od ferrorezonansu podharmonicznego ale stopień tego odstrojenia nie jest największy. Tak więc układ d) stanowi nieoptymalne rozwiązanie układu c).

Próby tłumienia drgań nieliniowych przeprowadzono zgodnie z rys.3.19. Badanie wykonano przy przerywaniu zwarcia obwodu wtórnego. Przyjęto, że przekładnik jest zasilany napięciem u = 1,2u_n. Czasy tłumienia drgań nieliniowych wyznaczono zgodnie z [28]. Przeprowadzone badania analogowe dotyczyły przerywania zwarcia w chwili przechodzenia prądu zwarciowego przez zero $(\Psi = 0)$.



Rys.3.19. Układ do określania szybkości tłumienia drgań nieliniowych

Schematy analogowe układów PPN przy różnych rozważanych sposobach tłumienia Z_1 i Z_2 przedstawione są w załączniku na rys.Z1-Z4. Schematy te powstały przez zamodelowanie układów przekładnika o strukturze jaka powstaje po przerwaniu zwarcia obwodu wtórnego i przy uwzględnieniu warunków początkowych w momencie przerywania zwarcia (t = 0). Zestawienie czasów tłumienia drgań nieliniowych zawiera tablica 3.

- 84 -

Zestawienie czasów tłumienia drgań nieliniowych przy różnych sposobach tłumienia

		Parametry miąc	Czas tłu- mienia drgań			
LD.	Układ tłumiacy	L _{1/2)} /L	R 1 12) /wI	nielinio-		
		-1-1	11(2)	to[ms]		
1				00		
2	R1,L1,C1	5,0	5,0	400		
3		5,0	2,0	200		
4		5,0	1,0	120		
5	rys.3.5 b)	5,0	0,5	120		
6		2,5	2,0	170		
7		2,5	1,0	. 150		
8		2,5	0,5	300		
9	Ro	-	12,8	250		
10	rys.3.6 a)	-	6,4	160		
12		7,5	1,87	270 180		
14	R2,L2	7,5	0,79	140		
15		5,0	3,01	230		
16	rys.3.6 b)	5,0	1,63	180		
17 18		5,0	0,79	100 140		
19		10,0	1,0	250		
20		10,0	0,75	200		
21	Ra, La, Ca	10,0 '	0,5	170		
22	6 6 6	5,0	2,0	260		
23	rys.3.6 c)	5,0	1,0	160		
24		5,0	0,5	120		
25		5,0	0,25	200		
26		2,5	2,0	80		
来/	$\pi/$ - rezystancje R, lub R, $\lceil R_{1} \rangle$ sa odniesione do reak-					
tancji układu tłumiącego $\omega L_{\rm ub} \omega L_{\rm a}$ a dla układu bez						
	indukcyjności do reaktancji WL					

1

- 85 -

Przeprowadzone badania wykazały, że dla większości analizowanych parametrów poszczególnych układów tłumiących uzyskuje się czasy tłumienia drgań nieliniowych zgodne z wymaganiami Polskiej Normy $t_0 < 200 \text{ ms}$. Przekroczenie tych wymagań otrzymuje się tylko w nielicznych przypadkach – przy zbyt małym odejściu od granicy odstrojenia od ferrorezonansu podharmonicznego. W przypadku układów dwuparametrowych obserwuje się silną zależność czasu tłumienia drgań nieliniowych od wzajemnej relacji między parametrami tych układów tłumiących.

Badania analogowe posłużyły również do przedstawienia charakterystycznych własności zjawiska ferrorezonansu podharmonicznego w PPN. Charakterystyczne przebiegi po przerwaniu bezoporowego zwarcia obwodu wtórnego zamieszczone są w załączniku. Przebiegi strumienia skojarzonego $\psi(t)$ oraz napięcia wtórnego u2(t) dla przekładnika bez układu tłumiącego przedstawione są na rys. Z5 i Z6. Występuje tam wyraźne zniekształcenie przebiegów w stanie ustalonym, bowiem powstały oscy \exists scje 3 podharmonicznej.Przykładowe przebiegi $\psi(t)$ oraz u2 (t), po wprowadzeniu skutecznego układu tłumiącego, pokazane są na rys.Z7 i Z8. Na kolejnych rys. Z9 i Z10 przedstawione są przebiegi $\psi(t)$ dla tych samych parametrów układu PPN lecz przy różnych warunkach początkowych. Warunki początkowe dla przypadku z rys. Z9 prowadzą do powstania ustalonych oscylacji podharmonicznych. Natomiast parametry stanu przejściowego dla przypadku z rys.Z10 są takie, że oscylacje podharmoniczne nie powstają. Rys.Z11 i Z12 przedstawiają wpływ poziomu zasilania k = U/U_n na zjawisko ferrorezo-

86 .

nansu podharmonicznego. Przebieg z rys.Z11 odpowiada parametrom układu, przy których ferrorezonans podharmoniczny jest możliwy. Po odpowiednim obniżeniu poziomu zasilania uzyskuje się się odstrojenie od ferrorezonansu (rys.Z12).

3.3. Podsumowanie analizy zjawisk ferrorezonansowych w PPN.

1. Przy użyciu metody zmodyfikowanej funkcji opisującej wykazane zostało, że ferrorezonans harmoniczny w PPN jest niemożliwy.

2. Przeprowadzona analiza wykazała, że PPN bez dodatkowego wyposażenia (układów tłumiących) są podatne na zjawisko ferrorezonansu podharmonicznego.

3. Przedstawiona metoda analizy ferrorezonansu podharmonicznego pozwala na określenie zakresu parametrów, dla różnych układów tłumiących, w którym występuje odstrojenie przekładnika od ustalonych oscylacji podharmonicznych. Zaletą tej metody jest jej prostota oraz możliwość jednoczesnego analizowania wszystkich czynników mających wpływ na stopień odstrojenia przekładnika od ferrorezonansu. Sprawdzanie czy dla danych wartości parametrów układu tłumiącego występuje odstrojenie przekładnika od ferrorezonansu odbywa się na drodze analitycznej. Analiza wykreślna wymagana jest jedynie w zakresie między oszacowaniami od dołu i góry wartości krytycznej przy której występuje granica odstrojenia. Analizę tego zjawiska prowadzono dotychczas metodami cyfrowymi [2,22]oraz wykreś-Inymi [19]. Z uwagi na brak możliwości wyznaczania zależności na wielkościach ogólnych analiza przy użyciu tych metod jest niewygodna .

- 87 -

Przykładowo metoda wykreślna przedstawiona w [19] wymaga wykonania pracochłonnych konstrukcji graficznych - wykreślenia rodziny krzywych będących inwersją elips oraz charakterystyki amplitudowo fazowej części liniowej obwodu. W przypadku zmiany poziomu zasilania układu lub współczynników aproksymacji nieliniowej indukcyjności konieczne jest ponowne wykreślenie rodziny krzywych.

4. Wadą przedstawionej w pracy metody jak i dotychczas znanych jest brak możliwości stwierdzenia, jak szybko następuje wygaszanie nieliniowych oscylacji po włączeniu danego układu tłumiącego oraz jakie muszą być parametry zakłócenia wywołującego powstanie tych oscylacji.

5. Przeprowadzona analiza oraz badania analogowe zjawiska ferrorezonansu podharmonicznego wykazały, że dla każdego z rozważanych układów tłumiących istnieje szereg parametrów zapewniających efektywne tłumienie drgań nieliniowych. Uzyskanie odpowiednio krótkiego czasu tłumienia tych drgań, przy każdym sposobie tłumienia, możliwe jest przez odpowiednio da⁷ekie odejście od granicy odstrojenia od ustalonych oscylacji podharmonicznych.

6. Szczególnie dla dwuparametrowych układów tłumiących, ze względu na dwa stopnie swobody, istnieje duża dowolność w wyborze wartości parametrów. Jednocześnie występuje silna zależność czasu tłumienia drgań nieliniowych od wzajemnej reläcji między parametrami tych układów. W związku z tym dobór parametrów dla takich układów jest bardzo ważny.

7. Z faktu dużej dowolności w wyborze parametrów dla skutecznych układów tłumiących wynika celowość określenia innych własności przekładnika przy poszczególnych sposobach tłumienia.

- 88 -

Wobec tego w dalszej części pracy przeprowadzi się analizę wpływu różnych układów tłumiących na dokładność transformacji oraz przebiegi przejściowe w warunkach zwarciowych linii.

4. DOKLADNOŠČ TRANSFORMACJI PPN

Przekładniki w zależności od przeznaczenia są wykonywane w różnych klasach dokładności. Ze względu na zastosowanie rozróżnia się:

- przekładniki pomiarowe,

- przekładniki zabezpieczeniowe,

- przekładniki pomiarowo-zabezpieczeniowe.

Przekładniki bardzo dokładne (o małych błędach), przeznaczone są do zasilania liczników lub dokładnych przyrządów pomiarowych. Natomiast w przypadku zasilania przekaźników lub mniej dokładnych przyrządów pomiarowych mogą być stosowane przekładniki o mniejszej dokładności.

4.1. Błędy przekładników i klasy dokładności.

Miarą dokładności z jaką przekładniki transformują napięcie pierwotne na stronę wtórną są wartości błędów napięciowych ΔU i kątowych δ_u . Klasa dokładności przekładnika jest liczbą umownie związana z dopuszczalnymi błędami ΔU i δ_u w określonych warunkach. Polska Norma [28] definiuje błędy przekładników napięciowych i podaje ich dopuszczalne wartości dla określonych klas dokładności. Błąd napięciowy ΔU jest to różnica między napięciem wtórnym U₂ pomnożonym przez przekładnię znamionową \mathcal{V}_n i napięciem pierwotnym U₁, wyrażona w procentach napięcia pierwotnego według wzoru

$$\Delta U = \frac{U_2 \cdot V_n - U_1}{U_1} \cdot 100 \cdot (4.1)$$

Błąd kątowy \mathcal{S}_{u} jest to kąt wyrażony w radianach lub stopniach między wskazem napięcia wtórnego i wskazem napięcia pierwotnego o zwrotach tak dobranych, że w przekładniach bez błędu kątowego wartość tego kąta wynosi zero. Dodatni znak tego błędu oznacza, że wskaz napięcia wtórnego wyprzedza wskaz napięcia pierwotnego. Zestawienie klas dokładności i dopuszczalnych błędów napięciowych i kątowych dla przekładników pojemnościowych (zgodnie z [28]) zawiera tablica 4.

Tablica 4

Klasa dokład– ności	Błąd napię- ciowy <u>A</u> U	Błąd kątowy S _u			
	%	min	10 ⁻² rad		
0,5 1 3	+ 0,5 + 1 + 3	+ 20 + 40 nie określa się	<u>+</u> 0,6 <u>+</u> 1,2 nie określa		
3P 6P	+ 3,0 + 6,0	<u>+</u> 120 <u>+</u> 240	się <u>+</u> 3,5 <u>+</u> 7,0		

Klasy dokładności i dopuszczalne błędy dla PPN

Dla przekładników zabezpieczeniowych oznaczenie klasy dokładności składa się z liczby i następującej po niej litery P (3P i 6P w tablicy 4). Wymagania na dopuszczalne wartości błędów dla danych klas dokładności odnoszą się do określonych

90 -

warunków pracy przekładnika. Przykładowo przedstawi się warunki pracy dotyczące PPN przeznaczonych do zasilania zabezpieczeń. Zgodnie z wymaganiami przedstawionymi w [28] błędy napięciowe i kątowe nie powinny przekroczyć dopuszczalnych wartości w znamionowym przedziale częstotliwości, zawierającym się w granicach 97-103% częstotliwości znamionowej. Klasa dokładności powinna być utrzymana w zakresie od 5% znamionowego nápięcia pierwotnego do napięcia pierwotnego pomnożonego przez $k_N \left(k_N - współczynnik napięciowy uwzględniający dopuszczalne$ warunki pracy z uwzględnieniem odporności cieplnej) oraz dla obciążeń wtórnych zawartych między 25 i 100% mocy znamionowej przy cos ψ = 0,8 ind.. Wymagania z zakresu dokładności powinny być również spełnione przy określonych temperaturach otoczenia oraz po włączeniu urządzenia sprzęgającego telefonii na częstotliwości nośnej, o odpowiedniej oporności. Sprawdzanie dokładności wykonuje się zarówno w badaniach typu jak i w badaniach wyrobu.

4.2. Analiza dokładności PPN

Błędy nie są wielkościami stałymi dla danej konstrukcji. Zmieniają się one w zależności od wartości napięcia pierwotnego, wahań częstotliwości sieci oraz wartości i współczynnika mocy obciążenia wtórnego. Wpływ na nie posiadają również takie czynniki zewnętrzne jak: wahania temperatury otoczenia, stopień zabrudzenia powierzchni izolatora dzielnika pojemnościowego, pasożytnicze pojemności sprzęgające dzielnik pojemnościowy z elementami konstrukcji wsporczych i sąsiadujących[27]. Z wymienionych czynników szczególnie istotny wpływ na wartości błędów PPN posiadają wahania częstotliwości w sieci oraz

91 -

stopień obciążenia wtórnego. W pracy [27] przedstawione są wyniki badań eksploatacyjnych dokładności polskich przekładników pojemnościowych, typu UC-110. Podane są częstotliwości występowania danych błędów w zależności od stopnia obciążenia wtórnego.

W przypadku wahań częstotliwości sieci zmienia się stopień kompensowania dzielnika pojemnościowego przez dławik rezonansowy oraz występuje odstrojenie elementów biernych układów tłumiących L_1, C_1 lub L_2, C_2 od rezonansu. Może to być przyczyną powstania znacznych błędów transformacji. W związku z tym przeprowadzona została analiza wpływu zmiany częstotliwości na błędy PPN₁ wyposażonego w różne układy tłumiące. Rodzaje układów i ich parametry są takie same jak przy ana'izie tłumienia drgań nieliniowych – tablica 3 . Analiza przeprowadzona



Rys.4.1. Schemat zastępczy PPN do analizy błędów. Obliczenia błędów zostały wykonane przy zmianie częstotliwości w zakresie 50Hz ⁺ 3% oraz przy znamionowym obciążeniu czynnym wynoszącym 150 W i przy założeniu liniowości wszystkich elementów przekładnika (liniowa aproksymacja indukcyjności L_m).

- 92 -

Błędy przekładnika wyliczone zostały z następujących zależności:

$$\Delta U = \left\{ 1 - \left| \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}} \right| \right\} \cdot 100\%, \qquad (4.2)$$

$$\delta_{\underline{U}} = \arg \left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}} \right),$$

przy czym U₂/U jest widmową transmitancją układu przekładnika. Dla układu przekładnika z rys.4.1. widmowa transmitancja ma postać:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}} = \frac{j\omega \underline{U}_m \underline{Z}_o \underline{Z}_2}{[R+j(\omega \underline{L} - \frac{1}{\omega C}) + \underline{Z}_1][j\omega \underline{U}_m (\underline{Z}_o + \underline{Z}_2) + \underline{Z}_o \underline{Z}_2] + j\omega \underline{U}_m \underline{Z}_o \underline{Z}_2} \cdot (4.3)$$

Obliczenia błędów ΔU i \mathcal{O}_u według (4.2) po uwzględnieniu (4.3) przeprowadzone zostały na maszynie cyfrowej. Wyniki obliczeń przedstawione są w tablicy 5.

Uzyskane wartości błędów A U i d_u można odnosić jedynie do wartości dopuszczalnych błędów dla przekładników zabezpieczeniowych klasy 3P oraz 6P , bowiem dla przekładników pomiarowych wymagane jest utrzymanie klasy dokładności w mniejszym przedziale częstotliwości (50Hz ± 1%) [28] .

Tablica 5

Wyniki obliczeń błędów PPN przy różnych sposobach tłumienia

Lp.	Układ tłumiący	Tłumienie drgań niel.	Błędy trans	dy transformacji	
		to	Δu	൭ഁ	
		ms	ç _o	0	
1	-	00	1,1	0,33	
2 3 4 5 6 7 8	R ₁ ,L ₁ ,C ₁	400 200 120 120 170 150 300	4,0 4,0 3,5 3,3 2,5 2,3 2,2	1,35 1,25 1,10 1,00 0,96 0,81 0,74	
9 10 11	R ₂	250 160 80	1,1 1,1 1,1	0,48 0,88 1,20	
12 13 14 15 16 17 18	^R 2, ^L 2	$270 \\ 180 \\ 140 \\ 230 \\ 180 \\ 100 \\ 140$	1,0 1,3 1,4 1,0 1,0 1,1 1,3	0,80 1,00 1,50 0,72 1,20 2,00 1,30	
19 20 21 22 23 24 25 26	R ₂ ,L ₂ ,C ₂	250 200 170 260 160 120 200 80	1,2 1,2 1,2 1,2 1,2 1,2 1,2 1,2 1,2 1,2	$0,40 \\ 0,40 \\ 0,40 \\ 0,44 \\ 0,44 \\ 0,44 \\ 0,44 \\ 0,44 \\ 0,57 $	
Uwaga: parametry układów tłumiących jak w tablicy 3.					

drgań nieliniowych

Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, że każdy z analizowanych układów tłumiących zapewnia uzyskanie błędów dopuszczalnych dla przekładników zabezpieczeniowych o klasach dokładności 3P i 6P. Największe wartości błędów uzyskuje się
przy szeregowym układzie tłumiącym R₁,L₁,C₁ (rys.3.5.b). Natomiast najmniejsze wartości otrzymuje się w przypadku zastosowania równoległego układu tłumiącego R₂, L₂, C₂ (rys.3.6.c)
jest to więc układ tłumiący odpowiedni dla przekładników
którym stawia się wysokie wymagania dokładności.

W celu zapewnienia szybkiej łącznej oceny poszczególnych układów tłumiących,w tablicy 5 oprócz wartości błędów umieszczone zostały również wyniki poprzednich badań (czasy tłumienia drgań nieliniowych).

5. STANY PRZEJŠCIOWE W NAPIĘCIU WTÒRNYM PPN PRZY BEZ-POŠREDNIM ZWARCIU NA ZACISKACH

Przy zwarciu na zaciskach pierwotnych przekładnika w napięciu wtórnym powstają stany przejściowe. Przebieg napięcia wtórnego w stanie przejściowym jest interesujący z puńktu widzenia zabezpieczeń elektroenergetycznych współpracujących z przekładnikami.

Analizę tego zjawiska prowadzono w wielu pracach, jak np. w[9,24,34,37,44,42]. Przedstawione tam rozważania różniły się między sobą założeniami konstrukcyjnymi budowy PPN oraz uproszczeniami przyjmowanymi w jego modelu matematycznym. Przeprowadzone tam rozważania dotyczyły przekładników z wybranymi układami tłumiącymi.

Natomiast nie prowadzone były badania porównawcze stanów przejściowych w napięciu wtórnym przy różnych układach tłumiących. Taką analizę przedstawiono w niniejszym rozdziale. Uzyskane wyniki częściowo były już przedstawione w [41].

5.1. Wyznaczanie przebiegów przejściowych napięcia wtórnego

Analizie poddano układ PPN przedstawiony na rys.5.1.



Rys.5.1. Układ PPN do analizy bezpośredniego zwarcia na zaciskach

Jest to przekładnik wyposażony w układ tłumiący Z_1 bądź Z_2 , w którym na zaciskach pierwotnych wystąpiło bezpośrednie zwarcie . Przekładnik z układem tłumiącym włączanym jedynie na czas pojawienia się drgań nieliniowych może być do analizy zwarcia na zaciskach pierwotnych zastępowany układem przekładnika bez układu tłumiącego. Wynika to z założenia, że układ tłumiący w takich warunkach nie obciąża przekładnika. Taki przypadek został uwzględniony w trakcie badań. Do chwili zwarcia (t = 0) w obwodzie panował stan ustalony przy zasilaniu znamionowym

$$u|t| = \sqrt{2} U_n \sin(\omega t + \varphi). \qquad (5.1)$$

Zwarcie może wystąpić przy różnych wartościł argumentu φ , rozważy się tylko dwa krańcowe przypadki, tj. zwarcie w zerze $|\varphi = 0\rangle$ oraz w szczycie $|\varphi = \pi/2\rangle$ napięcia pierwotnego. Ze względu na to, że stanom przejściowym przy zwarciu na zaciskach towarzyszą małe wartości strumienia skojarzonego, wykorzysta się w analizie liniową aproksymację charakterystyki magnesowania indukcyjności L_m . Przyjęte zostało, że przekładnik jest obciążony znamionową mocą czynną 150 W. Analizę

przeprowadzono przy różnych układach tłumiących drgania ferrorezonansowe, w zakresie parametrów każdego z nich w których występuje odstrojenie od ustalonych oscylacji podharmonicznych. Parametry układów tłumiących przyjęte zostały jak poprzednio przy analizie szybkości tłumienia drgań nieliniowych (tablica 3).

Przebieg napięcia wtórnego po bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych jest to składowa przejściowa wynikająca z rozładowania energii zmagazynowanej w elementach biernych układu przekładnika. Przebieg ten dla danej struktury przekładnika można wyznaczyć stosując rachunek operatorowy. W tym celu należy wyznaczyć dla poszczególnych elementów biernych warunki początkowe określające ich stany energetyczne. Napięcia na kondensatorach oraz prądy w indukcyjnościach w chwili t = 0 określają odpowiednie warunki początkowe WP₁(S). Dla każdego warunku początkowego WP₁(S) należy wyznaczyć transmintację pr ądowo-napięciową $\underline{Y}_1(S)_1$ określoną jako stosunek składowej prądu obciążenia I₀₁(S) wywołanej danym warunkiem początkowym do tego warunku WP₁(S). Chwilowa wartość napięcia wtórnego wynosi:

$$u_{2}(t) = \sum_{i=1}^{n} \left\{ L^{-1} \left[WP_{i}(s) \cdot Y_{i}(s) \cdot Z_{o}(s) \right] \right\},$$
 (5.2)

przy czym n - liczba warunków początkowych. Wyznaczenie przebiegów u $_2[t]$ dla układu z rys.5.1 przy rozważanych układach tłumiących Z1 i Z21 według (5.2) jest pracochłonne ze względu na wysokie stopnie transmitancji Y (S) . Tak więc analiza na wartościach ogólnych jest niemożliwa. W związku z tym celowe jest użycie do tego maszyny analogowej. Schematy analogowe poszczególnych układów przekładnika przedstawione są w załączniku na rys. Z13 - Z16. Przedstawione są tam również na rys.Z17 - Z34 wybrane przebiegi przejściowe $U_2(t)$ przy poszczególnych układach tłumiących. Kształt uzyskanych przebiegów jest zależny od rodzaju i parametrów zastosowanego układu tłumiącego oraz od momentu zwarcia $| \psi = 0$, $\psi = \pi/2$. Obserwuje się występowanie przebiegów w postaci wykładniczego zanikania ze zmianą polarności oraz przebiegów oscylacyjnych. W związku z różnorodnością tych przebiegów celowe jest przeprowadzenie ich oceny ilościowej.

5.2. Ocena ilościowa przebiegów przejściowych u₂(t) przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych.

Przepisy normalizacyjne wielu krajów stawiają odpowiednie wymagania przebiegom $u_2(t)$ przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych. Polska norma [28] wymaga aby po zwarciu na stronie pierwotnej przekładnika, napięcie wtórne w ciągu $t_1 = 0,02$ s osiągnęło wartość mniejszą od 10% wartości szczytowej w chwili zwarcia. Sprawdzanie zanikania napięcia

- 98 --
wtórnego wymagane jest przy wykonywaniu badań pełnych (typu). Badania należy prowadzić przez zwieranie zacisków od strony zasilania przekładnika przy 25 i 100% znamionowego obciążenia wtórnego. Należy przeprowadzić 10 przypadkowych zwarć albo 2 zwarcią przy wartości szczytowej i przejściu przez zero napięcia pierwotnego.

Dla oceny ilościowej przebiegów przejściowych u₂(t) konieczne jest przyjęcie dla nich odpowiednich kryteriów. W zależności od zastosowanego kryterium oceny można wysnuć różne wnioski odnośnie najkorzystniejszych przebiegów

przejściowych u₂ (t). Z punktu widzenia działania zabezpieczeń elektroenergetycznych istotne jest określenie dla jakich przebiegów groźba nieselektywnego działania nie istnieje. Wszystkie inne kryteria oceny powinny być traktowane jako dodatkowe, porównawcze.

w pracy [42] przedyskutowany został wpływ równoległej rezystancji tłumiącej $R_{2,i}$ stosowanej w rozwiązaniu krajowym przekładnika, na przebiegi przejściowe towarzyszące zwarciu na zaciskach pierwotnych przekładnika. Przeprowadzona tam analiza została oparta o trzy różne kryteria: kryterium całki z kwadratu przebiegu u₂ (t), kryterium całki z wartości bezwzględnej przebiegu u₂ (t) oraz kryterium wartości chwilowej tego przebiegu po czasie 0,02 s od chwili zwarcia. Stosując te kryteria uzyskano różne oceny wpływu wartości rezystancji tłumiącej. Mianowicie stwierdzono, że zmniejszenie tej rezystancji powiększa uchyb wyrażony jako całka z kwadratu napięcia, nie wpływa w istotny sposób na uchyb wyrażony jako całka z wartości bezwzględnej oraz zwiększa lub zmniejsza uchyb wyrażony jako wartość przebiegu dla określonego czasu po zaistnieniu W niniejszej pracy do oceny ilościowej przebiegów przejściowych u₂ t użyte zostały następujące kryteria:

- a/ kryterium czasu t₁ po upływie którego nie będzie przekroczona wartość 0,1 $\sqrt{2}$ U_n,
- b/ kryterium całki z kwadratu przebiegu $u_p(t)$,

o/ kryterium wartości drugiej amplitudy A_2 przebiegu $u_2(t)$. Kryterium a/ wynika z wymagań normy [28], której spełnienie zachodzi jeśli $t_1 < 0.02$ s. W zakresie spełnienia tego warunku obserwuje się znaczną różnorodność przebiegów i w związku z tym przyjęte zostały następne kryteria oceny. Kryterium b/ jest powszechnie stosowane w teorii regulacji do oceny wartości uchybu przejściowego. Z kolei wartość drugiej amplitudy A_2 jest parametrem charakteryzującym przebieg przejściowy / w zakresie w którym wymaganie normy jest spełnione, a w którym

występują znaczne różnice dla poszczególnych przypadków. Zmiana polarności przebiegów przejściowych $u_2(t)$ jest istottna z punktu widzenia działania zabezpieczeń elektroenergetycznych przy zwarciach w punkcie zabezpieczeniowym. Szczegółowa analiza tego zagadnienia przedstawiona zostanie w dalszej części rozdziału.

Wartości t oraz A_2 odczytane zostały z przebiegów uzyskanych w trakcie badań analogowych. Również wartości wskaźnika $\int_{0}^{\infty} u_2^2 (t) dt$ wyznaczone zostały przy użyciu maszyny analogowej. Wartości amplitud A_2 odniesione zostały do znamionowej amplitudy przed zwarciem, natomiast wskaźniki $\int_{0}^{\infty} u_2^2 (t) dt$ do jego wartości za 1 okres przed zwarciem. Wyznaczone parametry przebiegów przejściowych u₂(t) przedstawione są na zakończenie niniejszego rozdziału w tablicy 6,wraz z omówieniem

5.3. Wpływ przebiegów przejściowych napięcia wtórnego PPN na pracę koincydencyjnego komparatora fazy o charakterystyce MHO.

Poprzednio przeprowadzono analizę ilościową przebiegów przejściowych napięcia wtórnego PPN po bezpośrednim zwarciu na zaciskach przekładnika. Obecnie przeanalizowany zostanie wpływ tych przebiegów na pracę koincydencyjnego komparatora fazy o wybranej charakterystyce rozruchowej.

Zastosowanie koincydencyjnych komparatorów fazy do konstrukcji przekaźników zabezpieczeniowych umożliwia uzyskanie bardzo krótkich czasów ich działania, rzędu pół okresu (0,01 s). Wiąże się to jednak ze znaczną ich wrażliwością na stany przejściowe. Stany przejściowe w sygnałach doprowadzonych do komparatorów wynikają ze składowych przejściowych wytwarzanych zarówno w systemie elektroenergetycznym jak i w układach wtórnych. W wyniku zakłóceń w układzie elektroenergetycznym powstałe stany przejściowe mogą spowodować nietrafną ocenę rodzaju i lokalizacji tych zakłóceń.

Do rozważań przyjmuje się komparator fazy dwóch sygnałów elektrycznych S₁, S₂. Schemat blokowy komparatora przedstawia rys.5.2.

101 -

uzyskanych wyników.

1010 -



Rys.5.2. Schemat blokowy komparatora fazy dwóch sygnałów

S1, S2.

Działanie takiego komparatora polega na zamianie sygnałów wejściowych S₁,S₂ na impulsy prostokątne dodatnie dla czasu zgodności znaku tych sygnałów oraz ujemne dla czasu, w którym polarność tych sygnałów jest przeciwna. Z kolei, impulsy te są całkowane na integratorze, przy czym wartość napięcia na jego wyjściu ograniczona jest od dołu poziomem O. Sygnał wyjściowy integratora podawany jest na wejście przerzutnika wyjściowego. Rozpatrzono | komparator dla którego próg zadziałania przerzutnika wyjściowego jest tak dobrany, że jest on osiągany po czasie trwania koincydencji sygnałów wejściowych wynoszącym 1,2 x 0,01 s. Rozważania przeprowadzone zostaną dla komparatora mierzącego impedancję pętli zwarciowej faza--ziemia, zasilanego prądem i napięciem tylko z tego obwodu. Do analizy przyjęty został komparator fazowy o charakterystyce impedancyjno-kierunkowej typu MHO. Taka charakterystyka jest uzyskiwana dla następujących sygnałów wejściowych:

$$\underline{S}_1 = \underline{Z}_m \quad \underline{I}_2 - \underline{U}_2,$$

$$\underline{S}_2 = \underline{U}_2, \qquad (5.3)$$

przy czym i2 - prąd wtórny przekładnika prądowego (PP),

u₂ - napięcie wtórne pojemnościowego przekładnika napięciowego (PPN),

 Z_{m} - impedancja odwzorowująca.

Przyjęte zostało, że impedancja \underline{Z}_m pod względem argumentu dokładnie odwzorowuje impedancję chronionej linii \underline{Z}_1 i wynosi

 $Z_{\rm m} = 0,85 Z_{\rm l}$.

5.3.1. Określenie przebiegów w pętli zwarciowej

Rys.5.3. przedstawia przyjęty do rozważań zastępczy dwumaszynowy schemat systemu elektroenergetycznego. Linia AB chroniona jest przez człon omomierzowy typu MHO zasilany sygnałami S₁,S₂ zgodnie z (5.3). Rozważono bezpośrednie zwarcie w miejscu zainstalowania członu MHO. Analizie poddano zachowanie tego członu jeśli zwarcie pojawiło się poza strefą chronioną czyli od strony szyn zbiorczych.



Rys.5.3. Zastępczy dwumaszynowy schemat systemu.

Bezpośrednie zwarcie w punkcie zabezpieczeniowym charakteryzuje się nagłym zanikiem napięcia na pętli zwarciowej czyli napięcia pierwotnego PPN, a więc

 $u_{1}(t) = 0$.

Jednak w napięciu wtórnym $u_2(t)$ powstają składowe przejściowe wynikające z rozładowania energii zmagazynowanej w elementach biernych przekładnika. Przeprowadzone badania stwierdziły możliwość występowania składowych przejściowych o różnych przebiegach czasowych, zależnie od parametrów układu tłumiącego i momentu zwarcia.

Pomijając prąd obciążenia linii przed zwarciem $(\mathbf{J} = 0)$, przekładnik prądowy transformuje następujący przebieg chwilowy:

$$i_{z1}(t) = \frac{\sqrt{2} u_n}{\left| \frac{Z_{sb} + Z_1}{Z_{sb} + Z_1} \right|} \left[\sin\left(\omega t + \psi - \psi_{s1}\right) - \sin\left(\psi - \psi_{s1}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t}{T_{s1}}\right) \right], (5.4)$$

gdzie

 φ - kąt fazowy charakteryzujący moment zamknięcia obwodu zwarciowego [t = 0],

Y_{sl} - kąt fazowy opóźnienia prądui_{z1} względem napięcia źródłowego U_B,

T_{sl} - stała czasowa zanikania składowej nieokresowej prądu zwarciowego określona następująco:

$$T_{sl} = \frac{L_{sb} + L_l}{R_{sb} + R_l}$$

Tak więc prąd zwarciowy $i_{z1}(t)$ oprócz składowej okresowej zawiera składową nieokresową, której wartość początkowa odniesiona do amplitudy składowej okresowej jest zależna od momentu zwarcia (ψ) oraz wartości stałej czasu T_{s1}. Przebieg wtórny przekładnika prądowego $i_{z2}(t)$ przyjęty został przy założeniu idealnej transformacji, czyli: - 104 -

$$i_{z2}(t) = \mathcal{V}_{i} i_{z1}(t)$$
, (5.5)

przy czym \mathcal{V}_i - przekładnia przekładnika prądowego.

5.3.2. Określenie sygnałów wejściowych członu MHO i ich analiza.

W celu określenie sygnałów wejściowych członu MHO zgodnie z (5.3) należy wyznaczyć przebieg napięcia na impedancji odwzorowującej Z_m. Napięcie to wyraża się zależnością:

$$\mathbf{u}_{\mathrm{m}} = \mathbf{R}_{\mathrm{m}} \quad \mathbf{i}_{\mathbf{Z}2}(t) + \mathbf{L}_{\mathrm{m}} \quad \frac{\mathrm{d} \, \mathbf{i}_{\mathbf{Z}2}(t)}{\mathrm{d} \, t} \quad (5.6)$$

Po wstawieniu do wzoru (5.6) przebiegu prądu $i_{Z2}(t)$ określonego W(5.4) i (5.5) oraz wprowadzeniu stałej czasowej T_m = L_m/R_m uzyskuje się:

$$u_{m}(t) = \sqrt{2} U_{n} v_{i} \frac{|\underline{z}_{m}|}{|\underline{z}_{sb} + \underline{z}_{l}|} \left[\sin(\omega t + \varphi - \varphi_{sl} + \varphi_{m}) + k_{m} \exp(-\frac{t}{T_{sl}}) \right] (5.7)$$

przy czym

$$\begin{split} \Psi_{\rm m} &= \arctan \frac{\omega_{\rm L}}{m_{\rm m}} , \\ {\rm k}_{\rm m} &= \cos \Psi_{\rm m} \cdot \sin \left(\Psi - \Psi_{\rm SI} \right) \left(1 - \frac{{\rm T}_{\rm m}}{{\rm T}_{\rm SI}} \right) . \end{split}$$

Wartość współczynnika k_m charakteryzującego początkową wartość składowej nieokresowej napiącia u_m , odniesionej do amplitudy składowej okresowej zależy od momentu zwarcia (φ) oraz stałych czasu T_m i T_{s1} . Najczęściej wartość cos φ_m jest niewielka i można wtedy przyjmować $k_m = 0$, co oznacza brak składowej nieokresowej w napięciu u

Po wyznaczeniu przebiegów napięć $u_2(t)$, zgodnie z (5.2) lub np. przy użyciu maszyny analogowej, oraz napięcia $u_m(t)$, przedstawionego w (5.7) należy określić przebiegi sygnałów wejściowych członu MHO. Następnie w celu określenia zachowania się analizowanego członu należy wyznaczyć przedziały czasów w których dla sygnałów S1, S2 istnieje koincydencja, a w których antykoincydencja. Taka analiza jest skomplikowana. Możliwa jest przybliżona analiza polegająca na rozpatrywaniu uproszczonych przebiegów S₁ i S₂. Analizując sygnał S₁ stwierdza się, że jego składowa okresowa wynika ze składowej okresowej napięcia u_m. Składowa nieokresowa sygnału S1 jest różnicą składowych nieokresowych w napięciu $u_m(t)$ oraz $u_2(t)$. Sygnał S₂ członu MHO zawiera tylko składową nieokresową wynikającą z przebiegu u₂(t). Przybliżona analiza polega na nieuwzględnianiu w sygnale S, składowej nieokresowej, bowiem w praktyce najczęściej składowa ta może być pominięta. Wiąże się to z przyjęciem $k_m = 0$ oraz pominięciem przebiegu $u_2(t)$ w sygnale S₁ czyli za=. stąpieniem charakterystyki impedancyjno-kierunkowej przez kierunkową, co dla bezpośredniego zwarcia w punkcie przekaźnikowym jest uzasadnione.

105

Do rozważań ilościowych przyjęte zostały następujące parametry systemu i linii:

$$\underline{\underline{Z}}_{sa} = \underline{\underline{Z}}_{sb} = \underline{\underline{Z}}_{s},$$

$$|\underline{\underline{Z}}_{1}| = 10 |\underline{\underline{Z}}_{s}|,$$

$$\underline{\underline{T}}_{s} = \frac{\underline{\underline{L}}_{s}}{\underline{\underline{R}}_{s}} = 0,120 s,$$

$$\underline{\underline{T}}_{1} = \frac{\underline{\underline{L}}_{1}}{\underline{\underline{R}}_{1}} = 0,040 s.$$

(5.8)

Dla takich parametrów zastępczego układu elektroenergetycznego przeprowadzone zostały badania analogowe zachowania się członu MHO, przy bezpośrednim zwarciu w punkcie zabezpieod strony szyn zbiorczych . Badania wykonane zoczeniowym stały dla danych szczegółowych PPN przedstawionych w tablicy 1 oraz przy założeniu, że PPN jest wyposażony w układy tłumiące o parametrach takich jak przy analizie zjawisk ferrorezonansowych (tab'ica 3). . . . Przeprowadzone zostały badania dla zwarć w zerze $| \Psi = 0 \rangle$ oraz w szczycie $| \Psi = \frac{\pi}{2} \rangle$ napięcia pierwotnego PPN. Schemat analogowy dla tych badań przedstawiony jest w załączniku na rys. Z.35. Na rys. Z.36-Z.44. przedstawione są przykładowe przebiegi S₃ na wyjściu integratora całkującego impulsy koincydencji oraz antykoincydencji dla sygnałów S₁ i S₂. Zadziałanie członu MHO występuje przy przekroczeniu przez napięcie na wyjściu tego integratora wartości Uz. Zależnie od parametrów zastosowanego układu tłumiącego i wartości argumentu zadziałanie członu MHO występuje Jub nie. Tak więc możliwe jest pobudzenie członu MHO przy zwarciach od strony szyn zbiorczych.

5.4. Uzyskane wyniki analizy bezpośredniego zwarcia na zaciskach pierwotnych PPN.

Przedstawi się wyniki analizy ilościowej przebiegów przejściowych napięcia wtórnego u₂(t) przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych PPN oraz ocenę wpływu tych przebiegów na pracę członu MHO. Uzyskane wyniki przedstawione są w tablicy 6. Dla zapewnienia szybkiej łącznej oceny poszczególnych możliwości układów tłumiących w tablicy 6 umieszczone zostały również wyniki poprzednich badań (czasy tłumienia drgań ferrorezonansowych).

Tablica 6

Wyniki analizy bezpośredniego zwarcia na zaciskach pierwotnych PPN

Lp.	Układ tłumiący	Èzas tium.	Parametry u (t) przy zwarciu na zaciskach PPN					Warunki działa-		
				14=11/2	nu MHO					
		to	t ₁	A ₂	$\int u_2^2(t) dt$	t ₁	4=0	φ=TT/2		
	er ein förstädaren gib södarjation som ungspult Mitaedanstare	ms	ms	%	gans	ms		8.00		
1	2	3	4	5	6	7	8	9		
1	-	00	0	3,2	0,035	0,5	-			
2	anders generationen gehich feisenen gehich filter inse mit dahnte gehien gehich filter	400	13,5	0,1	0,060	2	+	ginger ginger		
3		200	11,5	0,6	0,044	3	-	-		
4		120	10,5	1,1	0,038	3	+	-		
5	R. , L. , C.	120	9,8	1,8	0,035	2				
6	T. T. T	170	11,0	1,2	0,033	2				
7		150	10,0	1,8	0,032	2	+	+		
8		300	8,6	2,3	0,033	1	+	+		
9		250	13,0	1,0	0,032	11	trus	drest		
10	R	160	15,0	0,4	0,039	1	6750			
11	2	80	13,5	0,1	0,049	2				
12	er - alle siggerer si lang di di er gidgeti bisagere dier	270	18,0	1,0	0,036	1 1		galang .		
13		180	18,0	0,8	0,038	1		-		
14	^R 2, ^L 2	140	20,0	0,5	0,046	1	-	+		
15		230	17.0	1,1	0,034	1	-			
16		180	18.0	0,6	0,039	2	****	-		
17		100	16.5	0.2	0.055	2				
18		140	16,5	0,2.	0,044	2	-	e*s		
19	sanahilangan karangan karangkatik kara bergangkatikan kangantika a	250	19,0	0,9	0,038	11		+		
20		200	20.0	0.7	0.042	1	+	+		
21	R.L.C.	170	22.0	1.1	0.050	4	+	+		
22		260	16.0	0.5	0.038	1		+		
23	2, 2, 2	160	19.0	0.3	0.050	1		+		
24		120	20.0	4.2	0,077	5	+	+		
25		200	39.0	9.0	0.118	11	+	+		
26		80	16.0	0.4	0.050	1		-		
II w a g at parametry dla poszczogólnych układów tłumiacych										

jak w tablicy 3.

5.4.1. Omówienie wyników analizy ilościowej przebiegów przejściowych napięcia wtórnego u₂ (t) przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych PPN.

Na podstawie przeprowadzonych badań analogowych stwierdzone zostały następujące wnioski.

- 1. Przebieg napięcia wtórnego PPN przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach przekładnika zależy od rodzaju i parametrów zastosowanego układu tłumiącego oraz od momentu zwarcia $(\Psi = 0, \Psi = \pi/2).$
- 2. W szerokim zakresie parametrów każdego z analizowanych układów tłumiących zapewnione jest spełnienie wymagania normy $(t_1 < 0,02 \text{ s})$. Niespełnienie tego wymagania przy spełnieniu wymagania na szybkość tłumienia drgań nieliniowych $(t_0 < 0,2 \text{ s})$ obserwuje się bardzo rzadko.
- 3. Biorąc pod uwagę przypadki przebiegów $u_2(t)$, dla których wymaganie normy $t_1 \leq 0,02$ s jest spełnione, obserwuje się wśród nich znaczną różnorodność w ich kształtach. Przy różnych rodzajach i parametrach układów tłumiących możliwe są do uzyskania przebiegi o znacznie różniących się wartościach amplitudy A_2 oraz wskaźnika $\int u_2^2(t) dt$.
- 4. Dla dwuparametrowych układów tłumiących obserwuje się dużą różnorodność w kształtach przebiegów $u_2(t)$ zależnie od wzajemnej relacji między parametrami tych układów. Tak więc te układy wymagają bardzo starannej selekcji parametrów. Przykładowo dla równoległego układu tłumiącego R_2, L_2, C_2 , zapewniającego uzyskanie małych uchybów ustalonych, należy z jednej strony dobrać możliwie optýmalną relację między

parametrami z punktu widzenia szybkości tłumienia drgań nieliniowych, a z drugiej strony uniknąć przypadków, dla których przebiegi u₂(t) charakteryzują się dużymi wartościami czasu t₁, amplitudy A₂ oraz wskaźnika $\int u_2^2(t) dt$.

5. Przy zwarciu w zerze napięcia pierwotnego $(\varphi = 0)$ powstaje składowa przejściowa większych rozmiarów niż przy zwarciu w szczycie $(\varphi = \pi/2)$. Świadczy o tym porównanie czasów t₁, który jest większy przy zwarciu w zerze. Przy zwarciu w szczycie $(\varphi = \pi/2)$ dla większości przypadków t₁ < 3 ms₁ a jedynie w nielicznych przypadkach t₁ > 3 ms, przy czym wartości te są niewielkie w porównaniu z wymaganiem normy t₁ < 20 ms. Również gdyby rozważać czasy ustalenia na poziomie niższym od 10% to czasy te wypadłyby większe przy zwarciu w zerze.

- 6. Analizując przebiegi przejściowe $u_2(t)$ przy bezpośrednim zwarciu w zerze $[\psi = 0]$ można stwierdzić, że:
 - a. większośc przebiegów to wykładnicze zanikanie ze zmianą polarności, przy czym druga amplituda A₂ wynosi około 1% znamionowej amplitudy przed zwarciem.
 - b. przebiegi w postaci zanikających oscylacji niskiej częstotliwości uzyskuje się rzadko. Takie przebiegi otrzymane zostały dla przekładnika bez układu tłumiącego (Lp.1) oraz z równoległym układem R_2, L_2, C_2 (Lp.24,25). Dla tych przypadków obserwuje się występowanie dużych wartości amplitudy A_2 (3,2; 4,2; 9,0%).

- 109 -

- c. Najszybsze tłumienie drgań nielinowych t_0 oraz zanikanie przebiegu u₂(t), charakteryzowane np. czasem t_1 , nie zachodzą dla tych samych parametrów układów tłumiących.
- 5.4.2. Omówienie wyników badaú zachowania się członu MHO przy zwarciu w punkcie zabezpieczeniowym,od strony szyn zbiorczych.

Przeprowadzone badania pozwalają postawić następujące wnioski:

1. Przebiegi przejściowe $u_2(t)$ powstające po zwarciu w punkcie zabezpieczeniowym mogą być przyczyną nieselektywnego zadziałania członu MHO₁ jeśli zwarcie wystąpiło od strony szyn zbriorczych. Zachowanie się członu MHO dla zwarć w zerze $(\Psi = 0)$ oraz w szczycie $(\Psi = \pi/2)$ przedstawione jest w dwóch ostatnich rubrykach tablicy 6. Przypadki dla których wystąpiło zadziałanie analizowanego członu oznaczone są przez (+), natomiast przez (-) przypadki niedziałania. Badania zostały przeprowadzone dla największej czułości możliwej do uzyskania w komparatorach maszyny analogowej (nie mniejszej niż 0,02%).

2. Przyczyną zadziałania członu MHO przy rozważanych zwarciach jest zmiana polarności $S_2 = u_2(t)$ w odpowiednim momencie czasu.

3. Uwzględnienie skończonej czułości komparatora zmieniłoby warunki zadziałania analizowanego członu. Dla przedziałów czasu w którym przebieg u₂(t) zawiera się w strefie nieczułości zastosowanego komparatora formowany byłby impuls antykoincydencji. Korzystne jest, aby impuls antykoincydencji był formowany w jak najdłuższym przedziale czasu. Tak więc błędne zadziałanie członu MHO przy uwzględnieniu jego skończonej czułości na pewno nie wystąpi, jeśli zmiana polarności przebiegu $u_2(t)$ jest taka, że amplituda A_2 jest mniejsza od strefy nieczułości lub tylko niewiele od niej większa. Komparatory współczesnych zabezpieczeń odległościowych i kierunkowych posiadają często czułość napięciową większą niż 0,5%.

4. Z punktu widzenia zabezpieczeń realizowanych w oparciu o czułe komparatory fazowe, korzystny jest przebieg napięcia wtórnego po bezpośrednim zwarciu na zaciskach, w postaci wykładniczego zanikania bez zmiany polarności, lub z taką zmianą by druga amplituda napięcia Λ₂ była możliwie mała.

5. Każdy z analizowanych układów tłumiących drgania nieliniowe pozwola na taki wybór jego parametrów, aby po zwarciu na začiskach uzyskać przebieg u $_2(t)$ ze zmianą polarności o niewielkiej amplitudze (rzędu 0,5%).

6. Obecne wymaganie normy odnośnie czasu ustalenia t_1 dla przebiegu $u_2(t)$ na poziomie 10% dopuszcza istnienie dużej różnorodności w kształtach tych przebiegów. Przebiegi spełniające to wymaganie mogą posiadać amplitudę A_2 rzędu kilku procent. Takie przebiegi mogą być przyczyną nieselektywnych zadziałńń bardzo czułych zabezpieczeń przy zwarciach od strony szyn zbiorczych.

7. W celu wyodrębnienia przebiegów u₂ (t), korzystnych z punktu widzenia selektywności czułych zabezpieczeń, należałoby wprowadzić inne wymagania.Można to uzyskać np. przez uzupelnienie obecnego warunku t₁<0,02 s dodatkowym wymaganiem odpowiednio krótkiego czasu ustalenia na poziomie niższym, np. 1%.

- 111 -

8. W świetle uzyskanych wyników interesującą wydaje się koncepcja realizacji komparatorów o zmniejszanej czułości przy zwarciach poza strefą chronioną [25].

9. Powyższa analiza przeprowadzona została dla komparatora zasilanego prądem i napięciem z pętli zwarciowej faza – ziemia. Uwzględnienie polaryzacji napięciowej z faz zdrowych zmieni w zasadniczy sposób warunki pracy analizowanego członu MHO. Jednak dla zwarć trójfazowych przedstawione wyżej rozważania pozostaną słuszne.

6. STANY PRZEJŚCIOWE W NAPIĘCIU WTÓRNYM PPN PRZY ZWARCIACH NA LINII

Podezas zwarć na linii elektroenergetycznej w napięciu wtórnym PPN powstają przebiegi przejściowe. Są one zależne od momentu zwarcia, parametrów obwodu zwarciowego oraz konstrukcji przekładnika. Przeprowadzono analizę wpływu tych przebiegów przejściowych na pracę członu omomierzowego typu MHO zrealizowanego w oparciu o koincydencyjny komparator fazy. Analizę przeprowadzono z punktu widzenia stosowania w przekładnikach różnych układów tłumiących drgania nieliniowe.

6.1. Określenie przebiegów w pętli zwarciowej

Schemat zastępczy układu elektroenergetycznego, przyjętego do rozważań, przedstawia rys.6.1. Linia AB chroniona jest przez człon MHO zasilany sygnałami S₁, S₂ zgodnie z (5.3). Analizie poddano zachowanie siętego członu przy zwarciu na linii czyli w strefie chronionej.

- 112 -



Rys.6.1. Schemat zastępczy układu elektroenergetycznego Przebieg chwilowy prądu zwarciowego może być zapisany w postaci:

$$\begin{split} \mathbf{i}_{\mathbf{Z1}} &= \frac{\sqrt{2}^{2} \mathbf{U}_{n}}{\left|\frac{\mathbf{Z}_{s} \mathbf{i} \mathbf{Z}_{1z}\right|} \left[\sin\left(\omega t + \boldsymbol{\varphi} - \boldsymbol{\varphi}_{s,1z}\right) - \sin\left(\boldsymbol{\varphi} - \boldsymbol{\varphi}_{s,1z}\right) \exp\left(-\frac{t}{\mathbf{T}_{s,1z}}\right) \right] (6.1) \\ \text{przy czym } \boldsymbol{\varphi} - kąt fazowy charakteryzujący moment zwarcia, \\ \boldsymbol{\varphi}_{s,1z} - kąt fazowy opóźnienia składowej okresowej \\ & \text{prądu } \mathbf{i}_{z1} \text{ względem napięcia źródłowego u,} \\ \mathbf{T}_{s,1z} - stała czasowa zanikania składowej nieokreso- \\ & \text{wej prądu } \mathbf{i}_{z1} \text{ określona następująco:} \\ \mathbf{T}_{s,1z} = \frac{\mathbf{L}_{s}^{*} + \mathbf{L}_{1z}}{\mathbf{R}_{s}^{*} + \mathbf{R}_{1z}} \end{split}$$

Napięcie w punkcie zabezpieczeniowym czyli napięcie transformowane przez PPN wyraża się zależnością:

$$u(t) = R_{1Z} i_{Z1} + L_{1Z} \frac{di_{Z1}}{dt}$$
 (6.2)

Po wstawieniu do wzoru (6.2) wyrażenia na prąd i_{z1} (6.1)

- 113 -

$$u(t) = \sqrt{2} U_{n} n_{z} \left[\sin(\omega t + \varphi + \Delta \varphi) + k_{z} \exp\left(-\frac{t}{T_{s,1z}}\right) \right]$$
(6.3)
przy czym $n_{z} = \frac{\left| \underline{Z}_{1z} \right|}{\left| \underline{Z}_{s} + \underline{Z}_{1z} \right|},$

$$\begin{aligned} & \Psi = \Psi_{1z} - \Psi_{s,1z} , \\ & \Psi_{1z} = \arctan \omega T_{1z} , \\ & T_{1z} = \frac{L_{1z}}{R_{1z}} , \end{aligned}$$

 $k_z = \sin \left(\varphi - \varphi_{s,1z} \right) \cos \varphi_{1z} \left(1 - \frac{T_{1z}}{T_{s,1z}} \right).$

Tak więc napięcie u(t) zawiera składową okresową oraz nieokresową. Składowa okresowa przebiegu u(t) w stosunku do swej wartości przed zwarciem charakteryzuje się obniżoną amplitudą (n_z) oraz przesunięciem fazowym AQ. Obniżenie amplitudy n_z jest zależne od odległości zwarcia na linii, natomiast przesunięcie fazowe AQ jest określone przez różnicę argumentu zwartego odcinka linii φ_{1z} oraz argumentu całej pętli zwarciowej $\varphi_{s,1z}$. W ogólnym przypadku przesunięcie fazowe AQ może zawierać się w przedziałe (-TW2,0). Wartość charakterystyczna AQ = 0 jest osiągana dla przypadku $T_{1z} = T_{s,1z}$. Natomist $\Delta \varphi \simeq -T/2$ występuje przy bliskich zwarciach za pośrednictwem rezystancji przejścia, jeśli $R_s \simeq 0$. Składowa nieokresowa przebiegu u(t) charakteryzowana jest przez względną wartość początkową k_z oraz stałą czasu zani-

kania $T_{s,1z}$. Brak składowej nieokresowej $\left(k_z = 0\right)$ wystąpi jeśli

- 115 -

będzie spełniony co najmniej jeden z warunków:

$$\sin\left(\Psi - \Psi_{s,1z}\right) = 0, \qquad (6.4)$$
$$T_{1z} = T_{s,1z} \cdot$$

Spełnienie pierwszego z tych warunków dla danych parametrów pętli zwarciowej $(\Psi_{s,1z})$ jest zależne od momentu zwarcia charakteryzowanego przez argument Ψ . Dla bliskiego zwarcia przy dużej wartości stałej czasu T_s warunek ten jest spełniony w przybliżeniu dla zwarcia w szczycie $(\Psi = \pi/2)$. Natomiast drugi z tych warunków jest spełniony jeśli argument impedancji zwartego odcinka linii Ψ_{1z} jest równy argumentowi impedancji pętli zwarciowej $\Psi_{s,1z}$. Przy spełnieniu drugiego warunku (6.4) występuje jednocześnie zerowe przesunięcie fazowe $\Delta \Psi$ w składowej okresowej u (t).

6.2. Określenie sygnałów wejściowych członu MHO i ich analiza.

W celu określenia sygnałów S₁ i S₂ zgodnie z (5.3) należy wyznaczyć przebieg napięcia na impedancji odwzorowującej Z_m oraz przebieg napięcia wtórnego PPN – u₂ (t).

Przebieg napięcia na impedancji odwzorowującej Z_{m/}przy założeniu idealnej transformacji przez przekładnik prądowy (5.5)_/ może być zapisany w postaci:

$$\begin{array}{l} u_{m}[t] = \sqrt{2} U_{n} \mathcal{V}_{i} \frac{|\underline{Z}_{m}|}{|\underline{Z}_{s} + \underline{Z}_{lz}|} \left[\sin\left(\omega t + \varphi - \varphi_{s,lz} + \varphi_{m}\right) + k_{m} \exp\left[-\frac{t}{T_{s,lz}}\right] \left[6.5 \right] \right] \\ przy \ czym \ k_{m} = \cos \varphi_{m} \ \sin\left[\varphi - \varphi_{s,lz}\right] \left[1 - \frac{T_{m}}{T_{s,lz}} \right] . \end{array}$$

Względna początkowa wartość składowej nieokresowej k_m zależy od momentu zwarcia $|\psi\rangle$ oraż stałych czasu T_m i $T_{s,lz}$. Najczęściej do rozważań przyjmuje się brak składowej nieokresowej w napięciu u_m(t), czyli k_m = 0.

W celu wyznaczenia przebiegu napięcia $u_2(t)$ należy rozważyć układ PPN o określonym stanie energetycznym (warunki początkowe na elementach biernych przekładnika w chwili zwarcia), na którego zaciskach pierwotnych pojawia się wymuszenie w postaci (6.3). W odpowiedzi przekładnika można wyróżnić następujące składowe:

$$u_2(t) = u_{2a}(t) + u_{2b}(t) + u_{2c}(t)$$
 (6.6)

przy czym u_{2a}(t) - wymuszona składowa okresowa,

 $u_{2b}(t)$ - składowa przejściowa wynikająca ze zmiany znamionowego wymuszenia | przekładnika na wymuszenie w postaci składowej okresowej przebiegu (6.3),

u_{2c} (t) - odpowiedź niepobudzonego przekładnika (zerowe warunki początkowe) na składową nieokresową przebiegu (6.3).

Określenie składowych przejściowych $u_{2b}(t)$ oraz $u_{2e}(t)$ wymaga przeprowadzenia szczegółowej analizy. Składowa $u_{2b}(t)$ wynika z następującej zmiany wymuszenia przekładnika w chwili zwarcia t = 0:

$$u(t) = \begin{cases} \sqrt{2} U_{n} \sin(\omega t + \psi) & dla \ t < 0 \\ \\ n_{z}\sqrt{2} U_{n} \sin(\omega t + \psi + \Delta \psi) dla \ t \ge 0. \end{cases}$$
(6.7)

Stan energetyczny PPN w chwili t = 0 jest określony wartościami poszczególnych warunków początkowych. Warunek początkowy na określonym elemencie można zapisać w postaci:

$$WP_{i}(s) = WP_{im}(s) \sin(\varphi + \varphi_{i})$$
 (6.8)

przy czym WP_{im}(S) – maksymalna wartość danego warunku WP_i(S),

Yi - argument określający wartość danego warunku początkowego.

Brak składowej $u_{2b}(t)$ wystąpiłby w przypadku, jeśli każdy z warunków początkowych w momencie zwarcia byłby następujący:

$$WP_{iz}(S) = n_z WP_{im}(S) \sin(\varphi + \varphi_i + \Delta \varphi). \qquad (6.9)$$

Składowa u_{2b}(t) wynika z istnienia różnic wartości poszczególnych warunków początkowych określonych w (6.8) oraz w (6.9). Składowa ta może być zapisana w postaci:

$$u_{2b}[t] = \left[\int_{i=1}^{1} \left\{ \sum_{i=1}^{n} W_{im}(s) \cdot \sin[\varphi + \varphi_i] \left[1 - n_z \frac{\sin[\varphi + \varphi_i + \Delta \varphi]}{\sin[\varphi + \varphi_i]} \right] Y_i(s) \cdot Z_o(s) \right\} (6.10)$$
przy czym n - liczba warunków początkowych,

$$Y_i(s)$$
 - transmitancje jak w (5.2).

Dla przypadku szczególnego $\Delta \varphi = 0$ można zapisać następujące równanie:

$$u_{2b}[t] = \left[-\frac{1}{\sum_{i=1}^{n} (1 - n_z) WP_{im}(s) \sin[(q + \psi_i) \cdot Y_i(s) Z_o(s)]} \right]. \quad (6.11)$$

Dla przyjętego założenia $\Delta \varphi = 0$ spełniony jest drugi warunek (6.4) i wobec tego stany przejściowe w napięciu wtórnym PPN są spowodowane istnieniem tylko składowej u_{2b}(t). W napięciu 118 .

pierwotnym nie ma wtedy składowej nieokresowej $(k_z = 0)_l$ a przebiegi przejściowe w napięciu wtórnym (składowa u_{2b}(t)) są generowane w obwodzie przekładnika.

Porównując wzory (6.11) i (5.2) można stwierdzić, że składowa $u_{2b}[t]$ może być określona przez przebieg $u_2[t]$ uzyskiwany przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych. Mianowicie przebieg składowej $u_{2b}[t]$ dla zwarcia przy określonym argumencie φ może być wyznaczony przez wymnożenie przez współczynnik (1 - n_z) przebiegu składowej przejściowej $u_2(t)$ uzyskiwanego przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych (dla tego samego argumentu φ). Tak więc stany przejściowe w napięciu wtórnym PPN są przy $\Delta \varphi = 0$ ściśle określone przez przebieg $u_2[t]$ dla bezpośredniego zwarcia na zaciskach przekładnika. Z tego faktu wynika wniosek, że wybór układu tłumiącego drgania nieliniowe i dobór jego parametrów ma istotny wpływ na kształt przebiegów przejściowych w napięciu wtórnym podczas zwarć na linii.

Z kolei przeanalizuje się składową przejściową $u_{2b}(t)$ dla ogólnego przypadku $\Delta \psi \neq 0$. Rozważając zwarcie w zerze $(\psi = 0)$ składowa ta może być zapisana w postaci:

$$u_{2b}[t] = L^{-1} \left\{ \sum_{i=1}^{n} W_{im}[s] \left[sin \psi_{i} - n_{z} sin \left[\psi_{i} + \Delta \psi_{i} \right] \right] Y_{i}[s] Z_{o}[s] \right\}. (6.12)$$

Wyznaczenie przebiegu $u_{2b}(t)$ na podstawie przebiegów $u_2(t)$ uzyskiwanych przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach przekładnika możliwe jest tylko dla pewnych przypadków szczególnych. Tak jest jeśli przy zwarciu dla V = 0, warunki początkowe na poszczególnych elementach biernych przekładnika można podzielić na takie dwie grupy, że jedna grupa warunków $(1 \leq i \leq k)$ jest zerowa a druga $(k + 1 \leq i \leq n)$ osiąga swe maksymalne wartości. Wobec tego argâment ψ_i jest następujący:

$$\Psi_{i} = \begin{cases} 0 & dla \ 1 \leq i \leq k \\ \overline{\mathbb{N}/2} & dla \ k + 1 \leq i \leq n. \end{cases}$$
(6.13)

Dla rozpatrywanego układu PPN (rys.5.1) takie dwie grupy warunków początkowych spełniających z niewielkim odchyleniem (6.13) mogą być wyodrębnione w przypadku rezystancyjnego obciążenia przekładnika oraz jeśli zastosowany jest jeden z następujących układów tłumiących:

a/ szeregowy układ R1, L1, C1,

b/ równoległa rezystancja tłumiąca R2,

c/ równoległy układ R2, L2, C2.

Jeśli spełniony jest warunek (6.13) zależność (6.12) może być zapisana w postaci:

$$u_{2b}(t) = L^{-1} \left\{ \sum_{i=1}^{k} WP_{im}(S) Y_{i}(S) Z_{o}(S) \left(-n_{z} \sin \Delta \varphi\right) \right\} + (6.14)$$
$$+ L^{-1} \left\{ \sum_{i=k+1}^{n} WP_{im}(S) Y_{i}(S) Z_{o}(S) \left(1-n_{z} \cos \Delta \varphi\right) \right\}.$$

Pierwszy składnik prawej strony (6.14) może być wyznaczony przez przemnożenie przez współczynnik $(-n_z \sin \Delta \varphi)$ przebiegu $u_2 \langle t \rangle$ uzyskanego dla bezpośredniego zwarcia na zaciskach przekładnika przy argumencie napięcia pierwotnego $\varphi = \pi / 2$. Bowiem wtedy każdy z warunków $(1 \leq i \leq k)$ osiąga swą maksymalną wartość a przy tym wszystkie pozostałe $\langle k + 1 \leq i \leq n \rangle$ są zerowe. Analogicznie drugi składnik (6.14) można wyznaczyć przez przemnożenie przez współczynnik $\left(1 - n_z \cos \Delta \varphi\right)$ przebiegu $u_2(t)_1$ uzyskanego dla bezpośredniego zwarcia na zaciskach przekładnika przy argumencie $\varphi = 0$. Uwzględniając, że przebiegi $u_2(t)$ dla bezpośredniego zwarcia na zaciskach przekładnika przy $\varphi = \pi/2$ są mniejszych rozmiarów niż przy $\varphi = 0$ oraz, że dla bliskich zwarć wartość n_z jest niewielka pierwszy składnik prawej strony (6.14) może być pominięty. Tak więc składowa $u_{2b}(t)$ dla zwarcia na linii przy argumencie $\varphi = 0$, praktycznie jest wyznaczona przebie-giem $u_2(t)$ bezpośredniego zwarcia na zaciskach przekładnika

Rozważając zwarcie na linii przy $\varphi = \pi/2$, składowa przejściowa u_{2b}(t) w ogólnym przypadku może być zapisana w postaci:

$$u_{2b}(t) = L^{-1} \left\{ \sum_{i=1}^{n} WP_{im}(s) \left[sin \left[\frac{\pi}{2} + \varphi_i \right] - n_z sin \left[\frac{\pi}{2} + \varphi_i + \Delta \varphi \right] \right]^{2} \right\}. \quad (6.15)$$

Jeśli w obwodzie przekładnika można wydzielić takie dwie grupy warunków początkowych, że spełnione są warunki (6.1) wyrażenie (6.15) może być zapisane w postaci:

$$u_{2b}(t) = L^{-1} \left\{ \sum_{i=1}^{k} W_{im}(s) \left[1 - n_{z} \cos \Delta \psi \right] \right\} + L^{-1} \left\{ \sum_{i=k+1}^{n} W_{im}(s) \left[- n_{z} \sin \Delta \psi \right] \right\}.$$
(6.16)

Tak więc przebieg $u_{2b}(t)$, przy zwarciu na linii dla $\varphi = \pi/2$, może być wyznaczony jako suma przebiegu $u_2(t)$ przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach przekładnika w szczycie ($\varphi = \pi/2$) przemnożonego przez współczynnik ($1 - n_z \cos \Delta \varphi$) oraz przebiegu $u_2(t)$ dla bezpośredniego zwarcia w zerze ($\varphi = 0$) przemnożonego - 121 -

przez współczynnik $(-n_z \sin \Delta \varphi)$. Składowa przejściowa u_{2b} (t), podczas bliskich zwarć na linii przy $\Psi = \pi/2$, może być znacząca tylko przy takich parametrach układu tłumiącego, dla których przy zwarciu na zaciskach w szczycie powstają niepomijalne przebiegi u₂ (t).

Na podstawie przeprowadzonej w rozdziale 5 analizy przebiegów u₂(t) przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach przekładnika można stwierdzić, że przy bliskich zwarciach na linii składowa przejściowa u_{2b}(t) jest większych rozmiarów dla zwarcia przy argumencie $\varphi = 0$ niż przy $\varphi = \frac{1}{16}/2$.

Dla przypadku ogólnego $\Delta \psi \neq 0$ należy uwzględnić jeszcze istnienie w napięciu wtórnym przekładnika składowej przejściowej $u_{2c}(t)$. Składowa ta zgodnie z (6.4) nie wystąpi tylko w przypadku jeśli zwarcie na linii wystąpiło przy argumencie $\psi = \psi_{s,1z}$. Dla innych argumentów ψ składową $u_{2c}(t)$ należy wyznaczyć jako odpowiedź przekładnika na wymuszenie w postaci:

$$u(t) = \sqrt{2} U_n n_z k_z \exp\left(-\frac{t}{T_{s,lz}}\right).$$
(6.17)

Wobec tego składowa przejściowa u_{2c}(t) może być wyznaczona z następującego równania:

$$u_{2c}(t) = \sqrt{2} U_{n} n_{z} k_{z} L^{-1} \left\{ \frac{1}{S + \frac{1}{T_{s, 1z}}} K(s) \right\}$$
(6.18)

przy czym K(s) = $\frac{U_2(s)}{U(s)}$ - transmitancja napięciowa PPN.

Ze względu na wysokie stopnie transmitancji K(s), przy poszczególnych analizowanych sposobach tłumienia drgań nieliniowych dalsze rozważania wyrażenia (6.18) na wartościach ogólnych są bardzo utrudnione. Jednak należy zauważyć, że składowa u_{2c}(t) na ogół nie osiąga wielkich wartości, bowiem amplituda składowej aperiodycznej napięcia pierwotnego jest niewielka.

6.3. Analiza ilościowa wpływu przebiegów przejściowych u₂(t) na pracę członu MHO w warunkach zwarciowych ^{*} linii.

Analiza zachowania się członu MHO przeprowadzona została przy następujących warunkach:

- a/ Na chronionej linii AB powstaje bezoporowe zwarcic w zerze $[\mathcal{V} = 0]$ lub w szczycie $[\mathcal{V} = \pi/2]$ napięcia źródłowego. Przyjęte zostało do analizy bliskie zwarcie przy $n_z = 0,05$ $(n_z - współczynnik określający stopień załamania się napię$ cia pierwotnego PPN określony w <math>(6.3). Parametry linii i systemu przyjęte zostały takie same jak przy analizie bezpośredniego zwarcia na zaciskach przekładnika, podane w (5.8).
- b/ Analiza przeprowadzona została z punktu widzenia zastosowania w PPN różnych układów tłumiących drgania nieliniowe. Rodzaje układów tłumiących i ich parametry przyjęte zostały takie same jak w poprzednich analizach (tablicę 3,5,6).
- c/ Analizie poddane zostały czasy zadziałania t_z członu MHO, zasilanego sygnałami S₁ i S₂ zgodnie z (5.3). Przyjęte zostało, że poziom zadziałania U_z dla przerzutnika wyjściowego tego członu jest taki, że sygnał S₃ na wyjściu integratora całkującego impuls koincydencji osiąga tę wartość po czasie 1,2 x 10 ms.

Przebiegi sygnałów S₁, S₂ i S₃ wyznaczone zostały przy użyciu maszyny analogowej. Schemat analogowy do przeprowadzonych

Tablica 7

Zestawienie czasów zadziałania członu MHO przy bliskim zwarciu

na linii
$$\left[n_{z} = 0,05\right]$$

Lp.	Układ tłumiący	Tłumie- nie drgań nieliniow.	Czas zac członu M	lziałania HO — t _z	Parametry u ₂ (t) przy zwarciù na zaciskach PPN						
				$\Psi = 0$		$\psi = \pi / 2.$					
		to	$\psi = 0$	$U = \pi/2$	t ₁	A2	t ₁				
-		MS	ms	ms	ms	%	ms				
1	ence 	00	69	17,5	0	3,2	0,5				
2 3 4 5 6 7 8	R ₁ ,L ₁ ,C ₁	400 200 120 120 170 150 300	34 27 23 23 46 57 30,5	13 12,5 12 12,5 12,5 12	13,5 11,5 10,5 9,8 11,0 10,0 8,6	0,1 0,6 1,1 1,8 1,2 1,8 2,3	2 3 2 2 2 1				
9 10 11	R ₂	250 160 80	55 37,5 33	12,5 13 15	13,0 15,0 13,5	1,0 0,4 0,1	1 1 2				
$ \begin{array}{r} 12 \\ 13 \\ 14 \\ 15 \\ 16 \\ 17 \\ 18 \\ \end{array} $	^R 2, ^L 2	270 180 140 230 180 100 140	48 44 36 50 37,5 33 35	$ \begin{array}{r} 13\\13,5\\14,5\\13\\13,5\\15\\15\\12,5\end{array} $	18,0 18,0 20,0 17,0 18,0 16,5 16,5	1,0 0,8 0,5 1,1 0,6 0,2 0,2	1 1 1 1 2 2				
19 20 21 22 23 24 25 26	R ₂ ,L ₂ ,C ₂	$\begin{array}{c} 250 \\ 200 \\ 170 \\ 260 \\ 160 \\ 120 \\ 200 \\ 80 \end{array}$	44 37,5 36 45 34,5 33,5 36 35,5	15,5 19 20 12,5 22 30,5 38 21	19,0 20,0 22,0 16,0 19,0 20,0 39,0 16,0	0,9 0,7 1,1 0,5 0,3 4,2 9,0 0,4	1 1 4 1 1 5 11 1				
U w a g a: parametry dla poszczególnych układów tłumiących jak w tablicy 3.											

bàdaú przedstawiony jest w załączniku na rys.Z45. Na rys.Z48 – - Z65 przedstawione są wybrane przebiegi z przeprowadzonych badań (dla tych przypadków dla których zamieszczone są na rys. Z17 – Z34 przebiegi przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach

- 123 -

przekładnika). W tablicy 7 zestawione są dla poszczególnych przypadków czasy t_{z_1} oraz dla możliwości latwej łącznej oceny czasy t_0 i parametry przebiegów u $_2(t)$ po bezpośrednim zwarcin na zaciskach PPN.

Na podstawie przeprowadzonych badań oraz rozważań przedstawionych w 6.2 można sformułować następujące wnioski:

1. Przy przyjętych parametrach pętli zwarciowej i założeniu, że prądy i napięcia są transformowane idealnie, sygnały wejściowe członu MHO są praktycznie okresowe. Składowe przejściowe w sygnałach S₁ i S₂ są znikome. Wobec tego na wyjściu integratora sygnał S₃ maleje od zera liniowo z czasem. Poziom S₃ = U_z osiągnięty zostaje po czasie t_z = 12 ms, zarówno dla zwarcia przy $\Psi = 0$ jak i przy $\Psi = \pi/2$. Przebiegi sygnałów S₁,S₂ i S₃ dla takiego przypadku przedstawione są na rys. Z46 i Z47.

2. Uwzględniając rzeczywistą transformację sygnału napięciowego przez PPN obserwuje się wystąpienie składowych przejściowych w sygnałach wejściowych członu MHO. Sygnały S₁ odznaczają się tylko niewielką względną zawartością składowej przejściowej. Fakt ten wynika z tego, że w tym sygnale główną rolę odgrywa składowa okresowa napięcia na impedancji odwzorowującej Z_m . Natomiast sygnały S₂ = u₂(t) charakteryzują się znacznymi składowymi przejściowymi, zróżnicowanymi dla poszczególnych przypadków.

3. Składowa przejściowa sygnału S_2 , która przy przyjętych danych szczegółowych jest generowana w obwodzie przekładnika pojemnościowego posiada istotny wpływ na wartości czasów zadziałania t_z . Zależnie od przebiegu sygnału S_2 , w odpowiednica

. 124 -

chwilach czasowych występuje formowanie impulsów koincydencji bądź antykoincydencji i w efekcie sygnał S $_3$ osiąga poziom U_z dla różnych czasów t_z.

4.Przy przyjętych parametrachpętli zwarciowej składowa przejściowa sygnału $u_2(t)$ jest praktycznie wyznaczona przez składową $u_{2b}(t)_1$ ponieważ składowa aperiodyczna w wymuszeniu przekładnika jest znikoma. Tak więc zależnie od przebiegów $u_{2b}(t)$ uzyskuje się różne warunki pracy członu MHO. Dla przypadków w których składowa $u_{2b}(t)$ utrzymuje się przez długi okres czasu na znacznym poziomie w porównaniu ze składową $u_{2a}(t)$, obserwuje się występowanie długich czasów t_z .

5. W przeprowadzonych badaniach większe czasy t_z uzyskane zostały dla zwarcia przy argumencie $\psi = 0$ niż przy $\psi = \pi/2$. Wyjątek stanowi jedynie przypadek Lp 25 - tablica 7. Dla wielu przypadków zwarcia w szczycie $\left(\psi = \pi/2\right)$ czasy t_z są niewiele większe od 12 ms. Wynika to z faktu, że dla tych przypadków składowe u_{2b}(t) są znikome, bowiem przebiegi u₂(t) przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach PPN w szczycie są również znikome. Jedynie dla kilku przypadków przy równoległym układzie tłumiącym R_2 , L_2 , C_2 dla których przebiegi u₂(t) po bezpośrednim zwarciu na zaciskach PPN nie są pomijalne (rys.Z32 i Z34) obserwuje się wystąpienie większych opóźnień w czasach działania analizowanego członu MHO.

6. Rozpatrując zwarcie na linii przy argumencie $\psi = 0$ uzyskuje się czasy t_z znacznie zróżnicowane $(t_z = 23 - 69 \text{ ms})$. Najdłuższy czas t_z = 69 ms występuje dla przypadku braku układu tłumiącego. Tak znaczne opóźnienie w zadziałaniu członu MHO wynika z tego, że przebieg

125 .

 $u_2(t)$ po bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych PPN, a więc również składowa $u_{2h}(t)$ utrzymuje się na poziomie większym niż 5% przez długi okres czasu. W związku z tym, że n_z = 0,05 sygnał S₂ zmienia swą polarność po raz pierwszy dopiero po czasie t = 54 ms (rys. Z48). Z kolei najkrótsze czasy t_z = 23 ms uzyskuje się dla szeregowego układu tłumiącego R1,L1,C1 (Lp. 4,5). Przebiegi sygnałów S1,S2 i S3 dla przypadku Lp. 4 przedstawione są na rys. Z50. Wystąpienie krótkiego czasu t_z = 23 ms zachodzi wskutek stosunkowo szybkiej zmiany polarności sygnału S₂ (już po czasie t = 13 ms). * 7. Analiza przeprowadzona została dla zwarcia na linii przy $n_z = 0,05$. Dla innych wartości współczynnika n_z warunki działania członu MHO ulegną zmianie. Jeśli zwarcie wystąpiłoby przy większej wartości n_z to zmniejszyłby się udział składowej przejściowej w sygnale S2 i w związku z tym wystąpiłyby sprzyjające warunki do szybszego zadziałania członu MHO. Natomiast w przypadku zwarć bliższych (mniejsza wartość n_z) warunki zadziałania członu MHO uległyby pogorszeniu ze względu na zwiększenie względnej zawartości składowej przejściowej w sygnale $S_2 = u_2(t)$. Rozważając bliższe zwarcie niż analizowane w trakcie badań analogowych najkrótsze czasy zadziałania t_z nie wy-. stapiłyby dla tych samych parametrów co poprzednio [tablica 7]. 4 Wynika to z różnorodności kształtów przebiegów składowej $u_{2b}(t)$. Znaczne opóźnienia są przy tym możliwe dla przypadków w których składowa u_{2h} (t) przed zmianą swojej polarności utrzymuje się długo na poziomie nie pozwalającym na zmianę polarności sygnału S2 dla dalszych zwarć przy takiej składowej u2h [t] sygnał

 S_2 zmieniał polarność szybko). Taki przypadek wystąpi przy szeregowym układzie tłumiącym $R_1L_1C_1$ (Lp. 3,4,5)/kiedy to przebiegi $u_2(t)$ po bezpośrednim zwarciu w zerze na zaciskach PPN są takie, że ich zmiana polarności występuje po długim czasie (około 100 ms - rys.Z19). Tak więc dla przypadków w których przy $n_z = 0,05$ uzyskiwane były najkrótsze czasy t_z możliwe jest wystąpienie znacznych opóźnień przy mniejszych wartościach n_z .

8. Parametry układów tłumiących, przy których przebiegi $u_2(t)$ po bezpośrednim zwarciu na zaciskach PPN posiadają czas 10% ustalenia mniejszy niż wymagany przez normy, nie zawszo zapewniają korzystne warunki dla działania zabezpieczeń w warunkach zwarciowych linii. Wynika to z faktu, że niekiedy przebiegi o bardzo krótkich czasach ustalenia na poziomie 10% będą posiadały dość długie czasy ustalenia na niższym poziomie. M związku z tym celowe byłoby wprowadzenie dodatkowego wymagania na odpowiednio krótki czas ustalenia na poziomie niższym niż 10%, np. na poziomie 1% lub zmniejszenie poziomu dla którego określa się czas ustalenia. Warto zauważyć, że w niektórych krajach, np. w Wielkiej Brytanii stawia się obęcnie wymagania na czas 5% ustalenia [6].

9. Powyższe rozważania zakładały, że komparator mierzy impedancję pętli zwarciowej faza - ziemia, a prąd i napięcie otrzymuje tylko z tego obwodu. Polaryzacja napięciowa z faz zdrowych zmieni radykalnie sytuację. Jednak przeprowadzone wyżej rozważania pozostaną słuszne dla zwarć trójfazowych. 7. WNIOSKI KONCOWE

- Istnienie w obwodzie PFN nieliniowego elementu jakim jest indukcyjny transformator pośredniczący może spowodować wystąpienie ferrorezonansowych oscylacji podharmonicznych. W celu uniknięcia tych oscylacji stosuje się różne układy tłumiące.
 - 2. Właściwie dobrany układ tłumiący powinien równocześnie zapewnić dostatecznie szybkie tłumienie drgań niejiniowych i odpowiednio małe błędy transformacji oraz uzyskiwanie składowych swobodnych, przy bliskich zwarciach, nie pogerszających w znaczący sposób działania układów automatyki zabezpieczeniowej.
 - 3. Przedstawiona metoda analizy ferrorezonansu podharmonicznego umożliwia wyznaczenie warunków na odstrojenie przekładnika od ustalonych oscylacji podharmonicznych. Wymaganą szybkość tłumienia drgań nieliniowych osiąga się przy parametrach układu tłumiącego spełniających ten warunek z odpowiednim zapasem. Dla każdego układu tłumiącego istnieje zbiór parametrów zapewniających dostatecznie szybkie tłumienie drgań nieliniowych.
 - 4. Wprowadzenie układu tłumiącego do obwodu przekładnika wpływa na wartości błędów kątowych i napięciowych przy wahaniach częstot'iwości. Dla przekładników, którym stawia się wysokie wymagania pod względem dokładności, dobór układu tłumiącego powinien być prowadzony z uwzględnieniem minimalizacji błędów.
 - 5. Zależnie od parametrów i rodzaju układu tłumiącego uzyskuje się różne przebiegi napięcia wtórnego przekładnika przy

bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych. W przekładnikach spełniających wymaganie normy krajowej obserwuje się dużą różnorodność przebiegów przejściowych.

- 6. Zmiana polarności napięcia wtórnego PPN, po zwarciu na zaciskach, jest istotna z punktu widzenia selektywności czułych zabezpieczeń odległościowych i kierunkowych. Może ona być przyczyną błędnych zadziałań zabezpieczeń przy zwarciach pojawiających się od strony szyn zbiorczych. Korzystne są przebiegi o takiej zmianie polarności, że druga amplituda napięcia jest mniejsza lub tylko niewiele większa od strefy nieczułości zastosowanych komparatorów. Obecne wymaganie normy krajowej nie zmusza do takiego konstruowania przekładników, by ten korzystny przebieg napięcia wtórnego był regułą.
- 7. Podczas zwarć na Jinii w napięciu wtórnym PPN pojawiają się składowe przejściowe, generowane zarówno w pętli zwarciowej jak i w obwodzie przekładnika. Składowe przejściowe generowane w obwodzie przekładnika są ściśle powiązane z przebiegami napięcia wtórnego występującymi przy zwarciach na zaciskach. Rodzaj układu tłumiącego i jego parametry mają znaczny wpływ na przebieg tych składowych, a zatem wpływają na poprawność działania zabezpieczeń przy zwarciach na chronionych Jinisch.
- 8. Wymaganie normy krajowej, określające dopuszczalny czas 10% ustalenia napięcia wtórnego PPN przy zwarciu na zazaciskach, nie jest wystarczające z punktu widzenia dziełania szybkich zabezpieczeń. Możliwe są przypadki dla których czas ten jest krótki, podczas gdy już np. 5% czas ustalenia jest bardzo długi. W związku z tym mogą wystąpić

znaczne opóźnienia w działaniu zabezpieczeń przy bliskich zwarciach na linii. Celowe jest więc wprowadzenie do normy na przekładniki zabezpieczeniowe wymagania odpowiednio krótkiego czasu ustalenia na poziomie niższym od 10%.
9. Przy optymalizacji układu tłumiącego należy uwzględnić to, że parametry tego układu przy których zachodzi najszybsze zanikanie przebiegów przejściowych, przy zwarciu na zaciskach, różnią się od parametrów przy których występuje najszybsze tłumienie drgań nieliniowych.

LITERATURA

- [1] Ashok Kumar B.S., Tripathi A.K., Parthasarathy K., Kothari G.C., Approach to the problem of ferroresonance in e.h.v.* Proc. ILE nr 6, 1972.
- [2] Batistelii L., Mangoni V., Gertsch G.A., Influence of saturation on transient phenomena of capacitor voltage transformes. Micafil News, MN 35/7, 1974.
- Bekasiak W., Zakłócenia w pracy przekładników napięciowych w sieci z izolowanym punktem zerowym. Energetyka, nr 7,1973.
- [4] Bogucki A., Pilch Z., Winkler W., Korponay N., Die Ubertragung von hoch frequenten Schwingungen durch Spannungswandler. Bulletin das Schweiz. Elektrot. Vereins, nr 12, 1971.
- [5] British Standard 3938 : 1965, Specification for current transformers.
- [6] British Standard 3941 : 1965, Specification for voltage transformers.
- [7] Cunningham W. I., Analiza układów nieliniowych. WNT, Warszawa, 1962.
- [8] Dominko S., Lyskanowski J., Stefankiewicz Z., Przekaźniki* elektroenergetyczne. WNT, Warszawa, 1973.
- [9] Gertsch G.A., Antolic F., Cygax F., Capacitor voltage transformers and protective relays. Raport CIGRE, nr 31-14,1968.
- [10] Goliński J., Makowski Z., Przekładniki napięciowe pojemnosciowe. Przegląd Elektrotechniczny, nr 2,1962.
- [11] Goliński J., Makowski Z., Zjawiska rezonansowe w przekładnikach napięciowych pojemnościowych. Przegląd elektrotechniczny, pr 3,1962.
- [12] Gougeui7 J.C., Comportement des reducteurs de tension en regime transitoire. Revue Generale de L'Electricite, nr 6, 1966.

- Hayashi Ch., Drgania nieliniowe w układach fizycznych.
 WNT, Warszawa, 1968.
- Holder F.E., Instrument transformers and transducers Rapporteur's report on session 7. International Conference on Developments in Power System Protection, London 1975.

132 -

- [15] Hughes M.A., Distance relay performance as affected by capacitor voltage transformers. Power Record, December, 1974.
 [16] Iżykowski J., Wiszniewski A., Tłumienie drgań nieliniowych w pojemnościowych przekładnikach napięciowych. Przegląd liektrotechniczny, nr 1, 1974.
- Jakub J.A., Primienienije jomkostnych transformatorow w wysokowoltnych ustanowkach. Elektriczieskije Stancji, nr 9,1000.
 [18] Kogan B.J., Elektroniczne maszyny analogowe i ich zastosowanie do regulacji automatycznej. WNT, Warszawa, 1966.
- [19] Kothari G.C., Ashok Kumar B.S., Parthasarathy K., Khincha H.P., Analysis of ferro-oscilations in power systems. Proc. IEE, nr 7, 1974.
- [20] Kowalewski L., Łabus Nawrat K., Zaguła R., Niektóre zagadnienia związane z tłumieniem stanów nieustalonych w przekładnikach napięciowych pojemnościowych. Przegląd Elektrotechniczny, nr 10, 1971.
- [21] Kunckel K.H., Das stationare Betriebsverhalten kapazitiver Spannungswandler in Resonanzehaltung. Wiss. Z. Techn. Univers. Dresden, 24/H. 1, 1975.
- [22] Kunckel K.H., Maschinelle Berechung der Stabilitat Subharmonischer Schwingungen eines nichtlinearen Resonanzkreises. Wissenschaftliche Konferenz, Donnerstag, 1973.
- [23] Lidwin A., Trojak J., Bekker J., Radecki, J., Zabezpieczenia i ochrony przekaźnikowe w układach elektroenergetycznych PWT, Warszawa, 1959.

- Magdziarz A., Murari M.S., Analiza zjawisk występujecych w kondensatorowych przekładnikach napięciowych oraz ich wpływ na działanie komparatora amplitudy wybranej konstrukcji stosowanej w zabezpieczeniach odległościowych. Lozprawa
 doktorska, Warszawa, 1974.
- [25] Michalik M., Zastosowanie wzmacniacza operacyjnego w akładach automatyki zabezpieczeniowej. Rozprawa doktorska, Wrocław, 1975.
- [26] Mosiewicz J., Analiza zagadnienia tłumienia stanów przejściowych w przekładnikach napięciowych pojemnościowych. Rozprawa doktorska, Łódź, 1976.
- [27] Nowaczyk H., Kurczewski A., Kryteria oceny i wyniki badak eksploatacyjnych przekładników napięciowych pojemnościowoindukcyjnych. Przegląd Elektrotechniczny, nr 10, 1971.
- [28] Polska Norma, PN-71 E-06551. Przekładniki napięciowe, Ogolne wymagania i badania.
- [29] Riudenberg R., Pieriechodnyje procesy w elektrocniergieticzieskich sistiemach. 1955.
- [30] Sirotinskij W.J., Tiechnika wysokich napriażenij, cz. 111 Gosenergoizdat, 1959.
- [31] Sokalski K., Przekładniki napięciowe. PWT, Warszawa, 1956.

[32] Starczakow W., Przekładniki. PWT, Warszawa, 1959.

- [33] Sweetana A., A new metering accuracy capacitive potential device. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, nr 5,1966.
- [34] Sweetana A., Transient response characteristics of capacitive potential devices. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol 98, 1971.
- [35] Swift G.W., An analitical approach to ferroresonace. In Trans.on Power Apparatus and Systems, nr 1, 1969.
- [36] West J.C., Douce J.L., Livesley R.K., The dual input describing function and its use in the analysis of non - linear feed - back systems. Proc. IEE, vol 103 B, 1956.
- [37] Winkler W., Przenoszenie sygnału napięciowego przez pojennościowe przekładniki napięciowe w warunkach zwarciowych linii najwyższych napięć. Rozprawa doktorska, Gliwice, 1969.
- [38] Winkler W., Wpływ procesów przejściowych na dzialanie zabezpieczeń elektroenergetycznych z komparatorami amplitudy.
 Praca habilitacyjna, Gliwice, 1973.
- [39] Wiszniewski A., Drgania nieliniowe w obwodach R, L, C. Archiwum Elektrotechniki, nr 4, 1969.
- [40] Wiszniewski A., Dynamika komparatorów stosowanych w zabezpicczeniach elektroenergetycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Szczecińskiej, Elektryka nr. 16, 1973.
- [41] Wiszniewski A., Iżykowski J., Influence of ferroresonance supression circuits upon the transient response of capacityve voltage transformers. International Conference on Developments in Power System Protection, London, 1975.
- [42] Wiszniewski A., Wpływ obciążenia na dynamikę pojemnościowych przekładników napięciowych. Przegląd Elektrotechniczny, nr 12, 1973.
- [43] Wright I.A., Morsztyn K., Subharmonic oscilations in power systems - theory and practice. IEEE Trans., PAS - 89, 1970.
- [44] Żydanowicz J., Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa. WNT, Warszawa, 1967.
- [45] Żydanowicz J., Wpływ składowej nieokresowej prądu zwarciowego na działanie komparatorów fazowych koincydencyjnych przeznaozonych dla zabezpieczeń odległościowych. Materiały konferncyjne: Aktualne zagadnienia w technice zabezpieczeń, wrosław, 1967.

ODBIORCY

- 1. Promotor
- 2. Recenzenci
- 3. Redaktor Naczelny Prac Naukowych Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej

ezz.

3

1

1

-

- 4. Biblioteka Główna Politechniki Wrocławskiej
- 5. Archiwum Instytutu Energoelektryki

Politechniki Wrocławskiej

	DJ HIDDE CARD DIOW						
	621.314.22	2.8 przekła napięci	ndniki Lowe	76:	Inst. En	erg. Pyr	
	Dyscyplina naukowa:				MNSzWiT		
•••	Elektrotech getyka	inika i elek	ctroener-		aritest generation	an saidh i	
	• Specjal	ność:	1	· · · · ·			
• •	Automatyka	elektroener	rgetyczna	R ·	I-8		
	Autor:	Iżykowski J	Jan	e cicero	15 stani	1 shows it	
		in a company	les adamentes	-	ing white		
T	Tytul pracy:	Współpraca	pojemności	owych pr	zekładni	.ków	
	napięciowych z szybkimi zabezpieczeniami						
		elektroener	getycznymi				
		and the second sec					
	131	31 tobi 7	7	ner bibl	45		
	ss. <u>134</u> rys.	31 tabl. 7	7 wykr	poz. bibl	liogr. <u>45</u>		
	ss. <u>134</u> rys. (w przypadku prac	3.1 tabl. 7 y opublikowanej p	wykr	ibliograficzny	liogr. <u>45</u> publikacji).		
	ss. <u>134</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra	31 tabl. 7 y opublikowanej p icy w Urzędzie Pat	wykr. — bodać pelny opis b tentowym PRL:	ibliograficzny	liogr. <u>45</u> publikacji).		
	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pał	wykr podać pelny opis b tentowym PRL:	ibliograficzny	liogr. <u>45</u> publikacji).		
	ss. <u>134</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra	31 tabl. 7 y opublikowanej p icy w Urzędzie Pat	wykr	ibliograficzny	liogr. 45 publikacji).		
	ss. <u>13.4</u> rys (w przypadku prac Data zgłoszenia pra	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat	wykr podać pełny opis b tentowym PRL: 	poz. bibl ibliograficzny wum	liogr. 45 publikacji). APW		
	ss. <u>13.4</u> rys (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254	poz. bibl ibliograficzny vum	liogr. 45 publikacji). APW tak		
	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia	wykr bodać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska, sto	wum	nogr. 45 publikacji). APW tak		
	ss. <u>134</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy:	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska, sto	vum	nogr. 45 publikacji). APW tak	 CINTE tal	
-	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.75	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska, sto	wum	niogr. 45 publikacji). APW tak	 CINTE tak	
	ss. <u>134</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pi Data zakończenia p	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.75 zwisko imie):	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska,sto Prof. dr ha	vum	APW tak	CINTE tak	
	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.76 zwisko, imię): tosowane w praki	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska,sto Prof. dr ha	vum osowana ab. inż.	APW tak	CINTE tak	
	ss. <u>134</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pi Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.75 zwisko, imię): tosowane w prakt do przekazania – 1	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska,sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prze komu; stanowią po	poz. bibl ibliograficzny wum DSOWANA ab. inż. ekazane do z odstawę do dz	nogr. 45 publikacji). APW tak Andrzej astosowania - alszych badań	CINTE tak Wisznie	
	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c jeśli praca była zar	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia r ozprawa do racy: 03.73 racy: 05.75 zwisko, imię): tosowane w prakt do przekazania – 1 nówiona, podać prz	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska,sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prze komu; stanowią po zez kogo):	poz. bibl ibliograficzny wum DSOWADA ab. inż. ekazane do z odstawę do da	APW tak Andrzej astosowania - alszych badań	CINTE tak Wisznie	
	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pi Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c jeśli praca była zar	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.75 zwisko, imię): tosowane w prakt to przekazania – 1 nówiona, podać prz	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska,sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prze komu; stanowią po zez kogo):	poz. bibl ibliograficzny wum DSOWANA ab. inż. ekazane do z odstawę do da	liogr. 45 publikacji). APW tak Andrzej astosowania - alszych badań		
	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c jeśli praca była zar	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.76 zwisko, imię): tosowane w prakt do przekazania – 1 nówiona, podać prz	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska, sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prze komu; stanowią po zez kogo):	poz. bibl ibliograficzny wum DSOWADA ab. inż. ekazane do z odstawę do da	niogr. 45 publikacji). APW tak Andrzej astosowania - alszych badań	CINTE tak Wisznie	
••	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c jeśli praca była zar	31 tabl. 7 y opublikowanej p ney w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.75 zwisko, imię): tosowane w prakt lo przekazania – 1 nówiona, podać prz	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 Oktorska,sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prze komu; stanowią po zez kogo):	poz. bibl ibliograficzny wum DSOWADA ab. inż. ekazane do z odstawę do da	liogr. 45 publikacji). APW tak Andrzej astosowania - alszych badań		
	ss. <u>134</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c jeśli praca była zar	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.76 zwisko, imię): tosowane w prakt lo przekazania – 1 nówiona, podać prz na odwrocie analiza	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska, sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prze komu; stanowią po zez kogo):	poz. bibl ibliograficzny wum DSOWADA ab. inż. ekazane do z odstawę do do pionowy)	liogr. 45 publikacji). APW tak Andrzej astosowania - alszych badań	CINTE tak Wisznie	
	ss. <u>13.4</u> rys. (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c jeśli praca była zar	31 tabl. 7 y opublikowanej p ncy w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.76 zwisko, imię): tosowane w prakt do przekazania – 1 nówiona, podać prz na odwrocie analiza	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska,sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prza komu; stanowią po zez kogo):	poz, bibl ibliograficzny wum DSOWANA ab. inż. ekazane do z odstawę do da pionowy) <i>Real</i>	hiogr. 45 publikacji). APW tak Andrzej astosowania - alszych badań		
	ss. <u>13.4</u> rys (w przypadku prac Data zgłoszenia pra Nr tematu Rodzaj pracy: Data rozpoczęcia pr Data zakończenia p Promotor (tytuł, na Wyniki badań (zas komu; nadają się c jeśli praca była zar	31 tabl. 7 y opublikowanej p ney w Urzędzie Pat Nr zlecenia rozprawa do racy: 03.73 racy: 05.75 zwisko, imię): tosowane w prakt lo przekazania – 1 nówiona, podać prz	wykr podać pelny opis b tentowym PRL: Nr archiv I-8/k/254 oktorska, sto Prof. dr ha tyce - gdzie; prze komu; stanowią po zez kogo):	poz. bibl ibliograficzny wum DS OW a fia ab. inż. ekazane do z odstawę do da pionowy) <i>Re J</i>	liogr. 45 publikacji). APW tak Andrzej astosowania - alszych badań		

Nazwa modelu (prototypu) urządzenia: ..

Główne parametry techniczne: ...

W pracy przedstawiona została analiza możliwości kształtowania własności pojemnościowych przekładników napięciowych przez dobór układu tłumiącego drgania nieliniowe.

Analizie poddano zjawiska ferrorezonansowe, dokładność transformacji w stanie ustalonym oraz stany przejściowe w warunkach zwarciowych.

Wykazano, że rodzaj i parametry układu tłumiącego posiadają istotny wpływ na własności przekładników 'zarówno w stanach ustalonych jak i przejściowych, a zatem na pracę zabezpieczeń elektroenergetycznych współpracujących z przekładnikami.

(miejsce na fotografię)

słowa kluczowe:

pojemnościowy przekładnik napięciowy, stany przejściowe, zabezpieczenia elektroenergetyczne

INSTYTUT ENERGOELEKTRYKI POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Komunikat nr 255

na prawach rękopisu

WSPOŁPRACA POJEMNOŚCIOWYCH PRZE-KŁADNIKÓW NAPIĘCIOWYCH Z SZYBKIMI ZABEZPIECZENIAMI ELEKTROENERGETY-CZNYMI – ZAŁĄCZNIK

Jan Iżykowski

Słowa kluczowe: pojemnościowy przekładnik napięciowy, stany przejściowe, zabezpieczenia elektroenergetyczne

WROCLAW 1976

VN 3289



Mgr inż. Jan Iżykowski Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej 50-377 Wrocław, pl.Grunwaldzki 13

Rozprawa doktorska

przedstawiona do oceny Radzie Naukowo-Dydaktycznej Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej

Promotor: Prof. dr hab. inż. Andrzej Wiszniewski

Komunikat wpłynął 25.V.1976r.



STRESZCZENIE

Niniejsze opracowanie stanowi załącznik do pracy: Współpraca pojemnościowych przekładników napięciowych z szybkimi zabezpieczeniami elektroenergetycznymi (Komunikat nr 254). Zawiera schematy analogowe układów do badań stanów przejściowych w przekładnikach pojemnościowych oraz wybrane, charakterystyczne przebiegi przejściowe. Badania dotyczą zjawiska ferrorezonansu oraz przebiegów przejściowych przy zwarciach na zaciskach pierwotnych przekładnika i na linii.

SPIS TRESCI

		str.	
Z1. Metodyka ba	adań analogowych	• 1	
Z2. Oscylogramy	y przebiegów przejściowych	2	
Rys. Z1- Z4.	Schematy analogowe PPN z różnymi ukła-		
	dami tłumiącymi do badania szybkości		
	tłumienia drgań nieliniowych	4-7	
Rys. 25- 212.	Przebiegi charakteryzujące własności	1	
	zjawiska ferrorezonansu w PPN	8-15	
Rys. Z13- Z16.	Schematy analogowe PPN z różnymi ukła-		që.
1	dami tłumiącymi do wyznaczania przebie-		
	gów u ₂ (t)przy zwarciu na zaciskach		
	pierwotnych	16-19	1
Rys. Z17- Z34.	Przebiegi napięcia wtórnego u2 (t) przy		
	zwarciu na zaciskach przekładnika	20-37	
Rys. Z35.	Schemat analogowy do badania zachowania		
	się członu MHO przy zwarciach od stro-		
	ny szyn zbiorczych	38	
Rys. Z36- Z44.	Przebiegisygnału S3 na wyjściu integra-		
	tora członu MHO przy zwarciu od strony		ň
	szyn zbiorczych	39-47	
Rys. 245.	Schemat analogowy do badania zachowa-		
	nia się członu MHO przy zwarciu na		
	7inii	48	
Rys. Z46- Z65.	Przebiegi sygnałów S1,S2,S3 dla zwar-		
	cia na linii	49-68	- Yar

tr

1.

Z1. METODYKA BADAN ANALOGOWYCH

Przedstawiono schematy analogowe układów do badania stanów nieustalonych w.PPN oraz proces skalowania zmiennych. W schematach analogowych użyte będą symbole przedstawione w tablicy Z1.

Tablica Z1



Różne bloki operacyjne

Nastawy potencjometrów na schematsch analogowych odpowiadają nastawom przed skalowaniem. Dla wszystkich przypadków został przyjęty współczynnik skali czasu $\mathcal{A}_t = \mathcal{W} = 314$. Zmiana skali czasu uwzględniona została w nastawach odpowiednich potend cjometrów i wzmocnieniach poszczególnych wejść wzmacniac¹zy.

Przy skalowaniu amplitudowym schematów z rys. Z1 - Z4 (nieliniowe układy PPN) w pierwszej kolejności przyjęte zostało, że na wyjściach poszcrególnych wzmacniaczy należy wytworzyć sygnały równe sygnałom ze schematów nieprzeskalowanych amplitudowo, przemnożonym przez współczynnik \mathcal{L}_a . Uzyskuje się to przez przemnożenie nastaw potencjometrów 4 i 10 odpowiednio przez \mathcal{L}_a oraz $1/\sqrt[3]{\mathcal{L}_a}^2$. Współczynnik skali amplitudy \mathcal{L}_a został tak wyznaczony, aby dla przekładnika zasilanego napięciem u = 2 u_n przed przerwaniem zwarcia, sygnały na wyjściach integratorów 4 nie przekraczały [±] JM. Tak więc przyjęte zostało, że:

$$\mathcal{O}_{a} = \frac{JM}{2\sqrt{2}} \frac{n}{U_{n}}$$

Przesterowania na niektórych wzmacniaczach usunięte zostały przez zmianę wzmocnień tych elementów ale oczywiście bez zmiany wzmocnienia w ramach danej pętli.

Przy skalowaniu amplitudowym schematów z rys. Z13 - Z16 [liniowe układy PPN] współczynnik skali amplitudy \mathcal{A}_a uwzględniony w został w nastawach potencjometrów 4. Jako punkt wyjściowy do wyznaczenia \mathcal{A}_a przyjęty został stan obwodu PPN przy zasilaniu u=u_n.

Z2. OSCYLOGRAMY PRZEBIEGOW PRZEJŚCIOWYCH

Przedstawiono wybrane, charakterystyczne przebiegi z przeprowadzonych badań analogowych. Układ oraz parametry przekładnika dla poszczególnych przypadków są określone w tytułach rysunków

przez numer tablicy i liczbę porządkową. Tablice zawierające parametry układów oraz wyniki badań są przedstawione w pracy: Współpraca pojemnościowych przekładników napięciowych z szybkimi zabezpieczeniami elektroenergetycznymi (Komunikat nr 254).

Tablica Z2

Parametry układu z rys. Z1 do badań charakterystycznych własności zjawiska ferrorezonansu w PPN

Lp.	Rys.	$k = U/U_n$	R ₂ /WL						
1*/	Z5,Z6	1	\sim						
2	Z7,Z8	1	5						
3	Z9	· 1	25						
4 ^{%%/}	Z10	1	25						
5	Z11	1	35						
6	Z12	0,5	35						
*/ - przekładnik bez układu tłumiącego									
**/ - przerwanie zwarcia na zaciskach									
wtórnych przez rezystancję $R_z=0,2\omega L$									

Badania własności zjawiska ferrorezonansu przeprowadzono wg rys. Z1 (parametry podane w tablicy Z2).



Rys.Z1. Schemat analogowy PPN z równoległym układem tłumiącym R₂ do badania szybkości tłumienia drgań nieliniowych E



Rys.Z2. Schemat analogowy PPN z równoległym układem tłumiącym R₂,L₂ do badańia szybkości tłumienia drgań nieliniowych

ġ.



Rys.Z3. Schemat analogowy PPN z równoległym układem tłumiącym R₂,L₂,C₂ do badania szybkości tłumienia drgań nieliniowych



Rys.Z4. Schemat analogowy PPN z szeregowym układem tłumiącym R₁,L₁,C₁ do badania szybkości tłumienia drgań nieliniowych







Rys.Z7. Przebieg strumienia skojarzonego $\psi(t)$ - tablica Z2, Lp2













ug(t) przy zwarciu na zaciskach



Rys.Z14. Schemat analogowy PPN z równoległym układem tłumiącym R₂, L₂ do wyznaczania przebiegów u₂(t) przy zwarciu na zaciskach



Rys.Z15. Schemat analogowy PPN z równoległym układem tłumiącym R₂, L₂, C₂ do wyznaczania przebiegów u₂(t) przy zwarciu na zaciskach



Rys.Z16. Schemat analogowy PPN z szeregowym układem tłumiącym R₁, L₁, C₁ do wyznaczania przebiegów $u_2(t)$ przy zwarciu na zaciskach



Rys.Z17. Przebieg napięcia wtórnego PPN przy bezpośrednim zwarciu na zaciskach pierwotnych - tablica 6, Lp. 1, ψ = 0







Rys.Z20. Zwarcie na zaciskach PPN - tablica, Lp. 4, $\psi = \pi/2$







Rys.Z23. Zwarcie na zaciskach PPN - tablica 6, Lp. 10, $\Psi = 0$
























Rys.235. Schemat analogowy do badania zachowania się członu MHO przy zwarciu od strony szyn zbiorczych



· ····





Rys.Z38. Zwarcie od strony szyn zbiorczych - tablica 6, Lp. 7





Rys.Z40. Zwarcie od strony szyn zbiorczych - tablica 6, Lp. 11



and the



Rys.Z42. Zwarcie od strony szyn zbiorczych - tablica 6, Lp. 18



Rys.Z43. Zwarcie od strony szyn zbiorczych - tablica 6, Lp. 20



R





potencjometr	1	2	3	4	5	6	7	8	9
nastawa	ω cos φ	sinφ	ω²	<u>√2 U_n JM</u>	$\frac{R_{sa} + R_{lz}}{L_{sa} + L_{lz}}$	$\frac{L_{lz}}{L_{sa}+L_{lz}}$	$\frac{R_{lz}}{L_{sa}+L_{Lz}}$	$\frac{R_m}{L_{sa} + L_{lz}}$	Lm L _{sa} +L _{lz}

Rys.Z45. Schemat analogowy do badania zachowania się członu MHO przy zwarciu na linii

譅



Rys.Z46. Przebiegi sygnałów S_1, S_2, S_3 dla zwarcia na linii przy idealnej transformacji przekładników ($\psi = 0$)



Rys.Z47. Przebiegi sygnałów S₁,S₂,S₃ dla zwarcia na linii przy idealnej transformacji przekładników ($\psi = \pi / 2$)



Rys.Z48. Przebiegi sygnałów S_1, S_2, S_3 dla zwarcia na linii - tablica 7, Lp.1, $\psi = 0$



Rys.Z49. Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 1, $\psi = \pi /2$

- 52 -



- 53-







Rys.Z53. Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 7, $\psi = \pi/2$





Rys.Z55. Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 10, $\Psi = \pi / 2$



Rys.Z56. Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 11, $\Psi = 0$



Rys.Z57, Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 11, $\Psi = \pi/2$










Rys.Z62. Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 20, $\psi = 0$.



Rys.Z63. Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 20, $\psi = \pi/2$





Rys.Z65. Zwarcie na linii - tablica 7, Lp. 24, $\Psi = \pi/2$

ODBIORCY

1. Promotor

2. Recenzenci

3. Redaktor Naczelny Prac Naukowych Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej egz.

1

3

1

- 4. Biblioteka Główna Politechniki Wrocławskiej
- 5. Archiwum Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej

Symbol UKD Słowny odpowiednik symbolu UKD: 621.314.222.8 przekładniki napięciowe Dyscyplina naukowa: Elektrotechniką i elektro- : energetyką		Symbol identyfikacji pracy: 76:Inst. Energ. PWr MNSzWiT		
Specj	alność:		·	
Automatyka	elektroenergetyczna	R	I -	8
Autor:	Iżykowski Jan			
	e ter treener Se the Silvi	ur – 291.	4C SULTE	•
ss. <u>68</u> rys. (w przypadku pra Data zgłoszenia p	65 tabl. 2 wykr. acy opublikowanej podać pełny opis racy w Urzędzie Patentowym PRL:	bibliograficzr	bliogr	
(w przypadku prz Data zgłoszenia p Nr tematu	65 tabl. 2 wykr. acy opublikowanej podać pełny opis racy w Urzędzie Patentowym PRL: Nr zlecenia Nr arci	bibliograficzr	APW	CINTE
Nr tematu	65 tabl. 2 wykr. acy opublikowanej podać pełny opis racy w Urzędzie Patentowym PRL: Nr zlecenia Nr arc - I -8/K/29	bibliograficzr	APW tek	CINTE tək
Nr tematu Nr tematu Rodzaj pracy: r Data rozpoczęcia Data zakończenia Promotor (tytuł, n Wyniki badań (z komu; nadają się jeśli praca była z	65 tabl. 2 wykr. acy opublikowanej podać pełny opis racy w Urzędzie Patentowym PRL: Nr zlecenia Nr arci - I -8/K/2! Ozprawa doktorska, stupracy: 03.73 pracy: 05.76 nazwisko, imię): prof. dr ha astosowane w praktyce – gdzie; p do przekazania – komu; stanowią amówiona, podać przez kogo):	bibliograficzn hiwum 55 08 OW a Na ab. inż. rzekazane do podstawę do	APW tak	CINTE tək Wiszniewsk

Nazwa modelu (prototypu) urządzenia;

Główne parametry techniczne:

Niniejsze opracowanie stanowi załącznik do pracy: Współpraca pojemnościowych przekładników napięciowych z szybkimi zabezpieczeniami elektroenergetycznymi (Komunikat nr 254)

Zawiera schematy analogowe układów do badań stanów przejściowych w przekładnikach pojemnościowych oraz wybrane, charakterystyczne przebiegi przejściowe. Badania dotyczą zjawiska ferrorezonansu oraz przebiegów przejściowych przy zwarciach na zaciskach pierwotnych przekładnika i na linii.

(miejsce na fotografie)

slowa kluczowe:

pojemnościowy przekładnik napięciowy, stany przejściowe, zabezpieczenia elektroenergetyczne

8.8.8.8