

S P I S T R E Ś C I

1. CEL, TEZA I ZAKRES PRACY.....	6
1.1. Wstęp.....	6
1.2. Teza, cel i zakres pracy.....	9
2. PRZEGLĄD STOSOWANYCH METOD REGULACJI NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO M.P.C.	11
2.1. Regulacja napięcia wyjściowego m.p.c. poprzez kompensację reaktancji wewnętrznej i obciążenia strony wtórnej.....	12
2.2. Regulacja napięcia wyjściowego m.p.c. poprzez podmagnesowanie rdzeni prądem stałym.....	12
2.2.1. Analiza zjawisk fizycznych.....	15
2.2.2. Wyznaczanie prądu pierwotnego metodą analizy harmonicznych.....	17
2.2.3. Wyznaczanie trzeciej harmonicznej indukcji wypadkowej.....	22
2.3. Regulacja napięcia wyjściowego poprzez zmianę impedancji włączonej w przewodzie zerowym.....	24
2.4. Możliwości regulacyjne metod.....	26
3. REGULACJA NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO M.P.C. POPRZEZ ZMIANĘ IMPEDANCJI W PRZEWODZIE ZEROWYM.....	28
3.1. Założenia i wybór metody aproksymacji charakterystyki magnesowania.....	33
3.1.1. Aproksymacja charakterystyki magnesowania...	34
3.2. Analiza zjawisk fizycznych.....	37
3.3. Matematyczny model m.p.c. z impedancją w przewodzie zerowym.....	49

3.4. Regulacja napięcia wyjściowego m.p.c. poprzez zmianę impedancji w przewodzie zerowym. Zależności matematyczne.....	.. 56.
3.4.1. Wyznaczenie wartości maksymalnej prądu zerowego I_{0m} oraz fazy początkowej.....	.. 57.
3.4.2. Wyznaczenie wypadkowej indukcji oddziaływania trzeciej harmonicznej prądu.....	.. 59.
3.4.3. Wyznaczenie impedancji w przewodzie zerowym.	.. 60.
3.5. Charakterystyki zewnętrzne.....	.. 61.
3.6. Analiza wpływu wahań napięcia sieci zasilającej na wartość napięcia wyjściowego m.p.c.....	.. 62.
3.6.1. Wpływ wahań na napięcie wyjściowe.....	.. 63.
3.6.2. Analiza kompensacji wahań napięcia sieci zasilającej.....	.. 67.
3.6.2.1. Wyznaczenie napięcia kompensującego ΔU_3 67.
3.6.2.2. Wyznaczenie impedancji kompensacyjnej Z_0 .	.. 69.
4. OBLICZENIA NA MASZYNIE CYFROWEJ.....	.. 70.
4.1. Wyznaczenie charakterystyki zewnętrznej rzeczywistej $U_3 = f / I_3 /$, napięcia kompensującego ΔU_3 oraz impedancji kompensacyjnej Z_0 według programu DRE-1. 72.
4.1.1. Algorytm obliczeń.....	.. 73.
4.1.2. Schemat blokowy programu DRE-1. 81.
4.1.3. Wyniki obliczeń.....	.. 88.
4.2. Wyznaczenie charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3w} = f / I_3 /$ przy załączonej stałej impedancji Z_0 , według programu DRE-2.....	.. 91.
4.2.1. Algorytm obliczeń.....	.. 93.
4.2.2. Schemat blokowy programu DRE-2.....	.. 99.
4.2.3. Wyniki obliczeń.....	.. 99.

4.3. Wyznaczenie wartości impedancji Z_0 , kompensującej wahania napięcia zasilającego U_f , według programu DRE-3.....	99
4.3.1. Algorytm obliczeń.....	104
4.3.2. Schemat blokowy programu DRE-3.....	103
4.4. Ocena wyników obliczeń numerycznych.....	108
5. BADANIA DOŚWIADCZALNE.....	109
5.1. Dane techniczne badanych potrajaczy.....	110
5.2. Charakterystyka magnesowania rdzeni transformatorów składowych potrajacza.....	111
5.2.1. Aproksymacja charakterystyki magnesowania rdzeni.....	113
5.3. Napięcie wyjściowe w stanie jałowym.....	117
5.4. Pomiar i obliczenia charakterystyk zewnętrznych.....	117
5.4.1. Charakterystyka zewnętrzna $U_3 = f / I_3 /$	118
5.4.2. Wpływ wahań napięcia sieci zasilającej na przebieg charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / I_3 /$	119
5.5. Regulacja napięcia wyjściowego w układzie m.p.c. z impedancją włączoną w przewód zerowy.....	123
5.5.1. Charakterystyka zewnętrzna wypadkowa.....	123
5.5.2. Wyznaczenie napięcia kompensującego ΔU_3 oraz impedancji przewodu zerowego.....	126
5.6. Omówienie wyników badań laboratoryjnych i wnioski.....	137
6. AUTOMATYCZNY REGULATOR NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO M.P.C.	140
6.1. Wstęp.....	140

6.2. Budowa i zasada działania układu.....	140
6.3. Obsługa regulatora.....	148
6.4. Wyniki prób i wnioski.....	152
7. UWAGI I WNIOSKI KOŃCOWE.....	153
B I B L I O G R A F I A.....	155
Z A Ł Ą C Z N I K I :	
Załącznik nr 1 - program DRE-1	159
Załącznik nr 2 - program DRE-2.	163
Załącznik nr 3 - program DRE-3.	164
Załącznik nr 4 - wyniki obliczeń.	166

1. CEL, TEZA I ZAKRES PRACY

1.1. Wstęp.

Ideę zwielokrotnienia częstotliwości w układzie statycznym zbudowanym z nieliniowych elementów magnetycznych zrealizował po raz pierwszy I. Zee w 1899 r. Prace w zakresie wykorzystania elementów magnetycznych dla celów przemiany częstotliwości prowadzili na początku naszego stulecia przede wszystkim M. Jolly, G. Vallaurie, I. Epstein, O.V. Bronk, F. Spinelli. Trzej ostatni byli twórcami pierwszych opatentowanych wynalazków z dziedziny zwielokrotnienia częstotliwości, zgłoszonych w latach 1902 - 1913.

Po II wojnie światowej wskutek istotnego polepszenia jakości materiałów magnetycznych poprawiły się parametry użytkowe i poszerzył zakres zastosowań magnetycznych mnożników częstotliwości /m.m.c./, co wywołało wzrost liczby prac naukowych i patentów [1], [3], [4], [6], [32], [33], dotyczących m.m.c.

Mimo stosunkowo długiej historii samej idei m.m.c. ich burzliwy rozwój jako urządzeń dużych mocy przypada na ostatnie kilkanaście lat i wiąże się z poprawą własności magnetycznych blach transformatorowych.

W ostatnich latach w rezultacie intensywnego rozwoju energoelektroniki w niektórych zastosowaniach m.m.c. zastąpione zostały przez urządzenia półprzewodnikowe. Jednakże w wielu dziedzinach stosowanie m.m.c. jest korzystniejsze niż innych układów przetwarzających częstotliwość [1], [34].

Szczególne miejsce zajmują potrajacze /m.p.c./, które

obok zwielokrotnienia częstotliwości, całkowicie symetryzują obciążenie jednofazowe [28], [32], [33].

Do najważniejszych dziedzin w których m.m.c. są stosowane należą przede wszystkim układy zasilające indukcyjnych układów grzejnych w przemyśle metalowym [7], [28], [31], [32]. Ponadto stosowane są do zasilania szybkoobrotowych silników indukcyjnych [1], [34], podzespołów automatyki [1], [33] oraz źródeł światła [34], [35].

W indukcyjnych urządzeniach grzejnych o częstotliwości zbliżonej do sieciowej /do 450 Hz/, a przede wszystkim w indukcyjnych piecach do topienia metali [22], [29], [32], m.m.c. są zdecydowanie konkurencyjne w stosunku do innych przemienników częstotliwości.

M.p.c. pozwala bowiem symetrycznie obciążyć trójfazową sieć zasilającą oraz podwyższyć moc grzejną o około 70 % przy utrzymaniu gabarytów pieca /uzwojenia/ [1], [2], [32]. W takim zastosowaniu moce jednostkowe transformatorowych m.m.c. osiągają 7 MW o sprawności powyżej 92 % [3], [7].

Praca m.m.c. zwłaszcza dużych mocy realizowana jest przy indukcjach 2,5 - 3 T i natężeniu pola magnetycznego 20 - 80 kA/m [7], [10]. W urządzeniach dużych mocy, które muszą posiadać dobre wskaźniki techniczne i ekonomiczne, zwielokrotnienie częstotliwości na ogół nie przekracza liczby 9 [10], [23].

Zużycie materiałów w m.m.c. jest większe 1,5 - 5 razy niż w zwykłych transformatorach o tej samej mocy i częstotliwości [21], [32].

Zastosowanie m.m.c. pozwala na ogół uniknąć jednego

stopnia transformowania energii, co znacznie poprawia sprawność całego układu i może prowadzić do łącznego mniejszego zużycia materiałów i podzespołów.

Współczesne m.m.c. charakteryzują się znacznie lepszą współpracą z siecią zasilającą niż układy półprzewodnikowe [1], [2], [6], [23].

W tabelicy 1.1. przedstawiono niektóre typy potrajaczy produkowanych obecnie przez Zakłady Junkier w RFN [36].

Tabl. 1.1.

TYP PIECA	POJEMNOŚĆ PIECA kg	MOC ZAINSTA- LOWANA ODBIORU kVA	MOC CZYNNA PIECA kW	WYDAJNOŚĆ PIECA kg/h	POBÓR ENERGII kWh/t
STAL		150 Hz		1600°C	1600°C
TFTSt 250	250	330	275	370	640
TFTSt 500	500	460	380	530	610
TFTSt 750	750	570	470	650	610
TFTSt 1000	1000	700	570	800	600
TFTSt 1500	1500	920	760	1060	610
TFTSt 2000	2000	1260	1050	1440	620
TFTSt 3000	3000	1500	1250	1710	620
TFTSt 5000	5000	2600	2200	2960	630
TFTSt 6000	6000	3300	2750	3650	640

Firma Junkier produkuje również różne typy magnetycznych potrajaczy do wytopu miedzi o pojemności 150 - 5000 kg; aluminium o pojemności 50 - 1850 kg oraz magnetyczne pięciokrotniki

/ 250 Hz/ i dziewięciokrotniki do wytopu stali, miedzi i aluminium.

Innym producentem jest firma Maloney Electric Co. Ltd. w Toronto, która zbudowała w 1975 r. układ o mocy 70 MW do zasilania indukcyjnej nagrzewnicy kędów stalowych [5].

W dotychczas opublikowanych pracach poświęconych m.m.c. rozwiązano cały szereg istotnych dla praktyki problemów, nie mniej brakuje tam wskazówek dla poprawnego doboru wartości impedancji kompensującej włączanej w przewód zerowy oraz możliwości określenia wypadkowej indukcji trzeciej harmonicznej.

Zagadnienia te ważne z praktycznego punktu widzenia zostaną przeanalizowane w niniejszej pracy.

1.2. Cel, teza i zakres pracy.

Zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi we wstępie niniejszej pracy, głównym jej celem jest opracowanie teoretycznych podstaw metody regulacji napięcia wyjściowego poprzez zmianę impedancji włączonej w przewód zerowy strony pierwotnej /opisanej w [15] / oraz analiza modelu matematycznego zjawisk zachodzących w potrajaczu przy takiej regulacji napięcia wyjściowego.

Przy tak określonym celu pracy sformułowano następującą tezę:

napięcie wyjściowe magnetycznego potrajacza częstotliwości daje się regulować w szerokim zakresie poprzez zmianę impedancji włączonej w przewód zerowy strony pierwotnej a zjawiska zachodzące w układzie z dostateczną dla praktyki dokładnością ujmuje model matematyczny, przy czym analiza modelu mat

matycznego takiego układu jest podstawą do uzyskania praktycznych wniosków na temat pracy magnetycznego potrajacza częstotliwości a tą regulacją.

Zakres pracy obejmuje następujące zasadnicze zagadnienie:

1. opracowanie modelu matematycznego potrajacza z włączoną pomiędzy punkty zerowe uzwojeń pierwotnych i sieci zmienną impedancją, wykorzystywaną do regulacji napięcia wyjściowego oraz jego stabilizacji przy wahaniami napięcia sieci,
2. utworzenie algorytmu i programu na EMC Odra 1325 do obliczenia impedancji włączonej w przewód zerowy dla zapewnienia żądanego napięcia wyjściowego,
3. zaprojektowanie i wykonanie układu automatycznego regulatora napięcia wyjściowego, opartego na analizowanej metodzie regulacji,
4. sprawdzenie doświadczalne wyników rozważań teoretycznych oraz działania regulatora z zastosowaniem modelu magnetycznego potrajacza częstotliwości.

2. PRZEGLĄD STOSOWANYCH METOD REGULACJI NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO M.P.C.

Potrzeba regulacji wynika z konieczności zapewnienia kontrolowanych zmian napięcia wyjściowego m.p.c., pełniącego między innymi funkcję zasilacza urządzeń technologicznych /piece indukcyjne do topienia metali, silniki indukcyjne i inno,

Wpływ takich czynników jak:

- dynamika procesów i zjawisk fizycznych w układzie,
 - wahania napięcia sieci zasilającej,
- powoduje, że napięcie wyjściowe m.p.c. ulega zmianom w szerokich granicach.

Na potrzebę regulacji napięcia wyjściowego wskazuje przebieg charakterystyki zewnętrznej, która w zakresie określonego obciążenia potrajaacza bez dodatkowych rozwiązań konstrukcyjnych jest dość "miękką", szczególnie przy najczęściej występującym w praktyce obciążeniu rezystancyjno - indukcyjnym [1], [2⁴], [33].

Stosowane układy regulacyjne działają na zasadzie:

- a/ włączenia dławików po stronie pierwotnej m.p.c. lub stosowania autotransformatora dopasowującego o zmiennej przekładni;
- b/ zmian reaktancji pojemnościowej kompensacji szeregowej i równoległej strony wtórnej;
- c/ podmagnesowania rdzeni transformatorów potrajaacza prądem stałym;

d/ zmiany impedancji włączonej w przewód zerowy po stronie pierwotnej.

2.1. Regulacja napięcia wyjściowego m.p.c. poprzez kompensację reaktancji wewnętrznej i obciążenia strony wtórnej.

Jak wiadomo, największe zmiany napięcia wyjściowego m.p.c. powoduje jego reaktancja wewnętrzna. Zależy ona od nasycenia rdzeni transformatorów składowych, zmieniając się w dość szerokich granicach [1], [14], [33].

W celu kompensacji wpływu reaktancji wewnętrznej na napięcie wyjściowe U_3 , stosuje się odpowiednio dobrane baterie kondensatorów załączane szeregowo lub równoległe do obciążenia. W konsekwencji amplituda trzeciej harmonicznej strumienia ϕ_3 rośnie, przy czym podstawowa harmoniczna strumienia ϕ_1 praktycznie nie ulega zmianie.

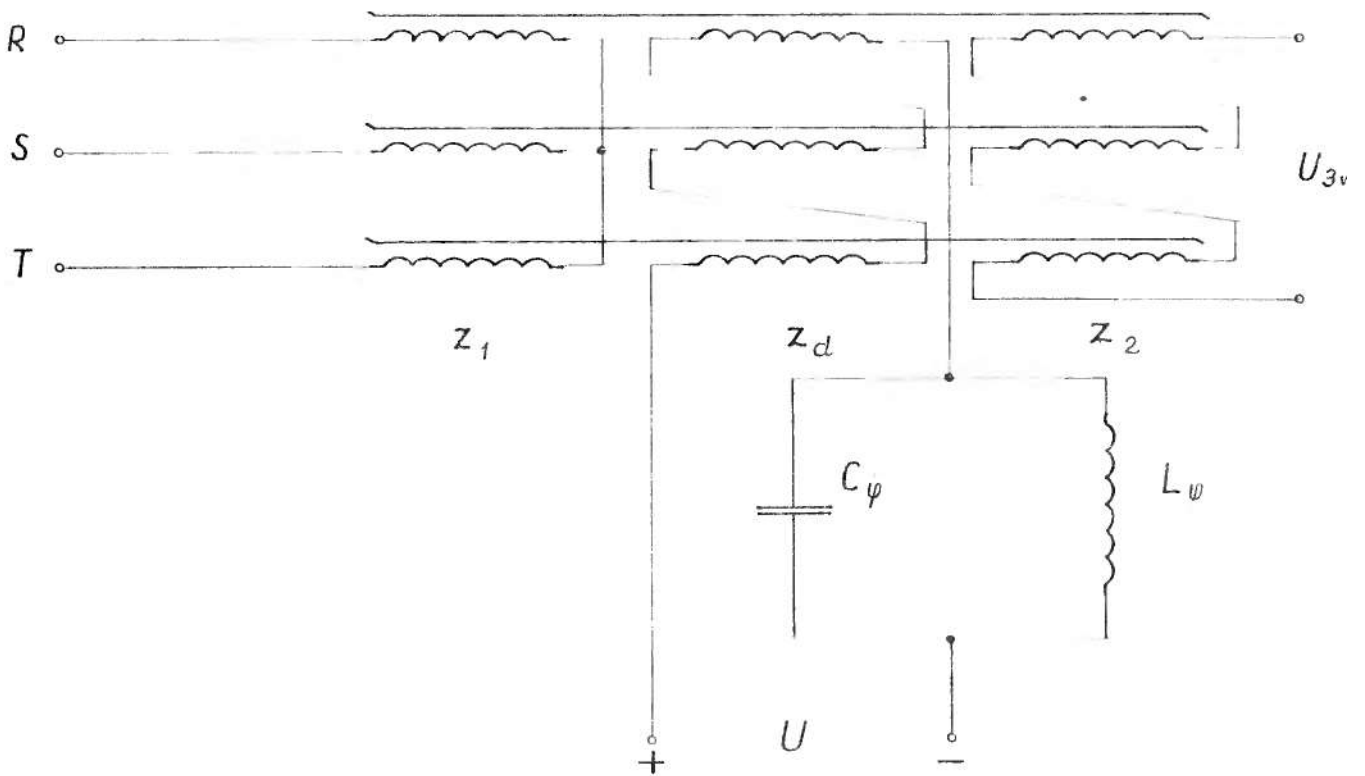
Wzrost amplitudy trzeciej harmonicznej strumienia prowadzi do zwiększenia napięcia na zaciskach uzwojenia wtórnego.

Wnikliwe omówienie oraz podstawy teoretyczne metody zawierają [1], [13], [24], [33], natomiast przykłady praktycznego zastosowania [29], [32].

2.2. Regulacja napięcia wyjściowego m.p.c. poprzez podmagnesowanie rdzeni prądem stałym.

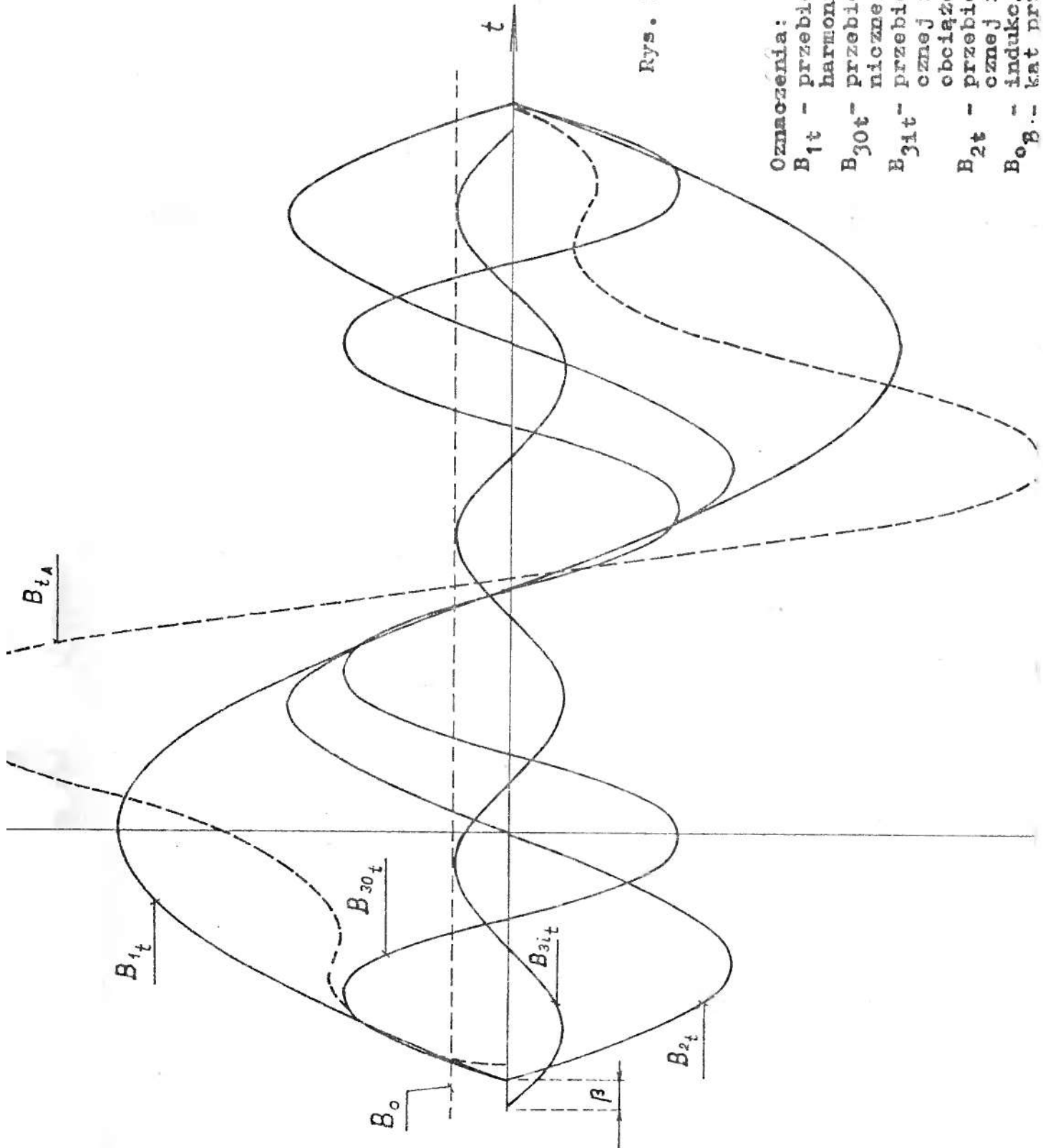
Podmagnesowanie rdzeni transformatorów składowych potra-
ja za prądem stałym dokonywane jest poprzez uzwojenia podma-
gnesowujące połączone podobnie jak uzwojenia wtórne w otwarty

trójkąt / 1 /, / 22 /.



Rys. 2.1. Transformatorowy potrajacz częstotliwości z dodatkowymi uzwojeniami do podmagnesowania rdzeni.

Przepływ prądu pierwotnego indukuje w uzwojeniu wtórny i podmagnesującą siłę elektromotoryczną potrojonej częstotliwości. W uzwojeniu podmagnesującym obok prądu stałego pojawia się składowa okresowa potrojonej częstotliwości. Zjawisko to określono jako efekt transformatorowego obwodu magnetycznego o zasilaniu mieszanym jest w obwodach tego typu



Rys. 2.2. Wykres czasowy indukcji w rdzeniu transformatora fazy A potrójacza z podmagnewaniem; $Z_3 = R$.

Oznaczenia:

- B_{1t} - przebieg czasowy podstawowej harmonicznej indukcji,
- B_{30t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym,
- B_{31t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania obciążenia,
- B_{2t} - przebieg czasowy drugiej harmonicznej indukcji
- B_{0g} - indukcja składowej stałej
- β - kat przesunięcia fazowego pomiędzy

na ogół niepożądane [20]. Można go uniknąć, stosując np: dwa jednokowe obwody magnetyczne połączone przeciwsobnie lub filtry L - C. [1], /rys. 2.1/.

Zasadę regulacji tą metodą można wyjaśnić następująco: przy obciążeniu strony wtórnej i podmagnesowaniu rdzeni prądem stałym, strumień magnetyczny transformatora oprócz podstawowej harmonicznej $\vec{\phi}_1$ zawiera również składową stałą strumienia $\vec{\phi}_0$ oraz drugie i trzecie harmoniczne, rys. 2.2.

Wzrost prądu podmagnesowującego I_0 powoduje zmniejszenie napięcia wyjściowego m.p.c. [1]. Przedstawione w [1], [20] rozważania teoretyczne ujmują analizę jakościową zjawisk fizycznych. Zaprezentowana w rozdziale 2.2. teoria uzupełnia dotychczasowe rozważania teoretyczne o analizę matematyczną /ilościową/ zjawisk fizycznych, prowadzącą do wyników liczbowych, podając nowe zależności matematyczne. Zależności te pozwalają wyznaczyć wartość trzeciej harmonicznej prądu wypadkowego w obwodzie obciążenia oraz wypadkową trzecią harmoniczną indukcji B_{3w} .

2.2.1. Analiza zjawisk fizycznych.

Wykres czasowy indukcji w rdzeniu składowym potrójacza z podmagnesowaniem prądem stałym przedstawia rys. 2.2., gdzie :

B_{1t} - podstawowa harmoniczna indukcji,

B_{2t} - druga harmoniczna indukcji,



Juf.

B_{30t} - trzecia harmoniczna indukcji w stanie jałowym,

B_{3i_t} - trzecia harmoniczna indukcji oddziaływania obciążenia m.p.c.,

B_o - składowa stała indukcji,

B_{tA} - wypadkowa indukcji w rdzeniu,

β - kąt przesunięcia fazowego wypadkowej trzeciej harmonicznej indukcji względem trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym.

Wypadkowe prądy magnesujące poszczególnych faz wymuszają określone wartości indukcji w rdzeniach potrójacza. Zgodnie z rys. 2.2. oraz analogicznie do [33], mamy:

$$B_{tA} = B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t + B_{3i} \sin \left(\frac{\beta}{3} \omega t + \frac{\beta}{3} \right) + B_2 \cos 2 \omega t + B_o$$

$$B_{tB} = B_1 \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - B_{30} \cos 3\omega t + B_{3i} \sin \left(\frac{\beta}{3} \omega t + \frac{\beta}{3} \right) + B_2 \cos 2 \omega t + B_o \quad /2.1./$$

$$B_{tC} = B_1 \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) - B_{30} \cos 3 \omega t + B_{3i} \sin \left(\frac{\beta}{3} \omega t + \frac{\beta}{3} \right) + B_2 \cos 2 \omega t + B_o$$

Sumując stronami równania /2.1./, otrzymujemy:

$$f \left[\frac{1}{3} (B_1 - B_{30} + B_{3i} \sin \beta + B_2 + B_o) \right] = 2f \left[\frac{1}{2} B_1 + B_{30} - B_{3i} \sin \beta + \frac{1}{2} B_2 - B_o \right] \quad /2.2./$$

Punkty przecięcia charakterystyk /przy braku impedancji obciążenia strony wtórnej m.p.c. $Z_3 = \infty$ /;

$$B_0 = f / i_{\mu} / \text{ dla } [/ B_1 - B_{30} + B_2 / + B_0] \quad /2.3./$$

$$B_0 = 2f / i_{\mu} / \text{ dla } [/ \frac{1}{2} B_1 + B_{30} + \frac{1}{2} B_2 / - B_0]$$

określają zależność pomiędzy indukcją składowej stałej a indukcją drugiej harmonicznej.

Aby rozwiązać graficznie zależność /2.2./, przyjmujemy kolejno ustalone wartości indukcji drugiej harmonicznej B_2 , dla których indukcja składowej stałej zmienia się zgodnie z /2.3/ w przedziale:

$$0 \leq B_0 \leq \frac{1}{2} B_1 + B_{30}$$

$$0 \leq B_0 \leq B_1 + B_{30}$$

oraz dla wyliczonych wartości indukcji wypadkowej, wyznaczamy z charakterystyki magnesowania odpowiadające wartości prądu magnesującego I_{μ} .

Wartości indukcji B_1 i B_{30} określają wartość napięcia zasilającego U_1 [33] i dla $U_1 = \text{const.}$, jest $B_1 = \text{const.}$ i $B_{30} = \text{const.}$

Zależność /2.2./ pozwala wyznaczyć wartości liczbowe amplitud składowej stałej indukcji B_0 i drugiej harmonicznej indukcji B_2 $[B_0 = f / B_2 /]$.

Analogiczne rozważania przeprowadzono w pracy [33], wyznaczając wartość trzeciej harmonicznej indukcji w funkcji podstawowej harmonicznej $B_3 = f / B_1 /$.

2.2.2. Wyznaczenie prądu pierwotnego metodą analizy harmonicznych.

Przyjmując aproksymację charakterystyki magnesowania

sinusem hiperbolicznym [20], wartość chwilowa prądu magnetycznego m.p.c. z podmagnesowaniem dana może być następującą zależnością:

$$i = \frac{1}{Z_1} C_1 \operatorname{sh} \left[C_2 B_0 + C_2 \sum_{k=1}^3 B_{k_A} \cos k \omega t \right] \quad /2.4./$$

gdzie:

$$- \sum_{k=1}^3 B_{k_A} \cos k \omega t = B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t,$$

$$- B_3 \cos 3\omega t = B_{30} \cos 3\omega t - B_{31} \cos /3\omega t + \beta /,$$

- 1 - średnia długość obwodu magnetycznego / m /,

- Z_1 - zwoje pierwotne,

- C_1 - współczynnik wynikający z aproksymacji krzywej magnesowania / A/m /, [20],

- C_2 - współczynnik wynikający z aproksymacji krzywej magnesowania / 1/T /, [20].

Po wykonaniu przekształceń, otrzymujemy:

$$i = \frac{1}{Z_1} C_1 \left[\operatorname{sh} C_2 B_0 \operatorname{ch} / C_2 \sum_{k=1}^3 B_{k_A} \cos k \omega t / + \right.$$

$$\left. \operatorname{ch} C_2 B_0 \operatorname{sh} / C_2 \sum_{k=1}^3 B_{k_A} \cos k \omega t / \right] \quad /2.5./$$

Potęgi funkcji $\cos \omega t$ wyrażono przez jej harmoniczne, wg wzorów:

a/ dla wykładników nieparzystych, tzn: $n = 2l + 1$:

$$\cos k \quad x = 2^{-2r} \sum_{l=0}^{2r-1} \sum_{k=1}^{2r-1} \binom{2r-1}{l} \cos k / 2l + 1/x \quad /2.6./$$

b/ dla wykładników parzystych, tzn.: $n = 2r$:

$$\cos 2r \quad x = 2^{1-2r} \sum_{l=0}^{2r-1} \lambda_l \binom{2r-1}{l} \cos k 2 l x \quad /2.7./$$

oraz:

$$\lambda_l = 1 \quad \text{dla } l \neq 0$$

$$\lambda_l = \frac{1}{2} \quad \text{dla } l = 0$$

To:

$$i = \frac{1}{Z_1} C_1 \left\{ \text{sh} C_2 B_0 \cdot 2j \sum_{l=0}^{\infty} \left[\frac{1}{-1} \right]^{2l+1} / j C_2 \sum_{k=1}^3 B_{kA} / \cos / 2l + \right.$$

$$\left. + 1/ kwt \right\} + \text{ch} C_2 B_0 \left[\int_0^1 / C_2 \sum_{k=1}^3 B_{kA} / + \right.$$

$$\left. 2 \sum_{l=0}^{\infty} \int_{2l}^1 / j C_2 \sum_{k=1}^3 B_{kA} / \cos 2 l k wt \right\} \quad /2.8./$$

Wyrażenia na amplitudy harmonicznych prądu pierwotnego będą funkcjami Bessela pierwszego rodzaju z argumentu urojonego

$$" j C_2 \sum_{k=1}^3 B_{kA} " :$$

$$I_{om} \approx \frac{1}{Z_1} C_1 \operatorname{sh} C_2 B_o \int_0^l /j C_2 \sum_{k=1}^{k=3} B_{kA} / \quad /2.9a/$$

$$I_{2lm} \approx 2 \frac{1}{Z_1} C_1 /-1/^{l-1} \operatorname{sh} C_2 B_o \int_{2l}^l /j C_2 \sum_{k=1}^{k=3} B_{kA} / \quad /2.9.b/$$

$$J_{/2l+1/m} \approx - 2j \frac{1}{Z_1} C_1 /-1/^{l-1} \operatorname{ch} C_2 B_o \int_{2l+1}^l /j C_2 \sum_{k=1}^{k=3} B_{kA} / \quad /2.9.c/$$

Amplitudę harmonicznej podstawowej prądu pierwotnego wyznaczamy z zależności /2.9.c/, kładąc $l = 0$:

$$J_{1m} \approx - 2j \frac{1}{Z_1} C_1 \operatorname{ch} C_2 B_o \int_1^l /j C_2 \sum_{k=1}^{k=3} B_{kA} / \quad /2.10/$$

Wartość skuteczna prądu pierwotnego wynosi zatem:

$$J = \sqrt{ /J_o/ ^2 + / \frac{J_{1m}}{2} / ^2 + / \frac{J_{2m}}{2} / ^2 + / \frac{J_{3m}}{2} / ^2 } \quad /2.11/$$

Ponieważ w praktyce występują częściej jako wielkości zadane: prąd magnesujący J_o oraz amplituda indukcji wypadkowej

$$\sum_{k=1}^{k=3} B_{kA}, \quad \text{amplitudy harmonicznych prądu pierwotnego}$$

można wyrazić w zależności od tych wielkości:

Wstawiając do równań /2.9.b./ i /2.9.c./:

$$C_1 \operatorname{sh} C_2 B_o = \frac{Z_1 J_{om}}{\int_0^l /j C_2 \sum_{k=1}^{k=3} B_{kA} /} \quad /2.12./$$

po zastosowaniu przekształcenia [20] :

$$C_1 \operatorname{ch} C_2 B_0 = \sqrt{C_1^2 + C_1^2 \operatorname{sh}^2 C_2 B_0} = \sqrt{C_1^2 + \left[\frac{Z_1 J_{0m}}{l J_0 / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}} \right]^2} \quad /2.13/$$

jest:

$$J_{2l+1m} \approx j / -1 / l \cdot 2 J_{0m} \frac{J_{2l} / C_2 j \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}}{J_0 / C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}} \quad /2.14/$$

$$J_{/2l+1/m} \approx -j / -1 / l \cdot 2 \frac{1}{Z_1} \sqrt{\left[\frac{Z_1 J_{0m}}{l} + C_1 \right]^2 / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}} \cdot \frac{J_{/2l+1} / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}}{J_0 / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}} \quad /2.15/$$

Udział wyższych harmonicznych w prądzie magnesującym można wyrazić za pomocą stosunku ich amplitud do amplitudy harmonicznej podstawowej:

- udział harmonicznych parzystych:

$$\left(\frac{J_{2l}}{J_1} \right)_{sk} = \frac{J_{2lm}}{J_{1m}} = j / -1 / l \left[\operatorname{th} C_2 B_0 \frac{J_{2l} / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}}{J_1 / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}} \right] \quad /2.16/$$

- udział harmonicznych nieparzystych:

$$\left(\frac{J_{2l+1}}{J_1} \right)_{sk} = \frac{J_{/2l+1/m}}{J_{1m}} = j / -1 / l \frac{J_{2l+1} / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}}{J_1 / j C_2 \sum_{k=4}^{k=3} B_{kA}} \quad /2.17/$$

Z równań /2.16/ i /2.17/ wynika, że udział harmonicznych parzystych zależy od amplitudy indukcji wypadkowej $\sum_{k=1}^{k=3} B_{kA}$ i indukcji składowej stałej B_0 , natomiast harmonicznych nieparzystych zależy tylko od amplitudy składowej zmiennej indukcji $\sum_{k=1}^{k=3} B_{kA}$. Wraz ze wzrostem B_0 udział harmonicznych parzystych rośnie.

2.2.3. Wyznaczenie trzeciej harmonicznej indukcji wypadkowej.

Jak wiadomo, o wypadkowym natężeniu pola magnetycznego w rdzeniu decyduje suma przepływów uzwojeń obu stron transformatora oraz przepływ uzwojenia podmagnesowującego.

Dla obciążenia czynnego /rys. 2.2/ i wybranej chwili $t = 0$, równania przepływów dla poszczególnych transformatorów potrajać są następujące:

Transformator A :

$$\begin{aligned} & \sqrt{2} J_1 Z_1 \sin 0^\circ + \sqrt{2} J_3 Z_2 \sin \beta + Z_0 J_0 = \quad /2.18/ \\ & = L C_1 \left\{ \operatorname{sh} \left[C_2 / B_1 - B_{30} + B_{31} \cdot \sin \beta + B_2 + B_0 / \right] \right\} \end{aligned}$$

Transformator B :

$$\begin{aligned} & \sqrt{2} J_1 Z_1 \sin / - \frac{2}{3} \pi / + \sqrt{2} J_3 Z_2 \sin \beta + J_0 Z_0 = \\ & = L C_1 \left\{ \operatorname{sh} \left[C_2 / B_1 \cos / - \frac{2}{3} \pi / - B_{30} + B_{31} \cdot \sin \beta + B_2 \cos / - \frac{2}{3} \pi / + B_0 / \right] \right\} \end{aligned}$$

/2.19/

Transformator C :

$$\sqrt{2} J_1 Z_1 \sin / - \frac{4}{3} \pi / + \sqrt{2} J_3 Z_2 \sin \beta + J_0 Z_0 =$$

$$LC_1 \left\{ \operatorname{sh} \left[C_2 / B_1 \cos / - \frac{4}{3} \pi / - B_{30} + B_{31} \cdot \sin \beta + B_2 \cos / - \frac{4}{3} \pi / + B_0 \right] \right\}$$

/2.20/

Sumując stronami równania (2.18); (2.19); (2.20), otrzymujemy:

$$J_{3w} = \frac{LC_1 \left\{ \operatorname{sh} \left[C_2 / B_1 - B_{30} + B_{31} \sin \beta + B_2 + B_0 \right] - 2 \operatorname{sh} \left[C_2 / \frac{1}{2} B_1 + B_{30} - B_{31} \sin \beta + \frac{1}{2} B_2 - B_0 \right] \right\}}{3\sqrt{2} Z_2 \sin \beta}$$

$$\frac{3J_0 Z_0}{3\sqrt{2} Z_2 \sin \beta}$$

/2.21/

Zależność /2.21/ wyznacza wartość skuteczną trzeciej harmonicznej prądu wypadkowego dla danego charakteru obciążenia $Z_3 = R$, przy określonym napięciu wyjściowym oraz stałym napięciu zasilania U_1 .

Z równania /2.18/ wyznaczyć można amplitudę trzeciej harmonicznej indukcji wypadkowej B_{3w} :

$$B_{3w} = B_{30} - B_{31} \sin \beta - B_0 =$$

$$- \frac{1}{C_2} \operatorname{arsh} \left\{ \frac{1}{C_1 l} \left[\sqrt{|J_{1m} Z_1|^2 + |J_{3m} \sin \beta|^2 + |J_0 Z_0|^2} \right] \right\} + B_1 + B_2$$

/2.22/

Z równania /2.22/ wynika, że indukcja składowej stałej zmniejsza wypadkową wartość amplitudy trzeciej harmonicznej, a w konsekwencji również napięcie wyjściowe magnetycznego potrajacza z podmagnesowaniem rdzeni.

Zależności /2.21/ i /2.22/ określają charakterystykę zewnętrzną m.p.c. z podmagnesowaniem rdzeni. Wartość napięcia wyjściowego U_{3w} , przy założeniu stałości impedancji obciążenia /np. $Z_3 = R = \text{const.}/$, jak wynika z /2.22/ zależy od prądu podmagnesowującego J_o i tak:

$$\text{dla: } J_o = J_{o\text{mx}} \quad - \quad U_{3w} = U_{3w \text{ min}}$$

$$J_o = J_{o\text{min}} \quad - \quad U_{3w} = U_{3w \text{ mx}}$$

2.3. Regulacja napięcia wyjściowego poprzez zmianę impedancji włączonej w przewodzie zerowym.

Jak wiadomo z teorii transformatorów strumień magnetyczny w rdzeniu jednofazowego transformatora jest sinusoidalny przy sinusoidalnym napięciu zasilającym, natomiast prąd magnesujący jest odkształcony i zawiera wszystkie harmoniczne nieparzyste.

W transformatorach jednofazowych harmoniczne te mogą dopływać z sieci. W transformatorze trójfazowym sinusoida podstawowa prądu magnesującego oraz wyższe harmoniczne nieparzyste, których rząd jest niepodzielny przez 3, tworzą symetryczne układy trójfazowe /prądy fazowe przesunięte są w stosunku do siebie o $\frac{2\pi}{3}$ /. Trzecia harmoniczna i jej nieparzyste wielokrotności tworzą układy kolejności zerowej.

Jeżeli uzwojenie pierwotne transformatora trójfazowego połączony jest w gwiazdę z wyprowadzonym punktem zerowym, połączonym z punktem zerowym sieci zasilającej, wówczas w każdej z faz może swobodnie płynąć z sieci trzecia harmoniczna prądu.

W czasie normalnej pracy m.p.c. w wyniku braku przewodu

zerowego nie płyną harmoniczne prądu rzędu $3n$ / $n = 1, 3, 5, \dots$ /
strumień magnetyczny w rdzeniach transformatorów potrajać
jest odkształcony trzecią harmoniczną.

W otwartym trójkącie uzwojenia wtórnego, harmoniczne siły
elektromotorycznej rzędu 3, 9 i. t. d. poszczególnych transforma-
torów dodają się, tworząc napięcie wyjściowe w którym decydującą
rolę odgrywa trzecia harmoniczna.

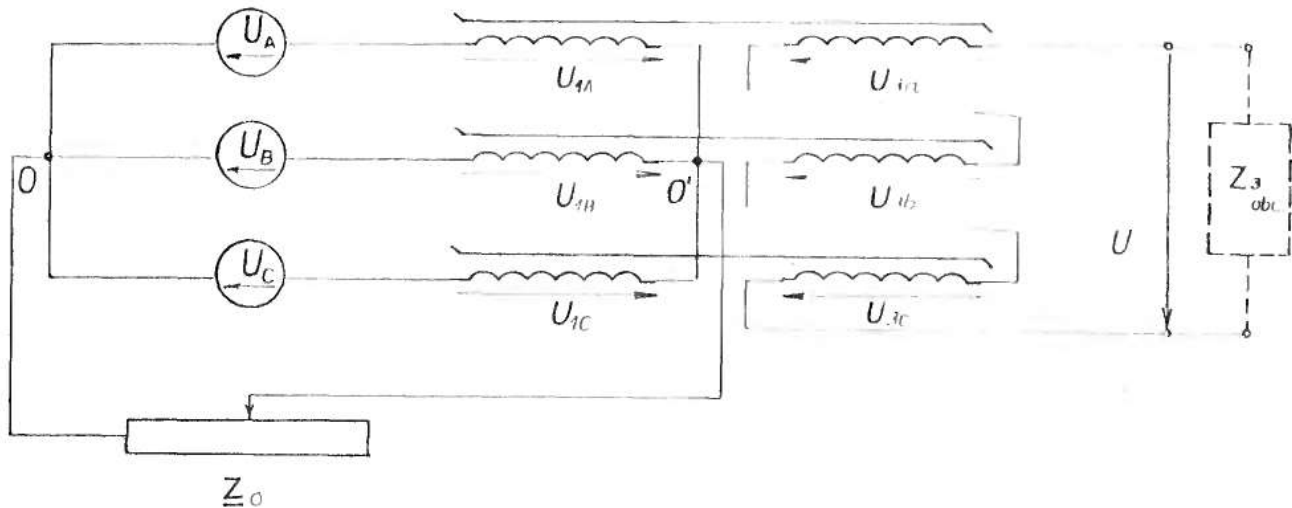
Wszystkie inne harmoniczne, które tworzą symetryczne układy
trójfazowe zerują się.

Jeśli do punktu zerowego gwiazdy uzwojenia pierwotnego
pracującego potrajać dołączymy przewód zerowy sieci, to w każ-
dej z faz popłynie trzecia harmoniczna prądu. Strumień w rdze-
niach transformatorów stanie się sinusoidalny. Harmoniczne
podstawowe siły elektromotorycznej poszczególnych faz, poprze-
sowane względem siebie o kąt $\frac{2}{3}\pi$ zredukują się, napięcie
potrojonej częstotliwości nie będzie; napięcie wyjściowe m.p.c.
spadnie więc do zera.

Wynika stąd, że regulacja napięcia wyjściowego m.p.c. może
być realizowana poprzez regulację prądu ^{płynącego w} przewodzie zerowym .

Regulacja wartości impedancji włączonej w przewód zerowy
powoduje zmianę dopływu trzeciej harmonicznej prądu z sieci
oraz zmianę odkształcenia strumienia magnetycznego trzecią
harmoniczną.

W konsekwencji zmianie ulega wartość napięcia potrojonej
częstotliwości U_3 po stronie wtórnej oraz moc wyjściowa P_3
m.p.c.



Rys. 2.3. Układ magnetycznego potrająca częstotliwości ze zmienną impedancją w przewodzie zerowym.

Idea układu takiej regulacji została przedstawiona w opisie patentowym [15]. Autorzy jednak dotychczas nie przedstawili teoretycznych podstaw tej metody i nie jest ona dotychczas stosowana w przemyśle.

Stosowanie tej metody wymaga opracowania podstaw teoretycznych działania oraz zbadania jej możliwości regulacyjnych. Zagadnienia te szczegółowo przedstawiono w niniejszej pracy.

2.4. Możliwości regulacyjne metod.

Charakterystyka zewnętrzna m.p.c. $U_3 = f / J_3$ jak wiadomo jest bardzo "miękką". W celu jej usztywnienia stosowane są układy regulacyjne przedstawione w rozdziale 2.

Metoda regulacji poprzez kompensację reaktancji wewnętrznej strony wtórnej potrajacza oraz metoda regulacji poprzez równoległą kompensację obciążenia, dają możliwości zmian napięcia wyjściowego w "górną" i w "dół" od wartości odniesienia. Możliwości regulacyjne tych metod ograniczone są drganiami samowzbudnymi powstającymi w układzie, przy pewnych wartościach pojemności kompensującej [1], [3], [24].

Efektywność regulacji napięcia wyjściowego przez podmagnesowanie rdzeni prądem stałym jest mniejsza niż poprzednio opisanych metod [1]. Regulacja odbywa się tu kosztem dużych mocy prądu stałego powodującego silne podmagnesowanie rdzeni.

Na podstawie dotychczas przeprowadzonych badań doświadczalnych [15], można stwierdzić, że duże możliwości wykazuje metoda regulacji napięcia wyjściowego m.p.c. poprzez zmianę impedancji w przewodzie zerowym.

Zmieniając wartość impedancji w przewodzie zerowym oraz jej charakter można realizować regulację w „górną” i w „dół” w szerokim zakresie. Układ regulacyjny jest konstrukcyjnie prosty, łatwy do automatyzacji. Metoda może być również wykorzystywana do kompensacji wpływu wahań napięcia zasilającego na wartość napięcia wyjściowego.

Analiza zjawisk fizycznych zachodzących w realizacji tej metody jest szczegółowo przedstawiona w dalszej części pracy.

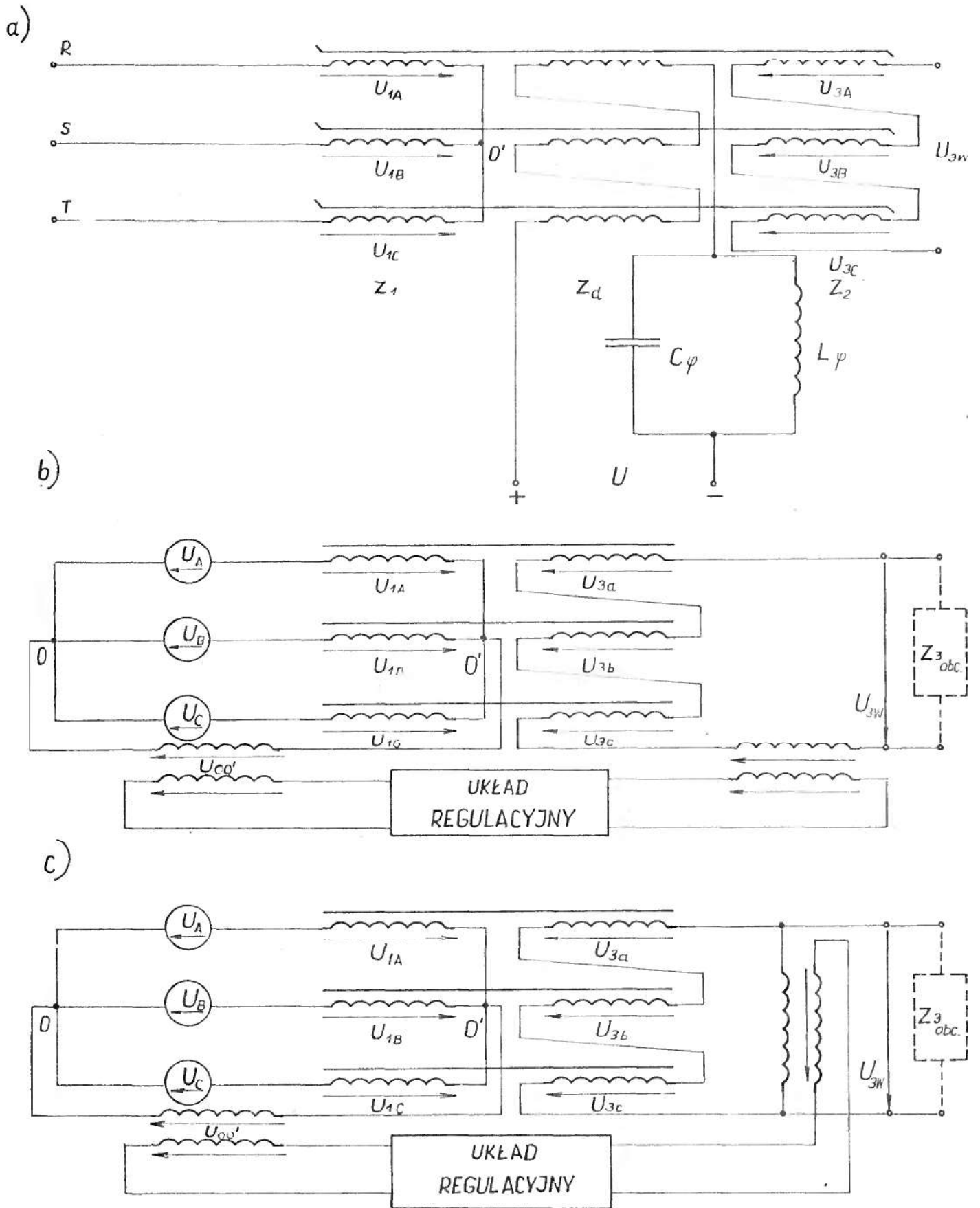
3. REGULACJA NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO M.P.C. POPRZEZ ZMIANĘ IMPEDANCJI W PRZEWODZIE ZEROWYM.

Metody regulacji napięcia wyjściowego m.p.c. przedstawiono w rozdz. 2 pracy. W rozdziale niniejszym rozpatrzono metodę regulacji napięcia wyjściowego przez zmianę impedancji włączonej pomiędzy punkt zerowy uzwojeń pierwotnych potrajacza C' , a punkt zerowy sieci zasilającej O .

Pomiędzy napięciem wyjściowym U_{3w} i napięciem pomiędzy punktami zerowymi U_{00} , istnieje ścisła współzależność [14], [31]. Wpływając na wartość napięcia U_{00} , wpływamy tym samym na wartość napięcia wyjściowego U_{3w} .

Impedancję Z_0 możemy zmieniać tak, aby uzyskać żądane napięcie wyjściowe przy określonym obciążeniu, bądź też dopasowując ją przez odpowiednie sprzężenie zwrotne.

Schematy elektryczne m.p.c. z różnymi układami regulacyjnymi przedstawia rys. 3.1.



Rys. 3.1. Schematy zastępcze m.p.c. z układem regulacyjnym:
 a/ z podmagnesowaniem prądem stałym, b/ ze sprzężeniem prądowym, c/ ze sprzężeniem napięciowym.

Zasada działania tych układów jest podobna i polega na zmianie wartości napięcia potrojonej częstotliwości U_{00} , pomiędzy punktami neutralnymi źródła zasilania /sieci/ i potrajacza. Zmiana U_{00} , może być dokonywana przez włączenie regulowanej impedancji w przewodzie zerowym /rys. 2.3/, sprzężenie zwrotne napięciowe i prądowe /rys. 3.1.b, c/, poprzez wprowadzenie tzw. napięcia dodawczego.

W konsekwencji zmianie ulega wartość napięcia wyjściowego m.p.c. U_3 , wg zależności:

$$U_3 \approx 3 \cdot U_{00} \cdot n$$

gdzie:

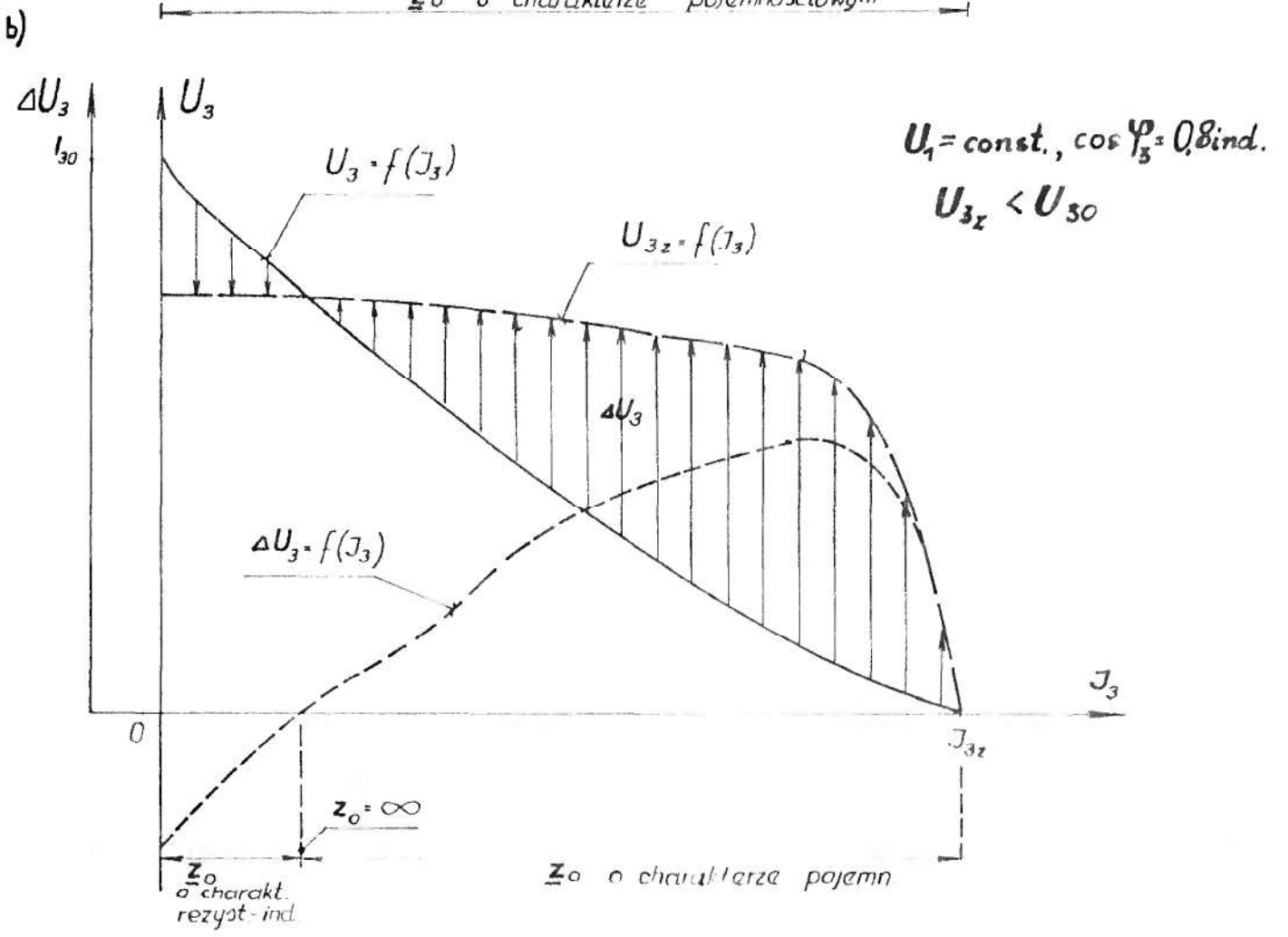
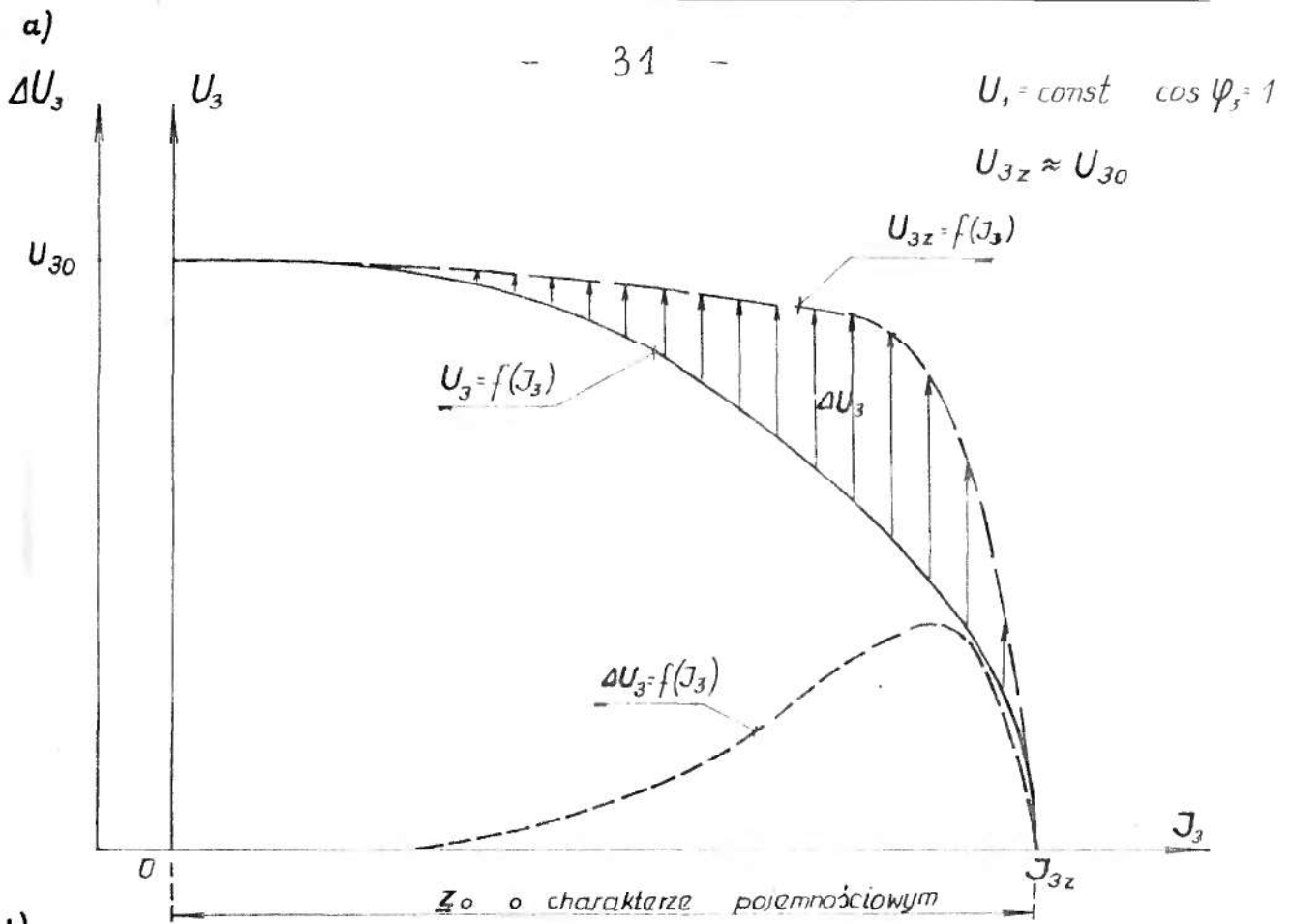
$$n = \frac{z_1}{z_2} \quad - \text{przekładnia zwojowa transformatorowa.}$$

Przedział zmienności napięcia wyjściowego $0 \leq U_3 \leq U_{30}$, określa granice występowania wszystkich zjawisk fizycznych w m.p.c. Wartości graniczne przedziału określone są impedancją obciążenia i wynoszą:

$$\begin{array}{lll} U_3 = U_{30} & \text{dla} & Z_{3\text{obc}} = \infty \\ U_3 = 0 & \text{dla} & Z_{3\text{obc}} = 0 \end{array}$$

Zastosowanie układu regulacyjnego umożliwia przeprowadzanie kontrolowanych zmian U_3 w przedziale zmienności.

Ideę regulacji napięcia wyjściowego U_3 przedstawiono na rys. 3.2.



Rys. 3.2. Charakterystyki zewnętrzne m.p.o. - zasada regulacji, dla:
 a/ $U_{3z} = U_{30}$, b/ $U_{3z} < U_{30}$.

Na rys. 3.2.a. przedstawiono przebiegi charakterystyk: zewnętrznej rzeczywistej $U_3 = f / J_3 /$ i zadanej $U_{3z} = f / J_3 /$ dla przypadku $U_{3z} = U_{30}$ oraz $U_1 = \text{const.}$, $\cos \varphi_3 = 1$.

W celu uzyskania charakterystyki zewnętrznej, dla której $U_{3z} > U_3$, należy włączyć w przewód zerowy impedancję o charakterze pojemnościowym.

Rys. 3.2.b. przedstawia przebieg charakterystyk zewnętrznych dla przypadku $U_{3z} < U_{30}$ oraz: $U_1 = \text{const.}$, $\cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}$

Dla wartości napięć $U_{3z} < U_3$ regulację przeprowadzić można poprzez podmagnesowanie rdzeni prądem stałym lub załączenie w przewód zerowy impedancji o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym, natomiast dla $U_{3z} > U_3$ poprzez kompensację pojemnościową obciążenia strony wtórnej lub załączenie w przewód zerowy impedancji o charakterze pojemnościowym.

Jak wynika z rys. 3.2. napięciem kompensującym w obu przypadkach jest wartość napięcia ΔU_3 , którą można określić zależnością:

$$/ \Delta U_3 / = U_3 - U_{3z}$$

Wartość napięcia kompensującego ΔU_3 , zależna jest od kształtu charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / J_3 /$ /współczynnika mocy $\cos \varphi_3 /$ i wartości napięcia zadane go U_{3z} .

Z analizy pracy układów przedstawionych na rys. 2.1; 2.3; 3.1. wynika duże podobieństwo zjawisk fizycznych występujących w m.p.c. [1].

Biorąc pod uwagę walory techniczne i eksploatacyjne metody regulacyjnej z impedancją w przewodzie zerowym, a mianowicie:

- łatwość automatyzacji procesu regulacji,
- możliwości regulacyjne w "górną" i w "dół",
- podwyższenie mocy w obwodzie wyjściowym m.p.c.

w dalszej części pracy zajmuję się wyłącznie analizą teoretyczną i badaniami doświadczalnymi tej metody, celem wnikliwego jej poznania.

3.1. Założenia i wybór metody aproksymacji charakterystyki magnesowania.

W celu przeprowadzenia analizy teoretycznej układu m.p.c. z impedancją włączoną w przewódzie zerowym przyjęto następujące założenia upraszczające:

1. m.p.c. zasilany jest z sieci sztywnej o bardzo dużej mocy zwarciowej oraz posiadającej dostępny punkt zerowy,
2. wszystkie trzy rdzenie transformatorów potrójacza posiadają identyczne charakterystyki magnesowania,
3. rezystancje uzwojeń, reaktancje rozproszenia oraz straty w żelazie m.p.c. są pomijalne,
4. w strumieniu magnetycznym występuje tylko pierwsza i trzecia harmoniczna, a prąd i napięcie w obwodzie wyjściowym są sinusoidalne.

Założenia powyższe są powszechnie przyjmowane przez większość autorów prac dotyczących problematyki m.m.c. [1], [7], [21], [33] i nie wymagają szczególnego uzasadnienia.

Do przeprowadzenia analizy teoretycznej wyznaczoną laboratoryjnie krzywą magnesowania transformatorów m.p.c. zastąpiono funkcją typu hiperbolicznego [1], [16], [20], [25].

Weryfikację przeprowadzonej analizy teoretycznej oraz przyjętych założeń upraszczających dokonano poprzez badania modelowe. Uzyskane wyniki przedstawiono w pkt. 5 pracy.

3.1.1. Aproksymacja charakterystyki magnesowania.

Kształt charakterystyki magnesowania w przedziale największej krzywizny /kolano krzywej/ decyduje o pracy m.p.c. Przez krzywą magnesowania rozumie się charakterystykę jednowartościową, wypadkową obwodu magnetycznego, uwzględniającą stal obwodu oraz szczeliny powietrzne.

W teoretycznej analizie pracy m.p.c. wykorzystano szereg funkcji zastępczych, takich jak: sinus hiperboliczny, funkcję składającą się z odcinków prostej, funkcje wielomianowe i inne [20].

Dokładne odwzorowanie całej charakterystyki magnesowania jedną stosunkowo prostą funkcją zastępczą jest praktycznie niemożliwe.

Stąd też często przyjmowane są w zależności od potrzeb funkcje zastępcze odwzorujące możliwie dokładnie tylko interesującą część krzywej zadanej.

W potrajaczach transformatorowych z uwagi na duże wahania indukcji rdzeni /rzędu 2.4 - 2.6 T/, szczególnie istotna jest

część nasycona łącznie z górnym zakrzywieniem /kolanem/ danej charakterystyki magnesowania.

Jak wykazano w pracach [1], [20], [33] dobre wyniki daje stosowanie funkcji hiperbolicznej . o postaci:

$$H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B \quad /3.1./$$

która po rozwinięciu w szereg potęgowy daje zależność:

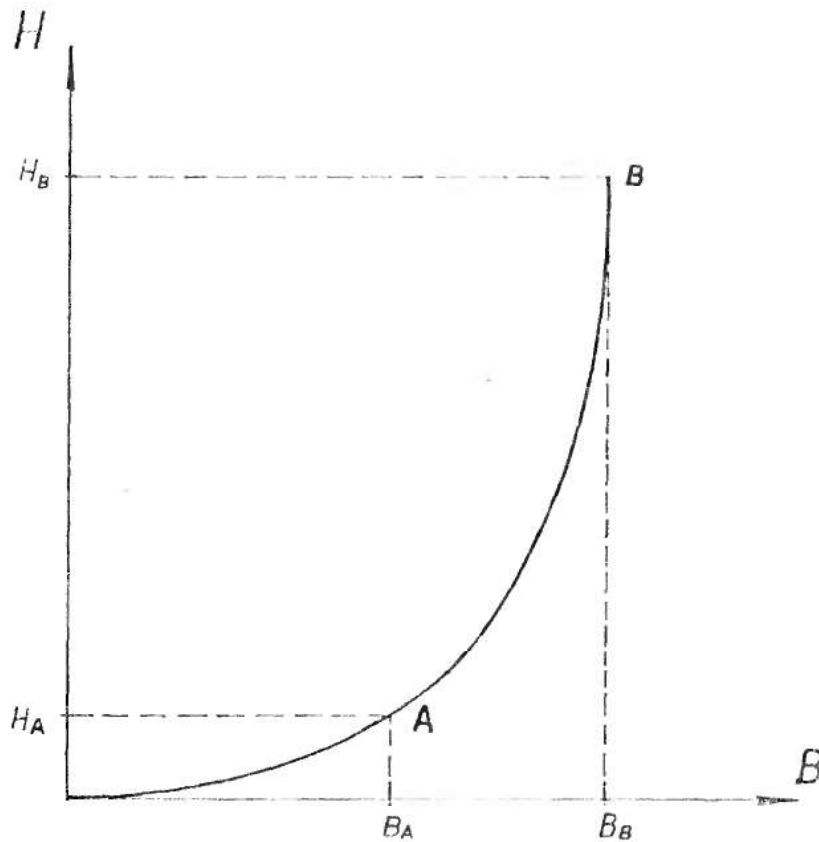
$$\frac{H}{C_1} = \operatorname{sh} C_2 B = C_2 B + \frac{C_2^3 B^3}{3!} + \frac{C_2^5 B^5}{5!} + \dots + \quad /3.2./$$

Pozwala ona dokładnie odwzorować charakterystykę magnesowania w zakresie nasycień występujących w potrajażach.

Istotną zaletą przyjętej aproksymacji jest łatwość obliczania współczynników aproksymujących C_1 , C_2 .

Współczynniki C_1 , C_2 wyznaczono metodą wybranych wartości [20].

W tym celu na pomierzonej krzywej magnesowania wyznacza się dwa punkty A i B, przez które ma przechodzić krzywa zastępcza /rys. 3.3. /.



Rys. 3.3. Wyznaczanie współczynników C_1 , C_2 .

Punkt A najkorzystniej jest wybrać na początkowej części kolana charakterystyki, natomiast punkt B w obszarze znacznego nasycenia rdzenia /około 0,9 zakresu indukcji roboczej/.

Podstawiając współrzędne punktów A i B do /3.1/, otrzymujemy dwa równania:

$$H_B = C_1 \operatorname{sh} C_2 B_B$$

/3.3./

$$H_A = C_1 \operatorname{sh} C_2 B_A$$

Po prostych przekształceniach, korzystając z postaci wykładniczej $\operatorname{sh} x = \frac{1}{2} /e^x - e^{-x}/$ oraz pomijając składniki o ujemnym

wykładniku potęgi /jako bardzo małe/, otrzymano:

$$C_2 = \frac{\ln \frac{H_B}{H_A}}{B_D - B_A} \quad \left[\frac{1}{T} \right] \quad /3.4/$$

$$C_1 = \frac{H_B}{\operatorname{sh} C_2 B_B} \quad \left[\frac{A}{m} \right] \quad /3.5/$$

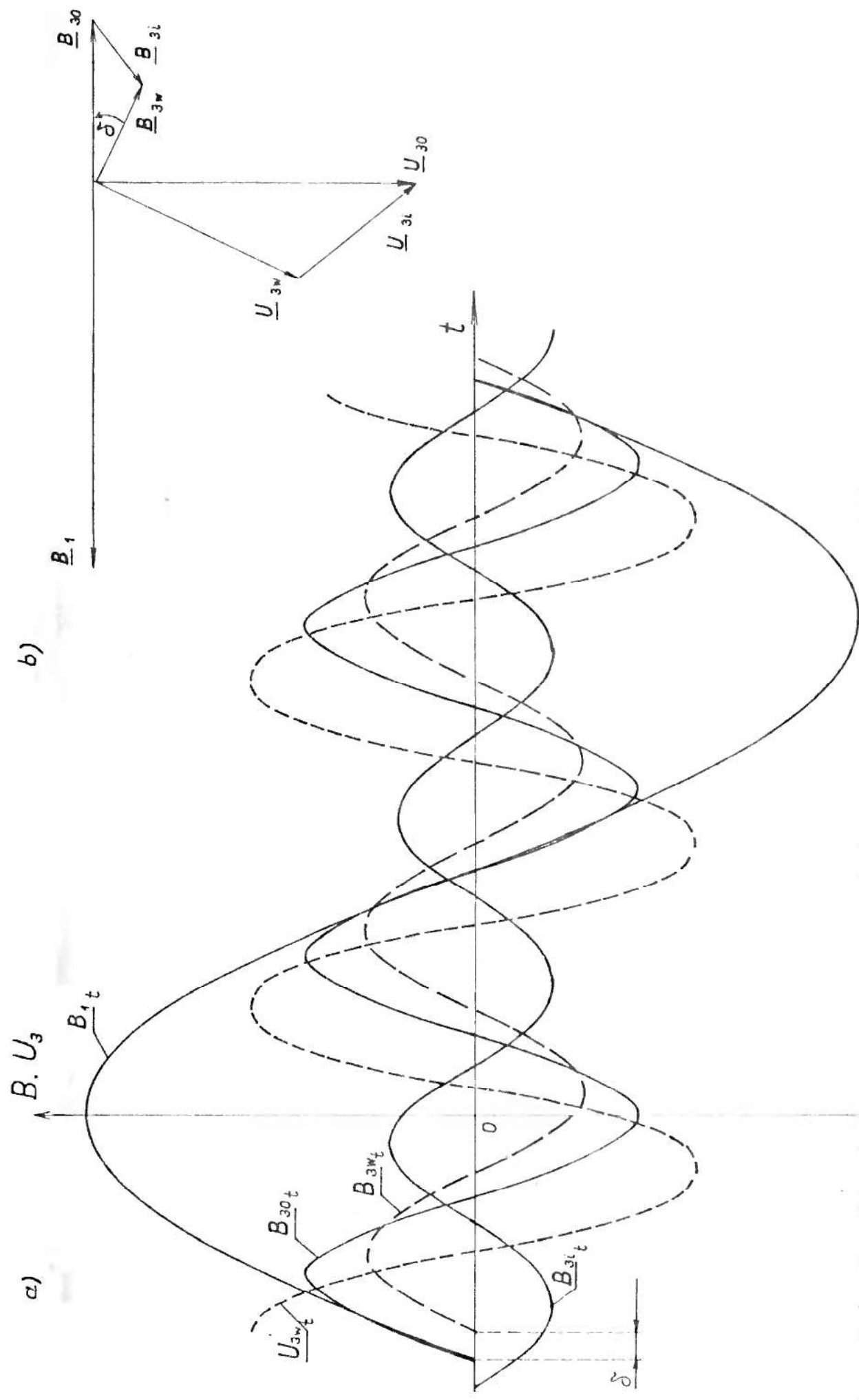
Stopień nasycenia transformatora w potrajaczu, jak wykazały badania, praktycznie nie ma wpływu na dokładność aproksymacji sinusem hiperbolicznym. Wraz ze wzrostem stopnia nasycenia rdzenia, należy odpowiednio zmieniać położenie punktów A i B na krzywej pierwotnej a w konsekwencji zmieniają ulegają wartości współczynników C_1 , C_2 .

Przyjęta funkcja aproksymująca dostatecznie dokładnie odwzorowuje pierwotną krzywą magnesowania dla wartości indukcji w rdzeniach potrajaczy magnetycznych /2,4 - 2,6 T/. Do analizy teoretycznej przyjęto aproksymację sinusem hiperbolicznym.

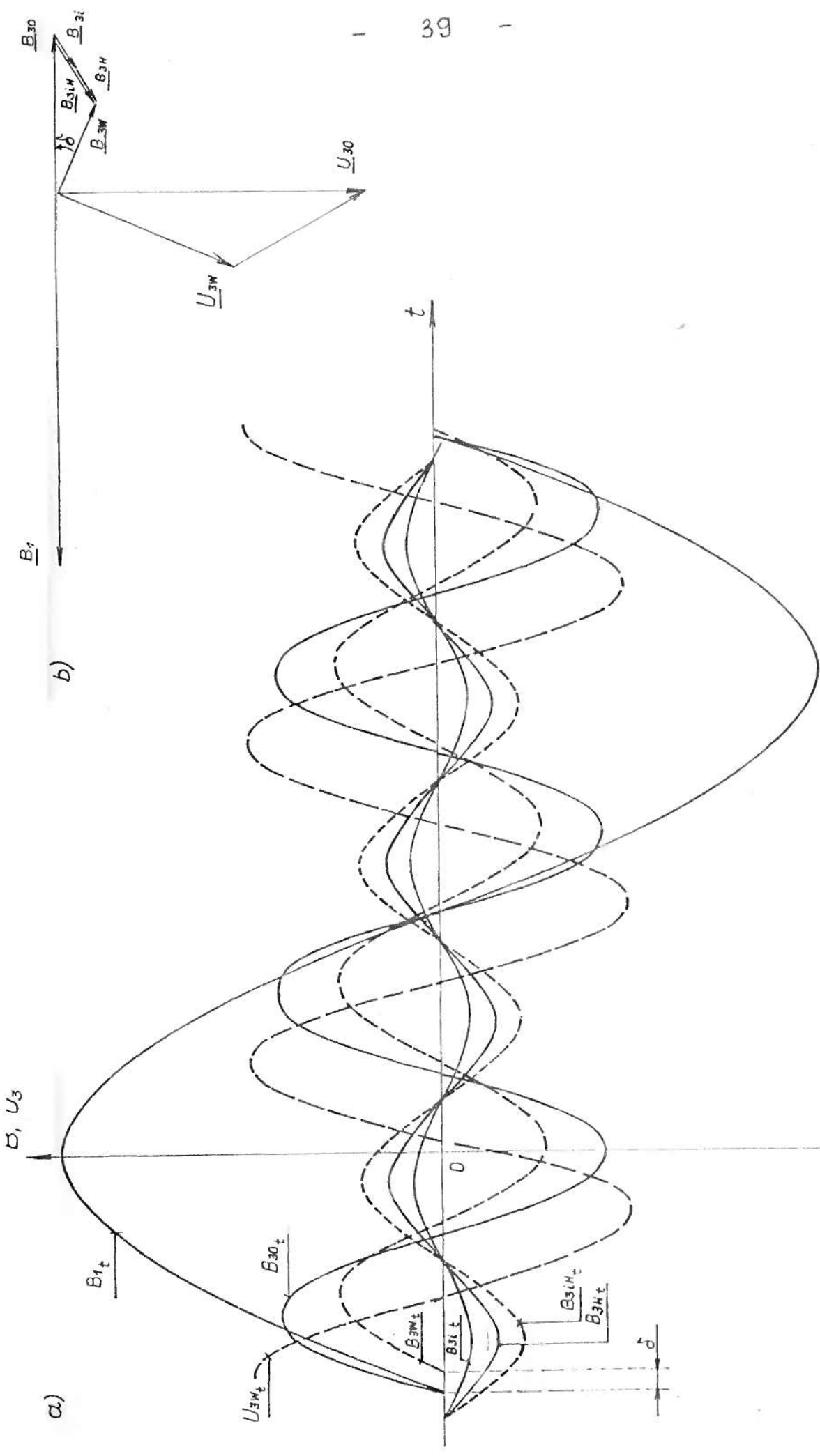
3.2. Analiza zjawisk fizycznych.

Jeżeli punkt zerowy gwiazdy uzwojeń pierwotnych potrajacza zostanie zwarty z punktem zerowym sieci, to strumień w rdzeniach transformatorów stanie się sinusoidalny, natomiast napięcie wtórne zmaleje do zera.

Gdy impedancja przewodu zerowego Z_0 dąży do nieskończoności, to napięcie wyjściowe w stanie jałowym U_{30} osiąga



Rys. 3.4. Przebiegi czasowe indukcji /a/ oraz dla czasu $t = 0$ /b/, przy obciążeniu czynnym m.p.c. $Z_3 = R_3$, przy braku obciążenia w przewodzie zerowym, $Z_0 = \infty$. Oznaczenia:
 B_{1t} - przebieg czasowy podstawowej harmonicznej indukcji
 B_{30t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym,
 B_{3lt} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania obciążenia,
 B_{3wt} - przebieg czasowy wypadkowej trzeciej harmonicznej indukcji,
 U_{3wt} - przebieg czasowy napięcia wyjściowego,



Rys. 3.5. Przebiegi czasowe indukcji /a/ oraz dla czasu $t = 0$ /b/, przy obciążeniu czynnym m.p.c. $Z_3 = R$ oraz włączonej rezystancji w przewodzie zerowym $Z = R$. Oznaczenia:
 B_{1t} - przebieg czasowy podstawowej harmonicznej indukcji
 B_{30t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania obciążenia,
 B_{31t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania - prądu - przewodu
 B_{31Ht} - przebieg czasowy wypadkowej trzeciej harmonicznej indukcji,
 B_{32t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji, B_{32Ht} - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy B_{30} i B_{31W} ,

wartość maksymalną $U_{30 \text{ mx}}$, jeśli natomiast $Z_0 = 0$ to $U_{30} = 0$.

Poprzez regulację wartości impedancji Z_0 , rys. 2.3., zmienia się wartość trzeciej harmonicznej prądu płynącego z sieci, a tym samym odkształcenie strumienia magnetycznego. W konsekwencji zmienia się wartość napięcia wyjściowego U_3 .

Prąd przewodu zerowego rozplywa się do uzwojeń pierwotnych potrajacza wzbudzając strumień oddziaływania prądu zerowego $\underline{\phi}_{3H}$.

Strumień ten oddziałuje podobnie jak strumień oddziaływania trzeciej harmonicznej prądu obciążenia $\underline{\phi}_{3i}$ /rys. 3.4. i rys. 3.5./.

Na podstawie rys. 2.3. i rys. 3.5. można napisać, że:

$$i_{\mu A} + i_{\mu B} + i_{\mu C} = i_0 \quad /3.5./$$

Prądy magnesujące poszczególnych faz indukują odpowiednie strumienie w rdzeniach potrajacza. W odniesieniu do pierwszej i trzeciej harmonicznej indukcji mamy:

$$B_{tA} = B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t + B_{3iH} \sin /3\omega t + \delta /$$

$$B_{tB} = B_1 \cos / \omega t - \frac{2\pi}{3} / - B_{30} \cos 3\omega t + B_{3iH} \sin /3\omega t + \delta / \quad /3.6/$$

$$B_{tC} = -B_1 \cos / \omega t - \frac{4\pi}{3} / - B_{30} \cos 3\omega t + B_{3iH} \sin /3\omega t + \delta /$$

gdzie:

B_{tA} ; B_{tB} ; B_{tC} - wartości chwilowe indukcji w obwodach magnetycznych, odpowiednio w fazach A, B, C,

ω - pulsacja odpowiadająca częstotliwości podstawowej,

δ - kąt przesunięcia fazowego strumienia trzeciej harmonicznej indukcji w stanie obciążenia strony wtórnej i włączonej impedancji w przewodzie zerowym, względem strumienia trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym,

B_{3IH} - wypadkowa trzecia harmoniczna indukcji oddziaływania prądu obciążenia i prądu w przewodzie zerowym.

Na podstawie rys.35 kąt δ w równaniu /3.6/ określa zależność:

$$\delta = \arccos \left/ \frac{U_3}{U_{30}} \cos \varphi_3 \right/ - \varphi_3 \quad /3.7/$$

dla obciążeń o charakterze rezystancyjnym i indukcyjnym gdy $U_3 \rightarrow U_{3mx}$, a $|\delta| \geq |\varphi_3|$,

$$\delta = -\arccos \left/ \frac{U_3}{U_{30}} \cos \varphi_3 \right/ - \varphi_3 \quad /3.8/$$

dla obciążeń o charakterze pojemnościowym gdy $U_3 \rightarrow U_{3mx}$, a $|\delta| \leq |\varphi_3|$,

gdzie:

U_3 - wartość skuteczna napięcia w obwodzie wyjściowym,

U_{30} - wartość skuteczna napięcia w obwodzie wyjściowym w stanie jałowym,

φ_3 - kąt przesunięcia fazowego napięcia względem prądu w obwodzie wyjściowym,

U_{3mx} - maksymalna wartość napięcia w obwodzie wyjściowym.

Z równań /3.6./ wynika, że dla czasu $t = 0$, wartość bezwzględna trzeciej harmonicznej indukcji wynosi:

$$|B_{3w}| = B_{30} - B_{31}H \sin \delta = f / J_0 / \quad /3.9/$$

Równanie /3.9./ można rozwiązać metodą analityczno - graficzną korzystając z krzywej magnesowania rdzenia transformatora potrójacza $B = f / H /$, przy aproksymacji krzywej magnesowania sinusem hiperbolicznym $H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B / [17]$

Przy założeniu stałości napięcia zasilającego U_1 , wartość indukcji B_1 i B_{30} oblicza się według znanych zależności [18], [33].

Wartość skuteczną prądu zerowego obliczamy jako

$$J_0 \approx \sqrt{J_{\mu w}^2 - J_{\mu 0}^2} \quad /3.9.a/$$

gdzie:

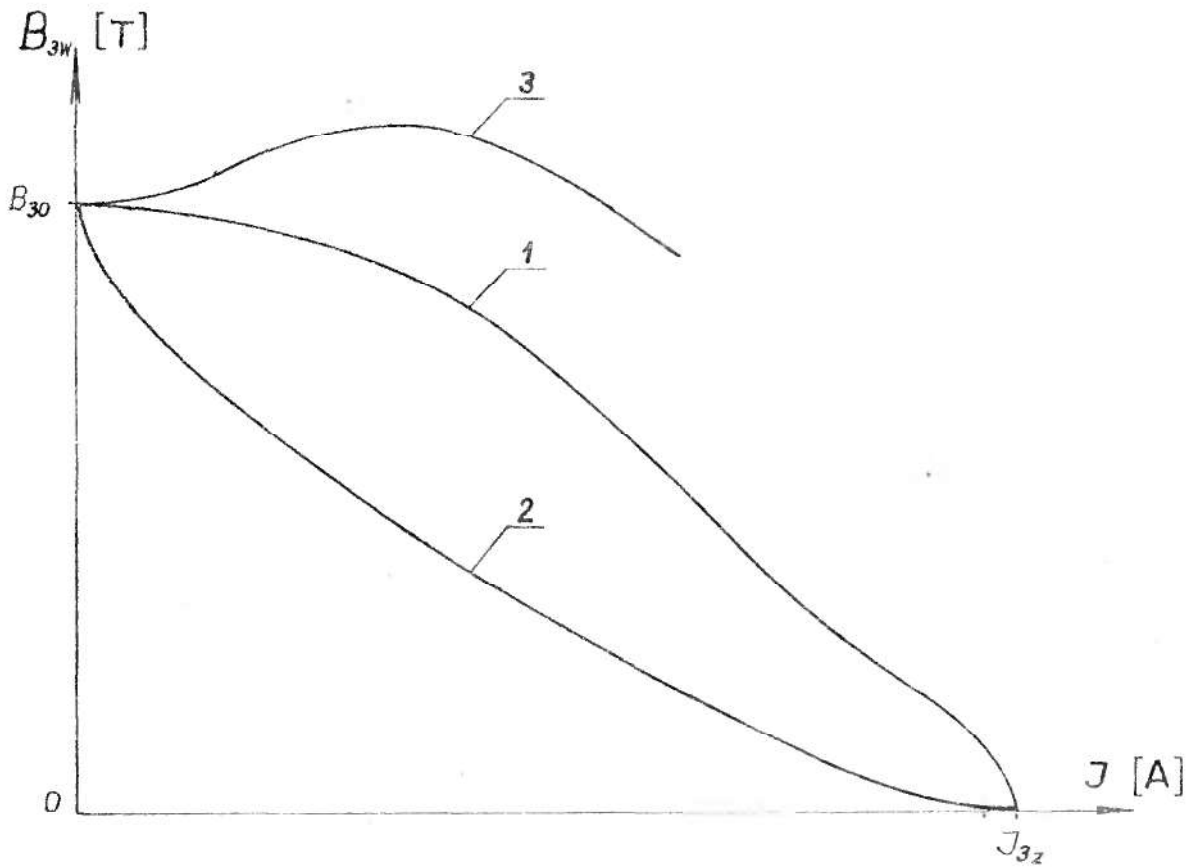
$J_{\mu w}$ - prąd magnesujący odpowiadający wartości indukcji B_1 ,

$J_{\mu 0}$ - prąd magnesujący odpowiadający indukcji w stanie jałowym potrójacza.

Zależności 3.9. i 3.9.a. pozwalają na podstawie zależności:

$$J_{\mu 0} = C_1 \operatorname{sh} C_2 B_1 \quad /3.9.b/$$

wynaczyć przebieg $B_{3w} = f / J_0 /$ przy określonych wartościach prądu przewodu zerowego.



Rys. 3.6. Przebieg zależności $B_{3w} = f/J_0/$ dla różnych obciążeń przewodu zerowego;
 1 - rezystancją, 2 - indukcyjnością 3 - pojemnością.

Znając wypadkową wartość trzeciej harmonicznej indukcji w rdzeniu, wyznaczamy napięcie wyjściowe potrajacza według zależności:

$$U_{3w} = 3 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{z_2}{z_1} \frac{B_{3w}}{B_1} \cdot U_1 \quad /3.10/$$

gdzie:

U_1 - napięcie przewodowe na wejściu, $f = 50$ Hz,

U_{3w} - napięcie wyjściowe, $f = 150$ Hz,

z_1, z_2 - liczby zwojów transformatora potrójacza.

W celu dokonania oceny wpływu impedancji obciążenia Z_3 i impedancji przewodu zerowego Z_0 na napięcie wyjściowe U_3 potrójacza, rozpatrzono analityczno-graficznie włączenie w przewód zerowy impedancji o różnych charakterach, przy różnych wartościach obciążenia strony wtórnej, określając wartość chwilową indukcji wypadkowej w rdzeniu B_t oraz wypadkowy kąt przesunięcia fazowego strumieni δ :

$$1. \quad Z_0 = R ; \quad Z_3 = R$$

Wykresy wektorowe i czasowe przedstawiono na rys. 3.5.

Przebieg indukcji wyraża się zależnością:

$$B_{tA} = B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t + B_{31H} \sin /3\omega t + \delta / \quad /3.11/$$

gdzie:

$$\delta = \arccos \frac{B_{3W}}{B_{30}}$$

$$2. \quad Z_0 = j X_C ; \quad Z_3 = R + j X_L$$

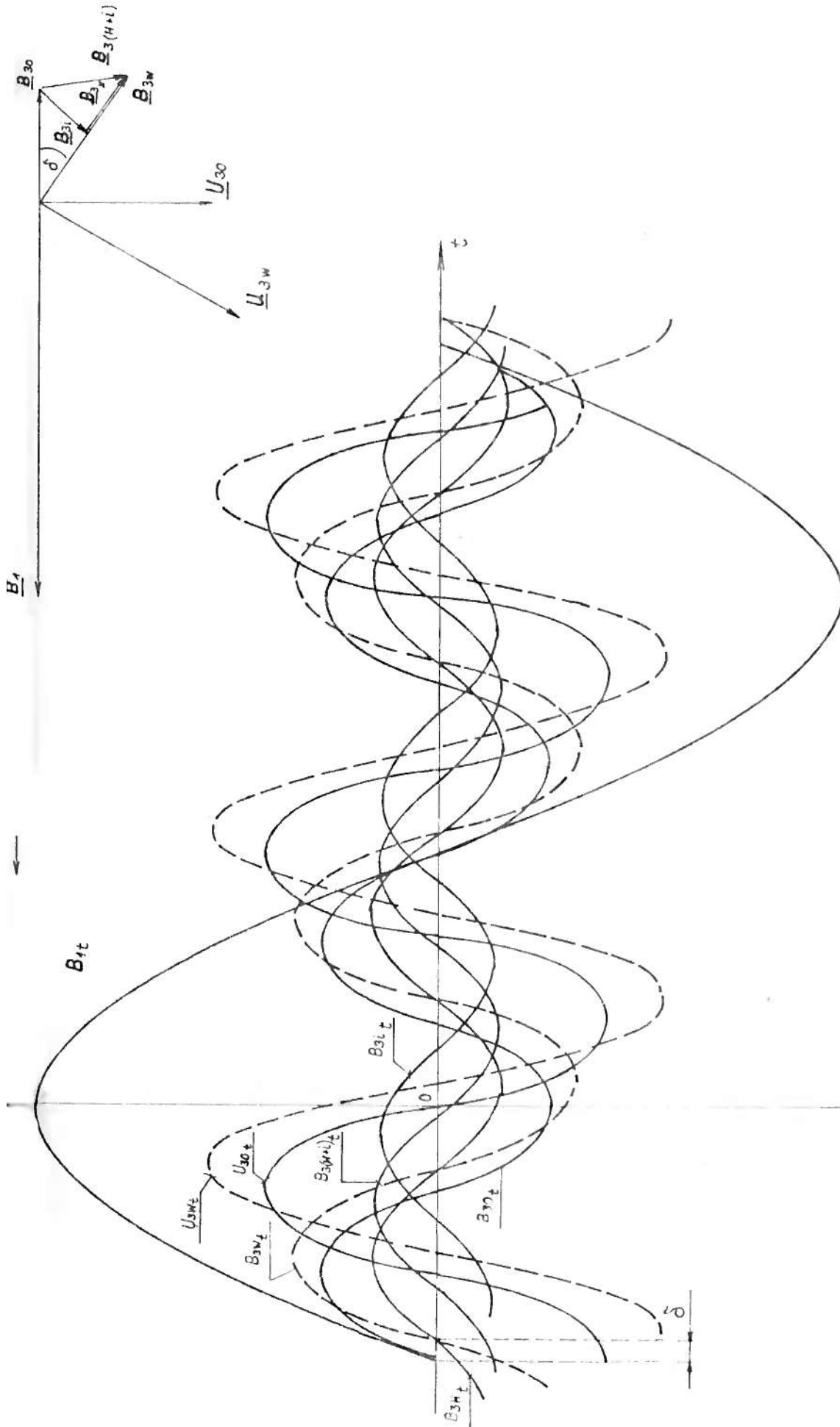
Wykresy wektorowe i czasowe przedstawiono na rys. 3.7.

Czasowy przebieg indukcji wyraża się zależnością:

$$B_{tA} = B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t + B_{31} \sin /3 \omega t - \delta - \varphi / - \\ B_{3H} \cos /3\omega t - \delta / \quad /3.12/$$

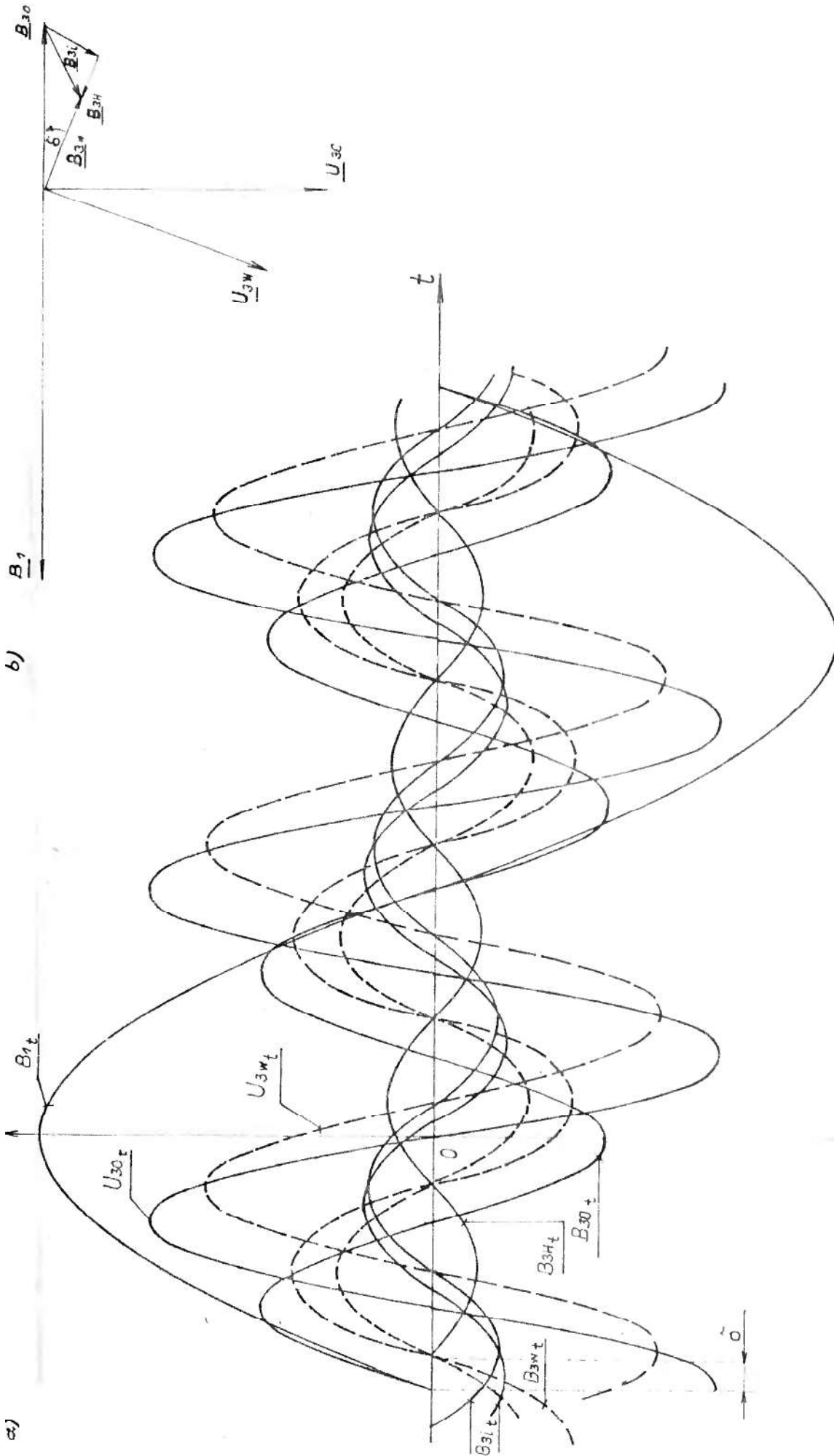
$$3. \quad Z_0 = j X_L ; \quad Z_3 = R + j X_L$$

Wykresy wektorowe i czasowe przedstawiono na rys. 3.8.



Rys. 3.7. Przebiegi czasowe indukcji /a/ oraz dla czasu $t = 0$ /b/ przy obciążeniu: $Z_3 = R + jX_L$, $Z_0 = jX_C$: Oznaczenia:

- 1. B_{4t} - przebieg czasowy podstawowej harmonicznej indukcji,
- 2. B_{30t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym,
- 3. B_{31t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania obciążenia,
- 4. B_{32t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania prądu.
- 5. $B_{3(4+l)t}$ - wypadkowa trzecia harmoniczna oddziaływania obciążenia i przewodu zerow. ($B_{3,4t}$),
- 6. B_{3wt} - przebieg czasowy wypadkowej trzeciej harmonicznej indukcji
- 7. δ - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy B_{30} i B_{3w} .



Rys. 3.8. Przebiegi czasowe indukcji /a/ oraz dla czasu $t = 0$ /b/ przy obciążeniu: $Z_3 = R + jX_L$, $Z_0 = jX_L$.
Oznaczenia:

B_{1t} - przebieg czasowy podstawowej harmonicznej indukcji,

B_{30t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym,

B_{31t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania obciążenia,

B_{32t} - przebieg czasowy trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania prądu przewodnika

B_{33t} - przebieg czasowy wypadkowej trzeciej harmonicznej indukcji

B_{34t} - przebieg czasowy wypadkowej trzeciej harmonicznej indukcji

δ - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy B_{30} i B_{3w}

Czasowy przebieg indukcji wyraża się zależnością:

$$E_A = B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t + B_{31} \sin /3 \omega t - \varphi - \delta / + B_{3H} \cos /3\omega t - \delta / \quad /3.13/$$

Porównując wykresy wskazowe potrójaczą w czasie pracy, przedstawione na rys. 3.4; 3.5; 3.7; 3.8; widać, że prąd przewodu zerowego płynący przez uzwojenia pierwotne wpływa tak samo na wartość strumienia wypadkowego w rdzeniu jak prąd obciążenia płynący w uzwojeniach wtórnych.

Wartość skuteczną prądu przewodu zerowego można wyznaczyć sumując przepływy. Zgodnie z rys. 3.7. dla czasu $t = 0$, jest:

Transformator A:

$$\sqrt{2} J_1 z_1 \sin 0^\circ + \sqrt{2} J_3 z_2 \sin / \beta + \delta / + \frac{1}{3} \sqrt{2} J_0 z_1 \sin / \alpha + \delta / = L C_1 \left\{ \operatorname{sh} C_2 \left[B_1 \cos 0^\circ - B_{30} \cos 0^\circ + B_{31H} \sin \delta \right] \right\} \quad /3.14/$$

Transformator B:

$$\sqrt{2} J_1 z_1 \sin / - \frac{2}{3} \pi / + \sqrt{2} J_3 z_2 \sin / \beta + \delta / + \frac{1}{3} \sqrt{2} J_0 z_1 \sin / \alpha + \delta / = L C_1 \left\{ \operatorname{sh} C_2 \left[B_1 \cos / - \frac{2}{3} \pi / - B_{30} \cos 0^\circ + B_{31H} \sin \delta \right] \right\} \quad /3.15/$$

Transformator C:

$$\sqrt{2} J_1 z_1 \sin / - \frac{4}{3} \pi / + \sqrt{2} J_3 z_2 \sin / \beta + \delta / + \frac{1}{2} \sqrt{2} J_0 z_1 \sin / \alpha + \delta / = L C_1 \left\{ \operatorname{sh} C_2 \left[B_1 \cos / - \frac{4}{3} \pi / - B_{30} \cos 0^\circ + B_{31H} \sin \delta \right] \right\} \quad /3.16/$$

gdzie:

β - kąt przesunięcia fazowego prądu względem napięcia w obwodzie wyjściowym,

\mathcal{L} - kąt przesunięcia fazowego prądu względem napięcia w przewodzie zerowym.

Sumując stronami (3.10); (3.11); (3.12); otrzymuje się:

$$J_o = \frac{LC_1 \left\{ \text{sh } C_2 \left[B_1 - B_{3o} + /B_{3i} + B_{3H} / \sin \delta \right] - 2 \text{sh} C_2 \left[\frac{1}{2} B_1 + B_{3o} - /B_{3i} + B_{3H} / \sin \right] \right\}}{\sqrt{2} z_1 \sin \mathcal{L}}$$

$$- 3 J_3 \frac{z_2}{z_1} \frac{\sin / \beta + \delta /}{\sin / \mathcal{L} + \delta /} \quad /3.17/$$

Dla prowadzenia dalszej analizy teoretycznej wprowadza się pojęcie prądu J_3' , dane zależnością:

$$J_3' = 3 J_3 \frac{z_2}{z_1} \frac{\sin / \beta + \delta /}{\sin / \mathcal{L} + \delta /} \quad /3.18/$$

Prąd J_3' stanowi wartość prądu trzeciej harmonicznej po stronie wtórnej lub w przewodzie zerowym strony pierwotnej dla której napięcie wyjściowe U_{3w} ma taką samą wartość.

Można stwierdzić, że dla występujących w m.p.c. wartości

$\mathcal{L}, \beta, \delta$; wartość czynnika zmiennego 3.18 $/ \frac{\sin / \beta + \delta /}{\sin / \mathcal{L} + \delta /} /$ jest zawarta w przedziale 0,90 - 1,0 i może zmieniać wynik analizy w nieznacznym stopniu, w związku z tym nie stracimy wiele na dokładności pomijając ten czynnik. Tym samym uprości to prowadzenie dalszej analizy teoretycznej.

3.3. Matematyczny model magnetycznego potrajacza częstotliwości z impedancją w przewodzie zerowym.

Jak wiadomo / 1 /, / 3 /, / 4 /, w transformatorach prąd magnesujący jest odkształcony i zawiera wyższe harmoniczne nieparzyste niekrotne trzem:

$$i_{\mu} = J_{1m} \sin \omega t - J_{5m} \sin 5 \omega t + J_{7m} \sin 7 \omega t - \dots \quad /3.20/$$

Połączenie punktu zerowego gwiazdy uzwojenia pierwotnego pracującego potrajacza z przewodem zerowym sieci powoduje, że w jego prądzie magnesującym wystąpią harmoniczne, tworzące układy kolejności zerowej:

$$i_{\mu 1} = J_{1m} \sin \omega t - J_{3m} \sin 3 \omega t + J_{5m} \sin 5 \omega t - \dots \quad /3.21/$$

Występowanie harmonicznych tworzących układy kolejności zerowej w prądzie magnesującym, w zależności od ich charakteru i wartości, zmniejsza lub zwiększa zniekształcenie tymi harmonicznymi strumieni magnetycznych.

Przy prądzie zerowym o charakterze indukcyjnym, występuje zmniejszenie odkształcenia, natomiast przy prądzie zerowym o charakterze pojemnościowym, odkształcenie strumieni magnetycznych wzrasta.

W konsekwencji zmianie ulega indukowana siła elektromotoryczna:

$$e_f = E_{1m} \sin \omega t - E_{3m} \sin 3 \omega t - E_{9m} \sin 9 \omega t + \dots \quad /3.21/$$

Do przeprowadzenia analizy wpływu prądu obciążenia strony wtórnej i prądu zerowego na strumień magnetyczny można wykorzystać równania opisujące napięcia strony pierwotnej i wtórnej transformatora / 19 / :

$$u_1 = \frac{d}{dt} \Psi_1 + R_1 i_1 \quad /3.22/$$

$$u_2 = \frac{d}{dt} \Psi_2 + R_2 i_2$$

gdzie :

u_1, u_2 - wartości chwilowe napięć na zaciskach uzwojenia pierwotnego i wtórnego,

R_1, R_2 - opory czynne uzwojeń: pierwotnego i wtórnego,

Ψ_1, Ψ_2 - całkowite skojarzone strumienie każdego z uzwoj

$$\Psi_1 = z_1 \Psi + \Psi_{r_1} \quad /3.23/$$

$$\Psi_2 = z_2 \Psi + \Psi_{r_2} \quad /3.24/$$

gdzie :

Ψ - strumień główny ,

Ψ_{r_1}, Ψ_{r_2} - strumienie rozproszenia skojarzone z uzwojeniem pierwotnym i wtórnym.

W magnetycznym potrajaaczu częstotliwości rezystancja uzwojeń i reaktancja rozproszenia stanowią niewielką wartość w stosunku do impedancji wyjściowej. Wpływ ich na zmianę napięcia wyjścio-

wego jest dużo mniejszy niż impedancji obciążenia \underline{Z}_3 i impedancji przewodu zerowego \underline{Z}_0 . Stąd też w dalszej analizie pominięto w równaniu /3.22/ indukcyjną i czynną stratę napięcia.

Równania /3.22/ przyjmują postać:

$$u_1 = z_1 \frac{d\psi}{dt}$$

$$u_2 = z_2 \frac{d\psi}{dt} \quad /3.25/$$

Równania /3.25/ są równaniami macierzowymi i ogólna ich postać po rozwinięciu na poszczególne harmoniczne strumienia jest następująca:

$$\begin{bmatrix} u_{fA} \\ u_{fB} \\ u_{fC} \end{bmatrix} = z_1 \frac{d}{dt} \sum_m^k \begin{bmatrix} \psi_{m_A} / i_{1A} / \\ \psi_{m_B} / i_{1B} / \\ \psi_{m_C} / i_{1C} / \end{bmatrix} + z_2 \frac{d}{dt} \sum_n^j \begin{bmatrix} \psi_{(6n+3)_A} / i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \\ \psi_{(6n+3)_B} / i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \\ \psi_{(6n+3)_C} / i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \end{bmatrix} \quad /3.26.a/$$

$$\begin{aligned} [u_{30a} + u_{30b} + u_{30c}] &= z_2 \frac{d}{dt} \sum_k^k [\psi_{(6n+3)_a} + \psi_{(6n+3)_b} + \psi_{(6n+3)_c}] / i_1 / + \\ & z_2 \frac{d}{dt} \sum_n^k [\psi_{(6n+3)_a} + \psi_{(6n+3)_b} + \psi_{(6n+3)_c}] / i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \quad /3.26.b/ \end{aligned}$$

gdzie:

u_{fA}, u_{fB}, u_{fC} - wartości chwilowe napięć fazowych strony pierwotnej,

$\psi_m / i_1 /$ - strumień główny wzbudzony przez prąd magnesyjący: $m = 1, 3, 9, 15, \dots, k,$

$\Psi_{/6n+3/ /i_3 + \frac{1}{3} i_0/}$ - wartość chwilowa strumienia oddziaływania prądu trzeciej harmonicznej, $n = 0, 1, 2, 3 \dots j$,

$\Psi_{/6n+3/ /i_1 /}$ - wartość chwilowa strumienia trzeciej harmonicznej wzbudzonego przez prąd magnesujący,

$u_{30_a}, u_{30_b}, u_{30_c}$ - wartości chwilowe napięć na uzwojeniach strony wtórnej w stanie jałowym,

i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} - wartości chwilowe rzeczywistego fazowego prądu magnesującego,

i_3 - wartość chwilowa prądu obciążenia,

i_0 - wartość chwilowa prądu przewodu zerowego.

Przedstawienie problemu jak w 3.26, pozwala:

- ująć w analizie wyższe nieparzyste harmoniczne indukcji, krotne trzem,
- analizować wpływ prądów I_3 i I_0 na napięcie wyjściowe,
- stworzyć model układu m.p.o. z regulowaną impedancją w przewodzie zerowym.

Równania /3.22/ można zapisać w postaci:

$$u_{\phi} = z_1 \frac{d}{dt} \left[\sum_m^k \Psi_m /i_1 / + \sum_n^k \Psi_{(6n+3)} /i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \right] \quad /3.27.a/$$

$$u_{30} = z_2 \frac{d}{dt} \left[\sum_n^k \Psi_{(6n+3)} /i_1 / + \sum_n^k \Psi_{(6n+3)} /i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \right] \quad /3.27.b/$$

Równanie /3.27.a/ przedstawia napięcie zasilające fazowe, które jest sumą siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniach fazowych strony pierwotnej m.p.c. przez rzeczywisty prąd magnesujący oraz stratę siły elektromotorycznej, indukowanej przez prąd obciążenia i_3 i prąd przewodu zerowego $\frac{1}{3}i_0$.

Równanie 3.27.b. przedstawia napięcie wyjściowe w stanie jałowym, jako sumę siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniach fazowych strony wtórnej, stanowiącą funkcję rzeczywistego prądu magnesującego oraz stratę siły elektromotorycznej, indukowanej przez prąd obciążenia i prąd przewodu zerowego.

Pomiędzy strumieniami Ψ_1 i Ψ_2 równania zachodzi związek:

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= n \cdot \Psi_2 \\ \Psi_2 &= \frac{1}{n} \Psi_1 \end{aligned} \quad /3.28/$$

gdzie: $n = \frac{z_1}{z_2}$ - przekładnia zwojowa transformatora / 18 /.

Przy stałym napięciu zasilającym U_f , indukowana wartość podstawowej harmonicznej siły elektromotorycznej na uzwojeniu w poszczególnej fazie strony pierwotnej m.p.c. jest porównywalna z podstawową harmoniczną napięcia fazowego i jest funkcją podstawowej harmonicznej indukcji B_1 [33].

Można więc napisać, że:

$$\frac{d}{dt} \sum_m^k \Psi_m / i_1 / = \frac{d}{dt} \left[\Psi_1 / i_1 / + \sum_n^k \Psi_{(6n+3)} / i_1 / \right] \quad /3.29/$$

Pochodną sumy wartości chwilowych strumienia magnetycznego, można więc przedstawić jako sumę pochodnych; wartości chwilowej podstawowej harmonicznej strumienia i sumy wartości chwilowych, nieparzystych harmonicznych krotnych trzem.

Ponieważ:

$$\frac{d}{dt} \Psi_1 / i_1 / = e_{1f} \approx u_{1f} \quad /3.30/$$

oraz

$$z \Psi_m = z \oint_m = z \cdot B \cdot S \quad /3.31/$$

to równania (3.27) przyjmą postać:

$$u_1 - u_{1f} = z_1 S \frac{d}{dt} \left[\sum B_{(6n+3)} / i_1 / + \sum B_{(6n+3)} / i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \right] \quad /3.32.a/$$

$$u_{30} = \frac{1}{n} z_1 S \frac{d}{dt} \left[\sum B_{(6n+3)} / i_1 / + \sum B_{(6n+3)} / i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \right] \quad /3.32.b/$$

Dzieląc stronami równanie (3.32) przez przekładnię zwojową $n = \frac{z_1}{z_2}$, następnie stosując przekształcenia (3.28); (3.29); (3.30); sprowadzamy (3.32) do tożsamy, oraz i_0 uwzględniając tylko trzecią harmoniczną indukcji, otrzymujemy:

$$u_{30} = 3 \cdot \frac{1}{n} \cdot z_1 S \frac{d}{dt} \left[B_3 / i_1 / + B_3 / i_3 + \frac{1}{3} i_0 / \right] \quad /3.33/$$

gdzie:

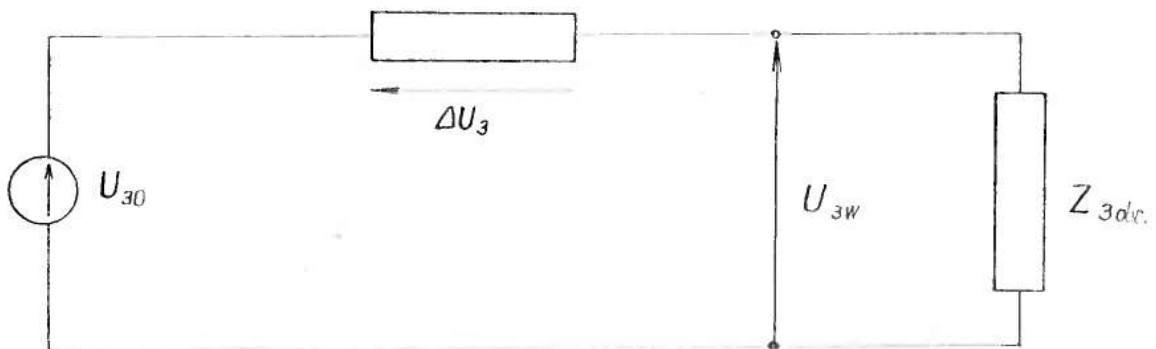
$$u_{30} = 3 \cdot \frac{1}{n} \cdot z_1 \cdot S \frac{d}{dt} B_3 / i_{\mu 10} / \quad - \text{wartość chwilowa napięcia wyjściowego w stanie jałowym,}$$

$u_{3w} = 3 \cdot \frac{1}{n} \cdot z_1 \cdot S \frac{d}{dt} B_3 / i_1 /$ - wartość chwilowa rzeczywistego napięcia wyjściowego,

$\Delta u_3 = 3 \cdot \frac{1}{n} \cdot z_1 \cdot S \frac{d}{dt} B_3 / i_3' + \frac{1}{3} i_o /$ - wartość chwilowa napięcia kompensującego oraz:

$$B_3 / i_3 + \frac{1}{3} i_o / = B_{3IH} \sin / 3\omega t + \delta / \quad / \text{wg. 3.6.} \quad /.$$

Równaniu 3.33 odpowiada schemat zastępczy m.p.c. jak na rys. 3.9.



Rys. 3.9. Układ zastępczy m.p.c. z impedancją w przewodzie zerowym.

Jak wynika z rys. 3.9. uzyskany schemat zastępczy jest zbliżony do układu przedstawionego w [24], [17].

Równanie /3.33/ opisujące rys. 3.9. może być rozwinięte do dowolnej n-tej harmonicznej nieparzystej, krotnej trzem i może być rozwiązane numerycznie.

3.4. Regulacja napięcia wyjściowego m.p.c. poprzez zmianę impedancji w przewodzie zerowym. Zależności matematyczne.

Magnetyczne potrajacze częstotliwości są najczęściej stosowane do zasilania pieców indukcyjnych do topienia metali. W czasie grzania indukcyjnego własności magnetyczne i elektryczne wsadu zmieniają się w szerokich granicach i powodują konieczność regulacji mocy pieca, aby zapewnić właściwy przebieg procesu roztopiania i wygrzewania.

Istota regulacji napięcia wyjściowego przez zmianę impedancji przewodu zerowego polega na uzyskaniu takiej trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania, przy której napięcie wyjściowe rzeczywiste będzie zbliżone do napięcia wyjściowego zadanego dla danego etapu procesu technologicznego. Daje się to uzyskać poprzez odpowiednią zmianę wartości i charakteru prądu przewodu zerowego.

Celem wyznaczenia wartości napięcia kompensującego, wartości prądu zerowego i impedancji w przewodzie zerowym, równanie (3.29) zapisujemy w postaci:

$$u_{3wz} = 3 \cdot \frac{1}{\pi} \cdot z_1 \cdot S \frac{d}{dt} \left[B_3 / l_{\mu 0} / - B_3 / \frac{1}{3} i_0 + i_3' / \right] \quad /3.34/$$

gdzie:

u_{3wz} - wartość chwilowa napięcia zadanego.

3.4.1. Wyznaczenie wartości maksymalnej prądu zerowego J_{0m} oraz fazy początkowej.

Wartość maksymalną trzeciej harmonicznej prądu fazowego J_{0m} , kompensującego prąd obciążenia strony wtórnej wyznaczono dodając dwa przebiegi sinusoidalne, o tej samej częstotliwości [35]:

$$f_1 / t / = \frac{1}{3} i_0 = |J_{0m}| \sin |3\omega t - \alpha| \quad /3.35/$$

$$f_2 / t / = i_3' = \left| \frac{1}{n} J_3 \right| \sin |3\omega t + \beta|$$

gdzie:

$f_1 / t /$ - $\frac{1}{3}$ prądu przewodu zerowego i_0 ,

$f_2 / t /$ - prąd obciążenia potrójaczą i_3'

Przesunięcie fazowe między sinusoidą pierwszą a drugą można wyrazić jako sumę wartości bezwzględnych kątów różnych znaków, czyli jako różnicę tych kątów, $\alpha - \beta$. [35].

Oznaczając sumę wartości chwilowych tych prądów przez:

$$i_{3w} = \frac{1}{3} i_0 + i_3' = |J_{3wm}| \sin |3\omega t + \gamma| = \left| J_{3wm} \right| \left[\cos \gamma \sin 3\omega t + \sin \gamma \cos 3\omega t \right] \quad /3.36/$$

oraz po podstawieniu 3.35 i zastosowaniu wzoru na sinus sumy kątów otrzymuje się wypadkową trzecią harmoniczną prądu fazowego:

$$i_{3w} = \left[|J_{0m}| \cos \alpha + \left| \frac{1}{n} J_3 \right| \cos \beta \right] \sin 3\omega t + \quad /3.37/$$

$$\left[|J_{0m}| \sin \alpha + \left| \frac{1}{n} J_3 \right| \sin \beta \right] \cos 3\omega t$$

Porównując wyrażenia 3.36 i 3.37 mamy:

$$|J_{0m}/\cos\alpha| + |1/n J_3/\cos\beta| = |J_{3wm}/\cos\gamma| \quad /3.38/$$

$$|J_{0m}/\sin\alpha| + |1/n J_3/\sin\beta| = |J_{3wm}/\sin\gamma| \quad /3.39/$$

Dzieląc stronami równanie (3.39) przez (3.38) oraz podnosząc obie strony do kwadratu i następnie dodając stronami, wyznaczamy fazę początkową γ wypadkowej trzeciej harmonicznej prądu fazowego i_{3w} oraz jego amplitudę J_{0m} wg zależności:

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{|J_{0m}/\sin\alpha| + |1/n J_{3m}/\sin\beta|}{|J_{0m}/\cos\alpha| + |1/n J_{3m}/\cos\beta|} \quad /3.40/$$

$$|J_{0m}|^2 + 2|J_{0m}| |1/n J_{3m}| |\cos|\alpha-\beta|| + |1/n J_{3m}|^2 - |J_{3wm}|^2 = 0 \quad /3.41/$$

Równanie 3.41 określa fazę początkową prądu kompensującego:

$$\cos|\alpha-\beta| = \sqrt{\frac{|1/n J_{3m}|^2 - |J_{3wm}|^2}{|1/n J_{3m}|^2}} \quad /3.42/$$

gdzie:

J_{3m} - wartość maksymalna prądu obciążenia strony wtórnej,

β - faza początkowa prądu obciążenia strony wtórnej,

α - faza początkowa prądu zerowego,

$\gamma = \gamma_3$ - faza wypadkowa.

Wartość maksymalną wypadkowej trzeciej harmonicznej prądu fazowego J_{3wm} wyznacza się metodą analizy harmonicznych prądu pierwotnego magnetycznego potrójacza częstotliwości, wg wzorów podanych w pkt. 2.2.2.:

$$J_{1m} \approx -\frac{1}{z_1} 2j C_1 J_1 [j C_2 / B_1 - B_{3WZ} /] \quad /3.43/$$

$$J_{3mW} \approx -\frac{1}{z_1} 2j C_1 J_3 [j C_2 / B_1 - B_{3WZ} /] \quad /3.44/$$

$$J_{5mW} \approx -\frac{1}{z_1} 2j C_1 J_5 [j C_2 / B_1 - B_{3WZ} /] \quad /3.45/$$

gdzie:

$$B_{3WZ} \approx \frac{U_{3WZ}}{3\pi f_3 z_2 S} \quad - \text{indukcja trzeciej harmonicznej przy napięciu wyjściowym zadanym}$$

/3.46/

U_{3WZ}

Stąd prąd w przewodzie zerowym:

$$J_{3mW_0} \approx 3 \cdot J_{3mW} \quad /3.47/$$

3.4.2. Wyznaczenie wypadkowej indukcji oddziaływania trzeciej harmonicznej prądu.

Równania opisujące indukcję rzeczywistą w poszczególnych rdzeniach składowych m.p.c. podane zostały w pkt. 3.1.

Wypadkową indukcję oddziaływania prądu zerowego B_{3H} , dla transformatora składowego daje się wyznaczyć z równania /3.9/.

Po zastosowaniu prostych przekształceń otrzymuje się:

$$B_{3H} \approx \frac{1}{C_2} \operatorname{arsh} \frac{z_1}{C_1 l} /J_{1W} / - B_0 \quad /3.48/$$

gdzie:

$$\frac{1}{C_2} \operatorname{arsh} \frac{z_1}{C_1 l} /J_{1W} / \quad - \text{wypadkowa indukcja rzeczywista w rdzeniu}$$

$B_0 = B_1 - B_{30} + B_{3i}$ - wypadkowa indukcja dla przypadku:

$$Z_3 = R, Z_0 = \infty.$$

$J_{4W} = \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \left[|J_{4m}|^2 + |J_{3m}|^2 + |J_{5m}|^2 \right]}$ - wartość skuteczna rzeczywistego prądu magnesującego. Poszczególne harmoniczne wyznacza się wg: (3.43); (3.44); (3.45).

3.4.3. Wyznaczenie impedancji w przewodzie zerowym.

Załączenie impedancji w przewód zerowy, przy $Z_3 = \infty$ powoduje powstanie prądu przewodu zerowego, określonego zależnością:

$$i_0 = 3 J_{0m} \sin /3 \omega t + \mathcal{L} / \quad /3.49/$$

Prąd w przewodzie zerowym kompensuje oddziaływanie prądu obciążenia i_3 na trzecią harmoniczną indukcji. Włączając odpowiednią wartość impedancji Z_0 , można w szerokim zakresie regulować napięcie wyjściowe m.p.c. oraz sprowadzać do napięcia wyjściowego zadanego U_{3z} .

Obliczenia impedancji Z_0 dokonuje się wg znanych wzorów; np. dla połączenia równoległego RC mamy:

$$B_c = \frac{\sin \mathcal{L} 3/J_{0m}}{|U_{0m}|} \quad /3.50/$$

$$G = \frac{\cos \mathcal{L} 3/J_{0m}}{|U_{0m}|}$$

$$Z_{0m} = \frac{1}{Y_{0m}} = \frac{1}{\sqrt{G^2 + B_c^2}}$$

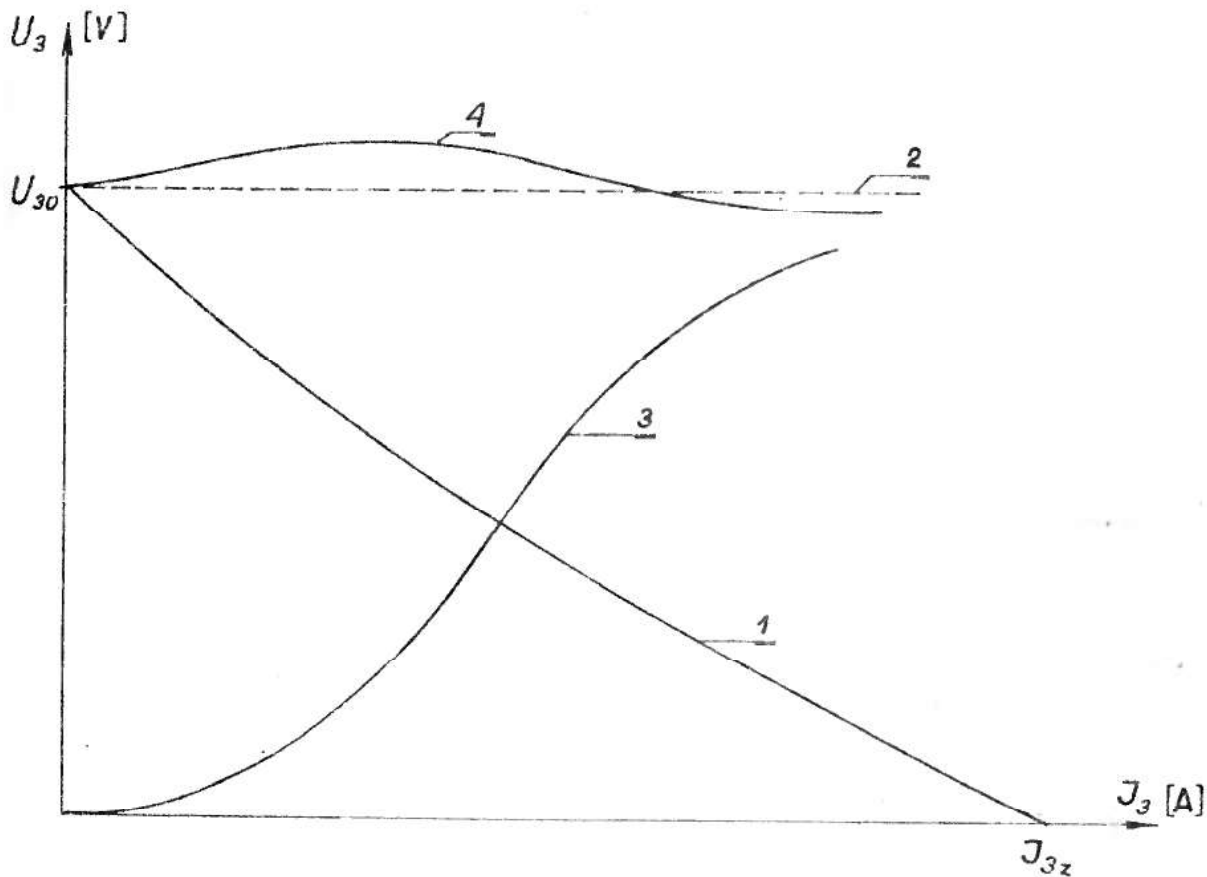
gdzie: $/ J_{0m} /$ - obliczone wg zależności

\mathcal{L} - wyznaczone wg 3.42.

$$U_{0m} = \frac{1}{3} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \cdot U_{30} \quad \text{zgodnie z } [14].$$

3.5. Charakterystyki zewnętrzne magnetycznego potrajacza częstotliwości z impedancją włączoną w przewód zerowy.

Przebieg charakterystyk zewnętrznych potrajacza z impedancją włączoną w przewód zerowy przykładowo ilustruje rys.3.10.



Rys. 3.10. Charakterystyki zewnętrzne m.p.c. z impedancją włączoną w przewód zerowy $[Z_3 = R + jX_L, Z_0 = jX_C /$
 1. charakterystyka zewnętrzna rzeczywista $U_3 = f/J_3 /$,
 2. charakterystyka zewnętrzna zadana $U_{3z} = f/J_3 /$,
 3. charakterystyka regulacji $\Delta U_3 = f/J_0 /$,
 4. charakterystyka zewnętrzna wypadkowa $U_{3w} = f/J_{3w} /$.

Przebieg charakterystyki regulacji $\Delta U_3 = f/J_0 /$ uwarunkowany jest charakterem impedancji obciążenia strony wtórnej, a więc

zależy od przebiegu charakterystyki zewnętrznej rzeczywistej

$$U_3 = f/J_3/.$$

Charakterystykę zewnętrzną rzeczywistą $U_3 = f/J_3/$ wyznaczyć można wg metod podanych w literaturze [9], [14], [33] Charakterystyka zewnętrzna zadana, określa wartości napięć wyjściowych na zaciskach m.p.c. przy dowolnym obciążeniu strony wtórnej.

Charakterystyka zewnętrzna wypadkowa, $U_{3w} = f/J_{3w} /$ jest to napięcie wypadkowe przy zmiennym obciążeniu i załączonej impedancji w przewodzie zerowym.

Porównując charakterystyki zewnętrzne rzeczywistą i zadaną, można określić wartość napięcia kompensującego ΔU_3 , wg zależności (3.48).

Impedancję przewodu zerowego, dla której charakterystyka zewnętrzna rzeczywista osiąga zbliżony przebieg do charakterystyki zadanej, wyznacza zależność (3.50).

Wpływ impedancji przewodu zerowego na napięcie wyjściowe U_{3w} m.p.c. określa charakterystyka $U_{3w} = f/J_0/$, wyznaczona wg zależności (3.33).

3.6. Analiza wpływu wahań napięcia sieci zasilającej na wartość napięcia wyjściowego m.p.c.

Wahania napięcia w sieci zasilającej powodowane są zmianami obciążenia, powodującymi wzrost lub zmniejszanie się spadków napięcia. Wahania napięcia są przeważnie związane z pracą odbiorników o zmiennym poborze mocy, dlatego też najczęściej mamy do czynienia z występowaniem wielokrotnych wahań, co powoduje oscylacje napięcia wokół pewnego poziomu w poszcze-

gólnych elementach sieci lub w całych sieciach.

Wahania napięcia zasilającego m.p.c. powodują zmiany wartości indukcji w rdzeniu, co w konsekwencji powoduje zmianę napięcia wyjściowego.

Układem zapewniającym względną stabilność napięcia jest układ regulacji pod obciążeniem. Są to jednak rozwiązania drogie i rzadko stosowane.

Wpływ wahań napięcia sieci zasilającej na pracę m.p.c. jest dostatecznie analizowany w literaturze [1], [33]. Przedstawione badania wykazały istotny wpływ odchyień napięcia zasilającego na parametry wyjściowe U_3 i moc wyjściową P_3 .

Wpływ wahań napięcia zasilającego na parametry wyjściowe m.p.c. można zmniejszyć, włączając szeregowo w obwód strony pierwotnej dławiki nienasycone [1], lub wykorzystując do zasilania m.p.c. autotransformator dopasowujący.

Alternatywę wymienionych metod może stanowić metoda regulacji poprzez zmianę impedancji w przewodzie zerowym. W pracy przeanalizowano wpływ wahań sieci zasilającej na napięcie wyjściowe m.p.c. oraz przedstawiono sposób ich kompensacji przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym.

3.6.1. Wpływ wahań napięcia sieci zasilającej na wartość napięcia wyjściowego.

Wiadomo, że stopień nasycenia obwodów magnetycznych m.p.c. przyjęto odnosić do poziomu harmonicznej podstawowej indukcji B_1 [1], [14], [33], której wartość jest praktycznie stała i proporcjonalna do napięcia zasilającego:

$$U_1 / \sqrt{3} = U_{1r} \approx E_{1r} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_1 \cdot z_1 \cdot S \cdot B_1 \quad /3.51/$$

Stopień nasycenia rdzeni transformatorów potrójacza, decyduje o wartości napięcia wyjściowego w stanie jałowym i ma istotny wpływ na sztywność charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / J_3 /$.

Odechylenie napięcia zasilającego w "górną" lub w "dół" od wartości znamionowej, powoduje w zasadzie proporcjonalną zmianę indukcji podstawowej harmonicznej B_1 oraz nieproporcjonalne zmiany prądu magnesującego J_μ i trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym B_{30} /rys. 3.11/, wg zależności:

$$J_\mu \approx C_1 \operatorname{sh} C_2 \left[B_1 + / \Delta B_1 / \right] \approx C_1 \operatorname{sh} C_2 B_1' \quad /3.52/$$

gdzie:

$$/ \Delta B_1 / \approx \frac{/ \Delta U_{1r} /}{\sqrt{2} \pi \cdot f_1 \cdot z_1 \cdot S}$$

- bezwzględna wartość przyrostu podstawowej harmonicznej indukcji

oraz zgodnie z /33 /:

$$B_{30}' = \left[B_{30} + / \Delta B_{30} / \right] =$$

$$\frac{1}{C_2} \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{sh} C_2 B_1' - 2 \operatorname{sh} \frac{C_2 B_1'}{2}}{\operatorname{ch} C_2 B_1' + 2 \operatorname{ch} \frac{C_2 B_1'}{2}} \quad /3.53/$$

gdzie:

$$/ \Delta B_{30} / \approx B_{30}' - B_{30} \quad - \text{bezwzględna wartość przyrostu trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym,}$$

$$B_{30} = \frac{U_{30}}{3\sqrt{2} \pi \cdot f_3 \cdot z_2 \cdot S} \quad - \text{trzecia harmoniczna indukcji w stanie jałowym}$$

/3.54/

W konsekwencji zmienia się napięcie wyjściowe m.p.c. w stanie jałowym:

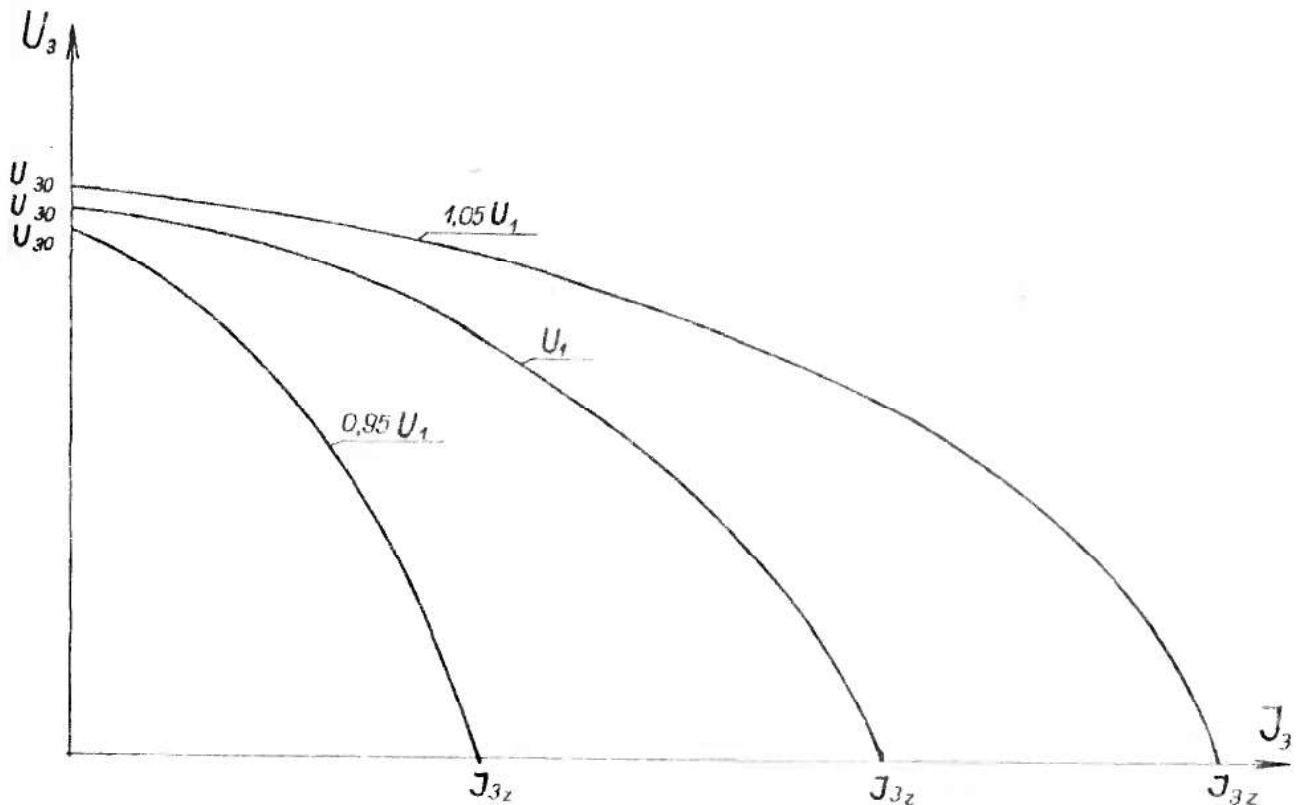
$$U_{30} = 3\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_3 \cdot Z_2 S [B_{30} + |\Delta B_{30}|] \quad /3.55/$$

oraz wartość prądu obciążenia strony wtórnej J_3 ; przykładowo dla $Z_3 = R$ jest:

$$J_3 = \frac{LC_1 \{ \text{sh}[C_2/B_1' - B_{30}' + B_{3i} \sin \beta] - 2 \text{sh}[C_2/\frac{1}{2}B_1' + B_{30} - B_{3i} \sin \beta] \}}{3\sqrt{2} Z_2 \sin \beta} \quad /3.56/$$

Oznaczenia wielkości w (3.56) jak w pkt. 3.5. pracy.

Przebieg charakterystyki zewnętrznej podajacza $U_3 = U/J_3$ ulega przesunięciu w "górze" lub w "dół" w zależności od odchylenia napięcia sieci zasilającej /rys. 3.9/.



Rys. 3.11. Przebieg charakterystyki zewnętrznej m.p.c. przy obciążeniu strony wtórnej rezystancją i odchyleniu napięcia sieci zasilającej - 5 %.

Przy występowaniu wahań napięcia zasilającego, przebieg charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / J_3 /$ różni się znacznie od charakterystyki znamionowej.

Odchylenia ujemne zmniejszają parametry wyjściowe $/U_3, P_3/$ potrajacza, natomiast odchylenia dodatnie powodują nieproporcjonalnie duży przyrost prądu w uzwojeniach pierwotnych, co może doprowadzić do ich przegrzania.

Można więc stwierdzić, że odchylenia napięcia zasilającego destabilizują pracę układu. Zasilenie potrajacza napięciem niższym od znamionowego, wydłuża proces technologiczny /np. topienie metali/. Napięcie wyższe od znamionowego, wpływa na zmniejszenie wytrzymałości izolacji, może doprowadzić do stanów awaryjnych /drżania subharmoniczne, zjawisko ferrozrezonansu/. Wartość maksymalna napięcia zasilającego, może być regulowana zabezpieczeniami napięciowymi w układzie. Zabezpieczenie sztywności napięcia sieci zasilającej w tym aspekcie jest bardzo ważnym zagadnieniem przy projektowaniu układów m.p.e.

Dotychczas stosowane metody regulacyjne /pkt. 2/ nie realizują kompensacji wahań napięcia sieci zasilającej.

Przeprowadzona w pkt. 3 analiza metody regulacji poprzez zmianę impedancji w przewodzie zerowym, wskazuje na jej przydatność w tym zakresie. Wykorzystując wyprowadzone zależności matematyczne w pkt. 3, wyznaczono w pkt. 3.4.2. napięcie kompensujące i impedancję kompensującą włączoną w przewód zerowy.

3.6.2. Analiza kompensacji wahań napięcia sieci zasilającej.

3.6.2.1. Wyznaczenie napięcia kompensującego ΔU_3 .

Istota kompensacji wahań napięcia zasilającego m.p.c. polega na uzyskaniu takiej trzeciej harmonicznej B_{3H} indukcji oddziaływania, dla której napięcie wyjściowe w stanie jałowym przy wystąpieniu odchylenia, równe jest napięciu wyjściowemu w stanie jałowym przy napięciu zasilającym znamionowym.

Zgodnie z pkt. 3.3. podstawową zależnością analizy matematycznej kompensacji wahań jest równanie (3.34), zapisane w postaci:

$$u_{30} \approx u_3 + \Delta u_3 \quad /3.57/$$

gdzie:

u_{30}

- wartość chwilowa napięcia wyjściowego w stanie jałowym przy zerowym odchyleniu napięcia sieci zasilającej, wyznaczona wg zależności (3.33).

$$u_3 \approx 3 \cdot z_2 \cdot S \cdot \frac{d}{dt} B_3 / i_1 /$$

- wartość chwilowa napięcia wyjściowego w stanie jałowym przy wystąpieniu odchylenia napięcia sieci zasilającej.

Dla chwili $t = 0$ wartość skuteczna napięcia kompensującego ΔU_3 wynosi;

$$\Delta U_3 \approx 3 z_2 \cdot S \left[\frac{1}{c_2} \operatorname{arsh} \frac{z_1}{c_1 l} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \left[\gamma_{1m}^2 + \gamma_{3m}^2 + \gamma_{5m}^2 \right]} - B_1 \cdot B_{30} / \right] / 3.58 /$$

Gdzie wartości maksymalne poszczególnych harmonicznych rzeczywistego prądu magnesującego, obliczamy wg zależności:

$$I_{1m} \approx - \frac{1}{Z_1} 2j C_1 J_1 [j C_2 / B_1 - B_3 /]$$

$$I_{3m} \approx - \frac{1}{Z_1} 2j C_1 J_3 [j C_2 / B_1 - B_3 /] \quad /3.59/$$

$$I_{5m} \approx - \frac{1}{Z_1} 2j C_1 J_5 [j C_2 / B_1 - B_3 /]$$

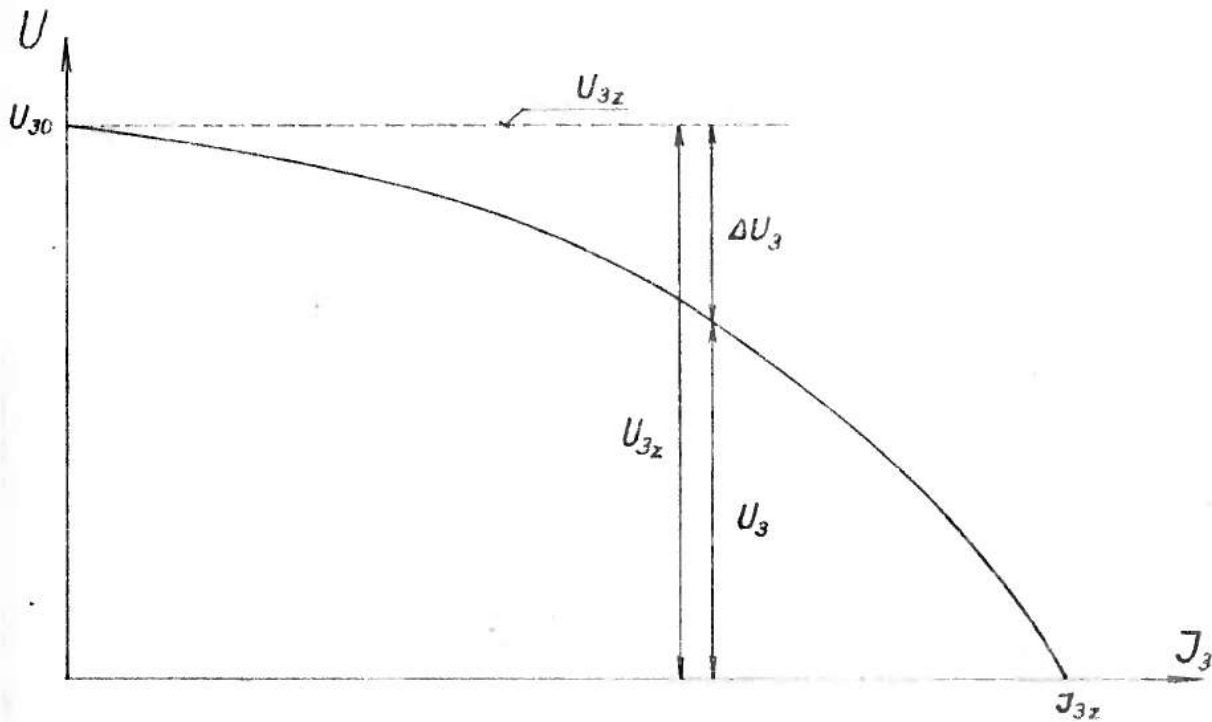
które wyznaczono zgodnie z pkt. 2.2.2. pracy.

Natomiast:

B_3 - trzecia harmoniczna indukcji rzeczywistej po wystąpieniu odchylenia napięcia sieci zasilającej, wyznaczona wg 3.53.

Napięcie kompensujące ΔU_3 daje się również wyznaczyć metodą graficzną bezpośrednio z przebiegu charakterystyk zewnętrznych zadanej i rzeczywistej, wg zależności:

$$/ \Delta U_3 / = U_{3z} - U_3 \quad /3.60/$$



Rys. 3.12. Wyznaczanie napięcia kompensującego ΔU_3 metodą graficzną.

3.6.2.2. Wyznaczenie impedancji kompensującej załączonej w przewód zerowy.

Wartość i charakter impedancji włączonej w przewód zerowy m.p.o. zależą od kierunku odchylenia napięcia i tak, gdy:

1. $U_{30} > U_3$ rzeoz, to: $-\frac{\pi}{2} < \mathcal{L} < 0$

2. $U_{30} < U_3$ rzeoz, to: $\frac{\pi}{2} > \mathcal{L} > 0$ /3.61/

gdzie: \mathcal{L} - argument impedancji.

Do wyznaczenia impedancji stosuje się znane wzory obliczeniowe /3.50/.

4. OBLICZENIA NA MASZYNIE CYFROWEJ.

Wprowadzenie.

Przeprowadzona w rozdziale 3 analiza matematyczna pozwoliła uzyskać zależności do obliczenia parametrów charakteryzujących pracę magnetycznego potrajacza częstotliwości z załączoną impedancją w przewód zerowy. Model matematyczny układu potrajacza z impedancją w przewodzie zerowym przedstawia zależność 3.33.

Obliczenia zrealizowano na maszynie cyfrowej, stosując do rozwiązywania poszczególnych zależności metodę numeryczną bisekcji [30].

Całość obliczeń numerycznych wykonywana jest w trzech powiązanych ze sobą zadaniach obliczeniowych.

Obliczenie napięcia wyjściowego m.p.c. U_3 , napięcia kompensującego ΔU_3 oraz impedancji przewodu zerowego \underline{Z}_0 jako funkcje prądu obciążenia J_3 zrealizowano programem DRE-1.

Natomiast obliczenie wypadkowego napięcia wyjściowego U_{3w} przy stałej wartości impedancji kompensującej \underline{Z}_0 załączonej w przewód zerowy jako funkcje prądu obciążenia J_3 zrealizowano programem DRE-2. Wykorzystywane są tu wyniki obliczeń DRE-1.

Ostatnie, trzecie zadanie obliczeniowe realizuje program DRE-3, wyznaczający wartość impedancji \underline{Z}_0 , kompensującej wahania napięcia zasilającego U_f m.p.c.

Obliczenia przeprowadzono dla dwóch modeli m.p.c., których parametry podane zostały w tabl. 4.1.

tabl. 4.1.

Lp.	Wyszczególnienie		Model I	Model II	Jednostka
1.	średnia długość obwodu magnet.	L	0,786	1.11	m
2.	przekrój rdzenia	S	$26 \cdot 10^{-4}$	$50 \cdot 10^{-4}$	m ²
3.	zwoje pierwotne	z_1	180	88	-
4.	zwoje wtórne	z_2	120	8	-
5.	współczynnik	C_1	0.634	0.561	A/m
6.	współczynnik	C_2	6.46	5.18	1/T
7.	częstotliwość pierwszej harmon.	f_1	50	50	Hz
8.	częstotliwość trzeciej harmon.	f_3	150	150	Hz
9.	krok liczenia	k	20	20	
10.	napięcie zasilające	U_f	240, 252 288	360, 380	V
11.	współcz. mocy strony wtórnej	$\cos \varphi_3$	0,8 ind., 1	0,8 ind., 1	

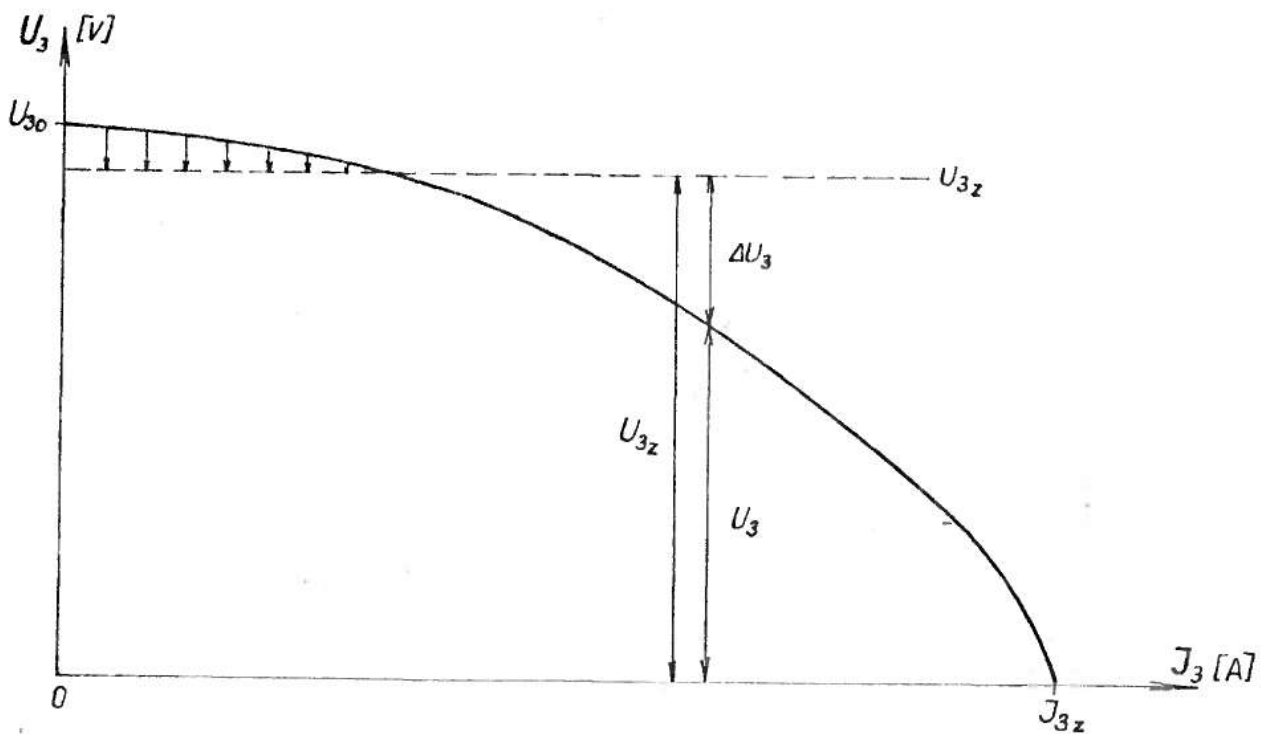
Oznaczenia stosowanych w programach współczynników i parametrów są zgodne z podanymi w rozdziale 3 pracy.

Wejście EPC stanowi czytnik kart CRO-CARD-READER.

Urządzeniem wyjściowym jest drukarka wierszowa. Parametryzacja standartowa. Obliczenia przeprowadzone zostały w Ośrodku Informatyki Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Radomiu na EIC Odra-1325.

4.1. Wyznaczenie charakterystyki zewnętrznej rzeczywistej $U_3 = f(J_3)$, napięcia kompensującego ΔU_3 oraz impedancji kompensującej \underline{Z}_0 według programu DRE-1.

Program DRE-1 oblicza wszystkie parametry jakie występują podczas regulacji napięcia wyjściowego n.p.c. przez zmianę wartości i charakteru prądu przewodu zerowego. Zasadę regulacji przedstawiono na rys. 4.1.



Rys. 4.1. Wyznaczanie napięcia kompensującego ΔU_3 .

gdzie: U_3 - napięcie wyjściowe rzeczywiste

ΔU_3 - napięcie kompensujące/pkt. 3,3 i 3.4/.

Wyjściową zależność zadania obliczeniowego opisanego programem DRE-1, stanowi równanie:

$$U_{3z} \approx U_{3w} + \Delta U_3 \quad /4.1/$$

4.1.1. Algorytm obliczeń.

Modelowanie matematyczne procesu regulacji napięcia wyjściowego U_3 do wartości napięcia zadanego U_{3z} , wymaga przeprowadzenia następujących operacji:

a/ wyznaczyć analitycznie charakterystykę magnesowania.

Przez krzywą magnesowania rozumie się charakterystykę jedno-wartościową wypadkową obwodu magnetycznego, uwzględniającą stal obwodu oraz szczeliny powietrzne.

Charakterystykę magnesowania wyznaczono z zależności:

$$H = C_1 \cdot \text{sh } C_2 B \quad /4.2/$$

Obliczone analitycznie charakterystyki magnesowania dla dwóch modeli potrójaczy podano na rys. 4.2. i rys. 4.3.

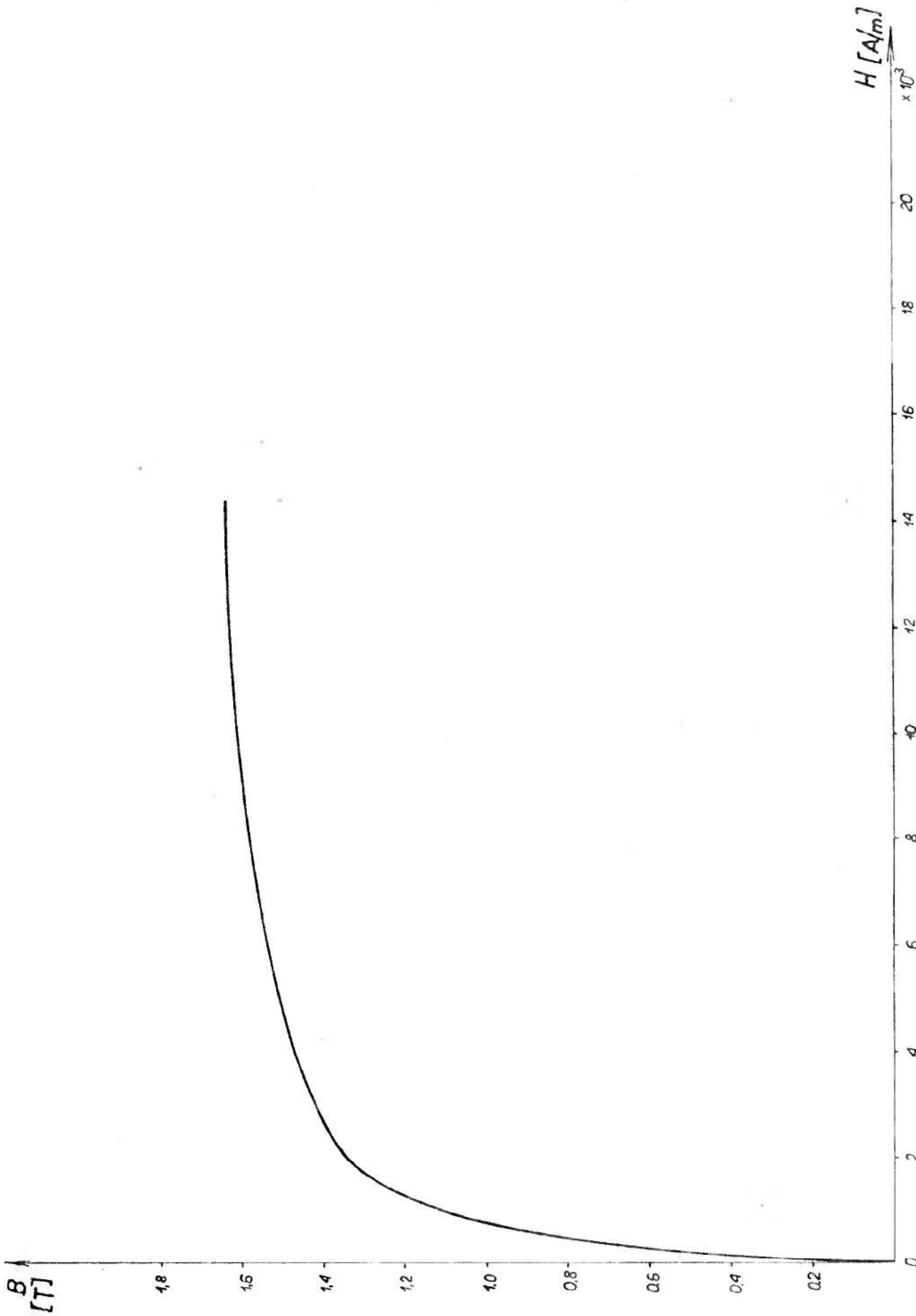
b/ Wyznaczyć zewnętrzną charakterystykę rzeczywistą

$$U_3 = f/I_3/, \text{ dla: } Z_3 = R \text{ i } Z_3 = R + j X_L.$$

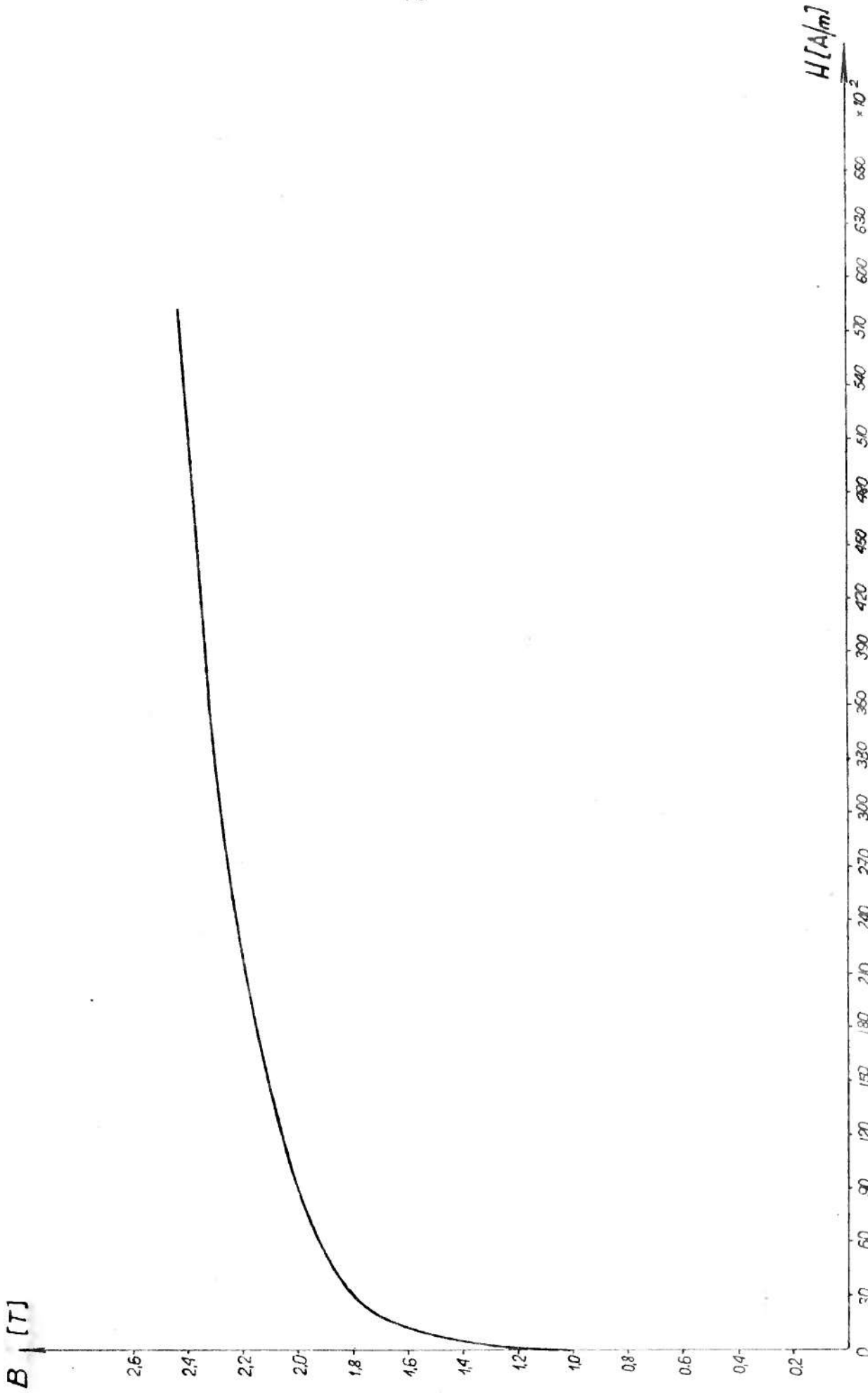
1/ Obliczenie trzeciej harmonicznej indukcji B_{30} oraz napięcia wyjściowego U_{30} w stanie jałowym m.p.c.

Wartość trzeciej harmonicznej indukcji B_{30} w stanie jałowym m.p.c. obliczono według zależności:

$$B_{30} \approx \frac{1}{C_2} \text{ ar. th } \frac{\text{sh } \frac{B_1 C_2}{2} - 2 \text{ sh } \frac{C_2 B_1}{2}}{\text{ch } \frac{B_1 C_2}{2} + 2 \text{ ch } \frac{C_2 B_1}{2}} \quad /4.3/$$



Rys. 4.2. Obliczona charakterystyka magnesowania rdzeni transformatorów potrajaacza I.



Rys. 4.3. Obliczona charakterystyka magnesowania rdzeni potrajacza II.

natomiast napięcie wyjściowe U_{30} m.p.c. w stanie jałowym, zgodnie z:

$$U_{30} = 3 \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_3 \cdot Z_2 \cdot S \cdot B_{30} \quad /4.4/$$

2/ wyznaczenie prądu obciążenia J_3 ;

Wartość skuteczną prądu obciążenia m.p.c. obliczono według zależności:

$$J_3 = \frac{LC_1 \left\{ \operatorname{sh} C_2 [B_1 - B_{30} + B_{3i} \sin \beta] - 2 \operatorname{sh} C_2 \left[\frac{1}{2} B_1 + B_{30} - B_{3i} \sin \beta \right] \right\}}{\sqrt{2} z_1 \sin \beta} \quad /4.5''$$

Przyjmując kolejno dowolne wartości trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania obciążenia B_{3i} /dla $B_1 = \text{const.}$

i $B_{30} = \text{const.}$ / w granicach od $B_{3i} = 0$ do $B_{3i} = B_{30}$, wyznaczono według /4.5/ prąd obciążenia J_3 .

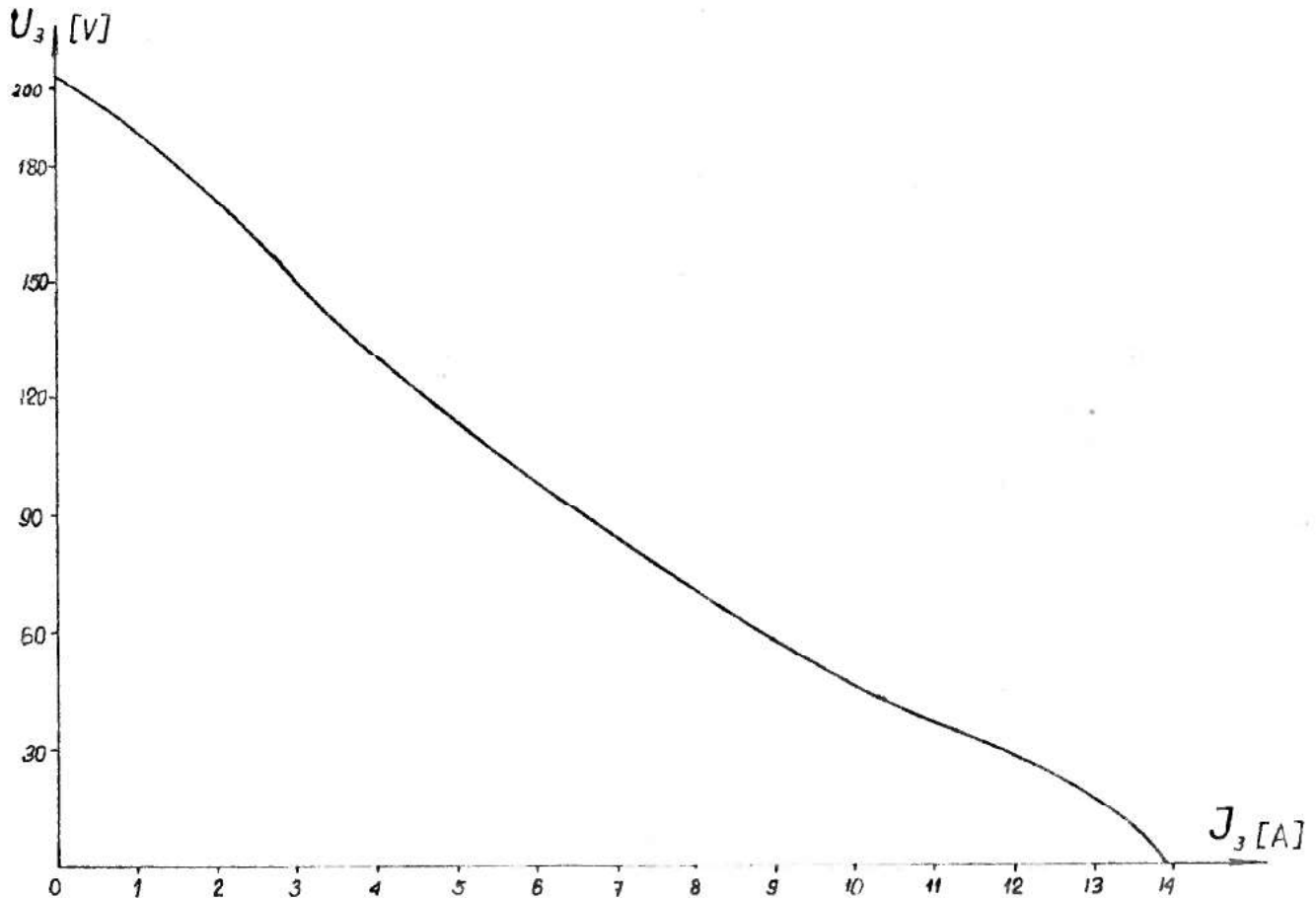
Napięcie wyjściowe potrójacza bez impedancji w przewodzie zerowym $Z_0 = \infty$ / U_3 zawarte w przedziale $0 \leq U_3 \leq U_{30}$, wyznaczono według zależności:

$$U_3 = 3 \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_3 \cdot Z_2 \cdot S \cdot /B_{30} - B_{3i} \sin \beta / \quad /4.6/$$

W konsekwencji wyznaczona zostaje charakterystyka zewnętrzna rzeczywista $U_3 = f / J_3 /$ m.p.c.

Przedstawione postępowanie przy wyznaczaniu charakterystyki zewnętrznej potrójacza dla danego charakteru obciążenia jest odmienne od podanych w pracach [14], [24] i jak wynika z powyższego polega na tym, że dla założonego napięcia wyjściowego $U_3 < U_{30}$, oblicza się wartość prądu J_3 /4.5; 4.6/.

Charakterystyki zewnętrzne wyznaczono dla dwóch modeli m.p.c., zgodnie z warunkami podanymi w tabeli 4.1. i przedstawiono na rys. 4.4. i rys. 4.5.

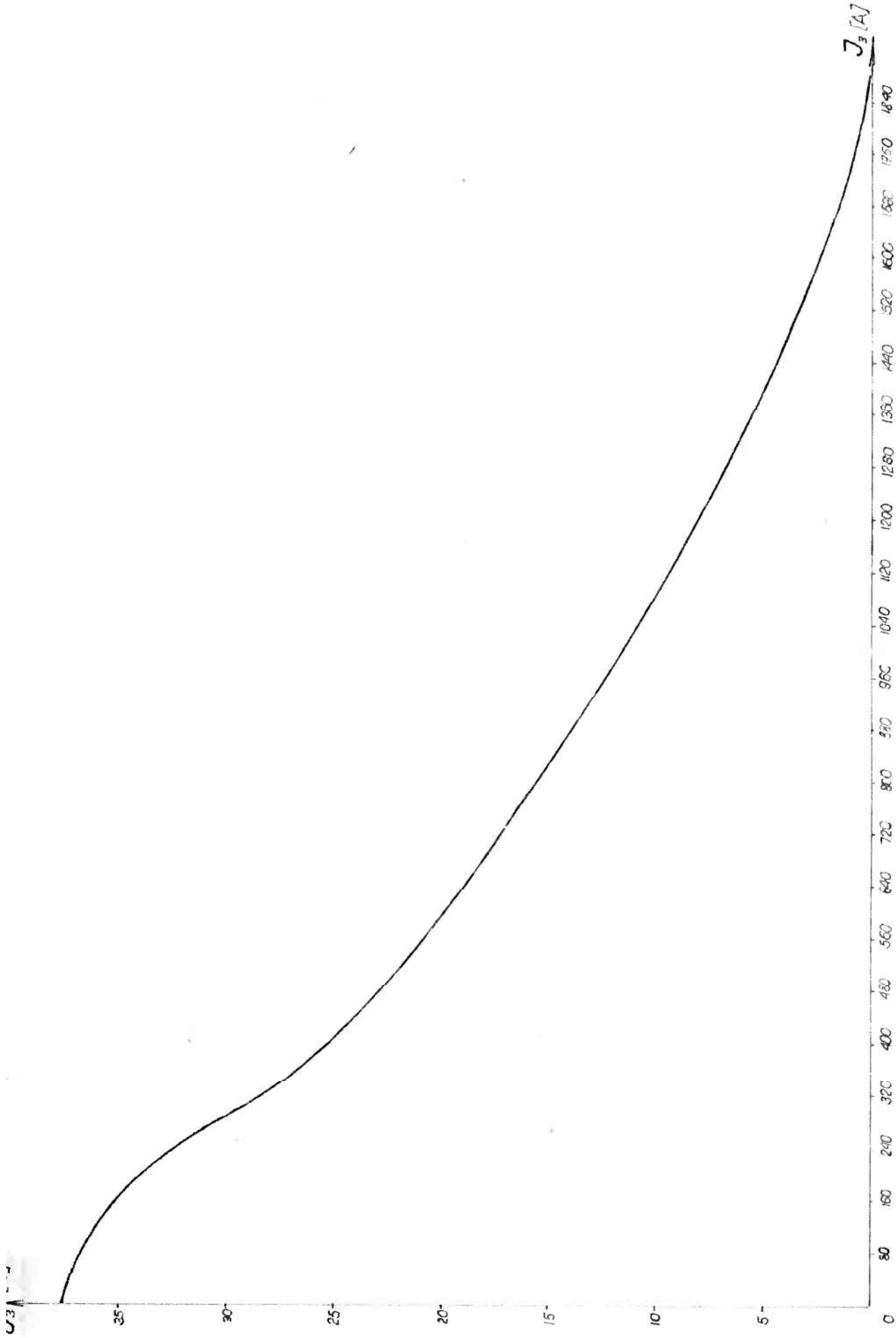


Rys. 4.4. Obliczona charakterystyka zewnętrzna m.p.c.

/model 1/, dla $U_1 = 288$ V, $\cos \varphi_3 = 0,8$ ind.

c/ wyznaczyć napięcie kompensujące ΔU_3 :

Trzecią harmoniczną wypadkowej indukcji oddziaływania B_{3H} , koniecznej do zapewnienia wymaganego napięcia zadanego U_{3Z} wyznaczamy w wyniku porównania parametrów charakterystyki



Rys. 4.5. Obliczona charakterystyka zewnętrzna potrajacza /model II/, dla $U_1 = 380V$, $\cos. = 0,8$ ind

zewnętrznej zadanej $U_{3z} = f / J_3 /$ i charakterystyki zewnętrznej rzeczywistej $U_3 = f / J_3 /$.

$$B_{3H} \approx \frac{1}{C_2} \operatorname{arsh} \frac{Z_1}{C_1 L} / J_{1w} / - B_0 \quad /4.7/$$

gdzie:

$$B_0 = B_1 - B_{30} + B_{3i} \sin \beta$$

Zgodnie z punktami 3.1. i 3.4.1. zależnie od charakteru impedancji obciążenia Z_3 i przewodu zerowego Z_0 , oblicza się napięcie kompensujące ΔU_3 :

$$\Delta U_3 = 3 \sqrt{2} \cdot \pi \cdot Z_2 \cdot f_3 \cdot S \cdot B_{3H} \cdot \cos \delta \quad /4.8/$$

Wartość skuteczną rzeczywistego prądu pierwotnego J_{1w} , wyznaczono metodą analizy harmonicznych:

$$J_{1m} \approx - \frac{1}{Z_1} 2 \cdot j C_1 \int_1 [j C_2 / B_1 - B_{3wz} /]$$

$$J_{3m} \approx - \frac{1}{Z_1} 2 \cdot j C_1 \int_3 [j C_2 / B_1 - B_{3wz} /] \quad /4.9/$$

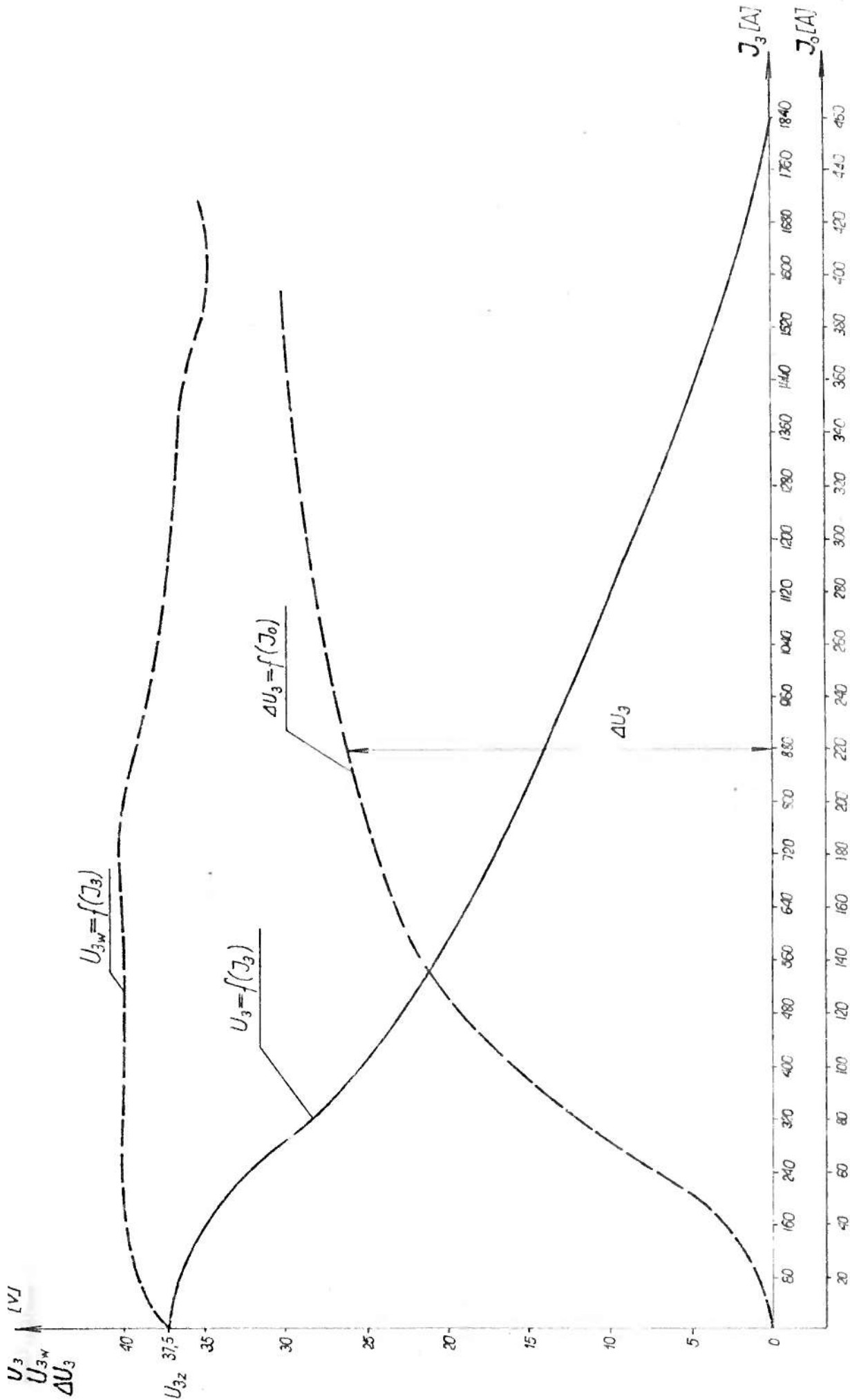
$$J_{5m} \approx - \frac{1}{Z_1} 2j \cdot C_1 \int_5 [j C_2 / B_1 - B_{3wz} /]$$

to:

$$J_{1w} = \sqrt{\frac{1}{2}} \left[/J_{1m}/^2 + /J_{3m}/^2 + /J_{5m}/^2 \right] \quad /4.10/$$

Trzecią harmoniczną indukcji B_{3wz} dla napięcia zadanego U_{3z} oblicza się według zależności:

$$B_{3wz} = \frac{U_{3z}}{3 \cdot \pi \cdot f_3 \cdot Z_2 \cdot S} \quad /4.11/$$



Rys. 4.6. Uzyskane charakterystyki według programu DRE-1. dla II modelu m.p.c.
 $U_1 = 380V$, $\cos \varphi_3 = 0,8$ ind., $\cos \varphi_0$ poj.

d/ wyznaczyć impedancję przewodu zerowego Z_0 :

Obliczenia impedancji Z_0 dokonano według zależności:

$$B_c = \frac{\sin L \cdot 3 / J_{om} /}{/ U_{om} /}$$

$$G = \frac{\cos L \cdot 3 / J_{om} /}{/ U_{om} /} \quad / 4.12 /$$

$$Z_{om} = \frac{1}{G^2 + B_c^2}$$

gdzie:

$U_{om} = \frac{1}{3} \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \cdot U_{30}$ - napięcie między punktami zerowymi sieci i gwiazdy strony pierwotnej potrajacza.

$J_{om} = 3 \cdot J_{3m}$ - prąd w przewodzie zerowym; omówiono w /pkt. 3.4.1./.

- faza początkowa prądu i_0 ; omówiono w /pkt. 3.4.1./.

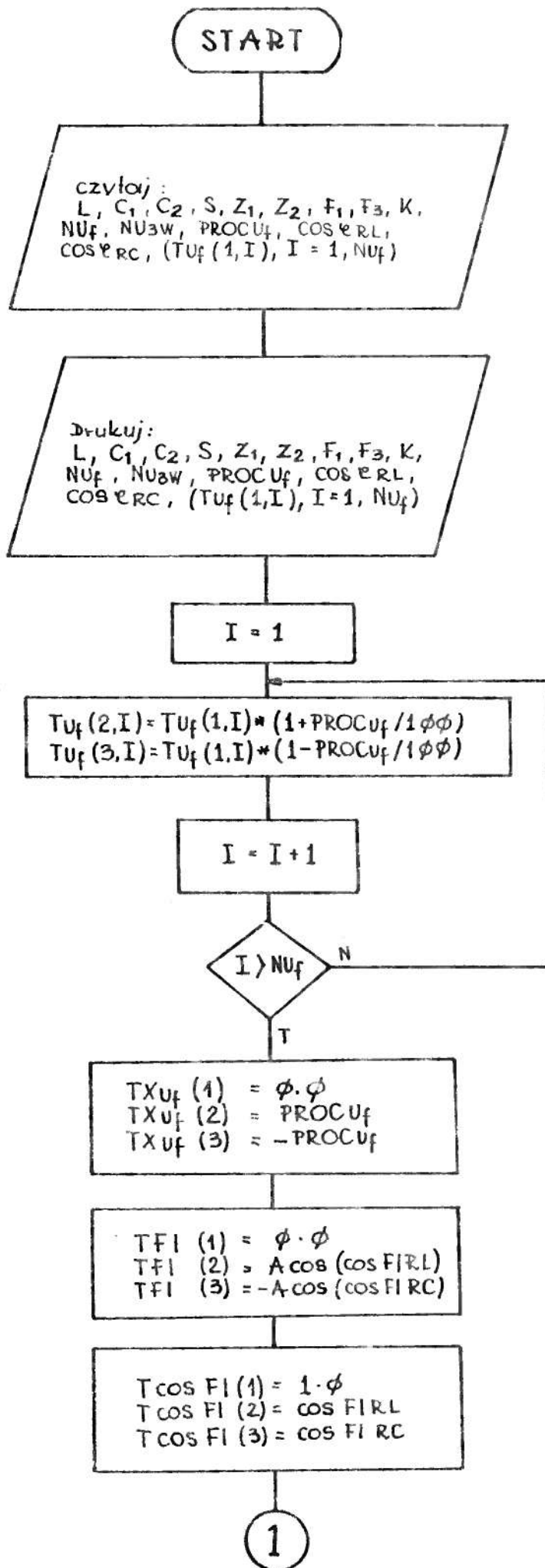
Na podstawie podanego algorytmu działań opracowano program DRE-1 /rys. 4.7/.

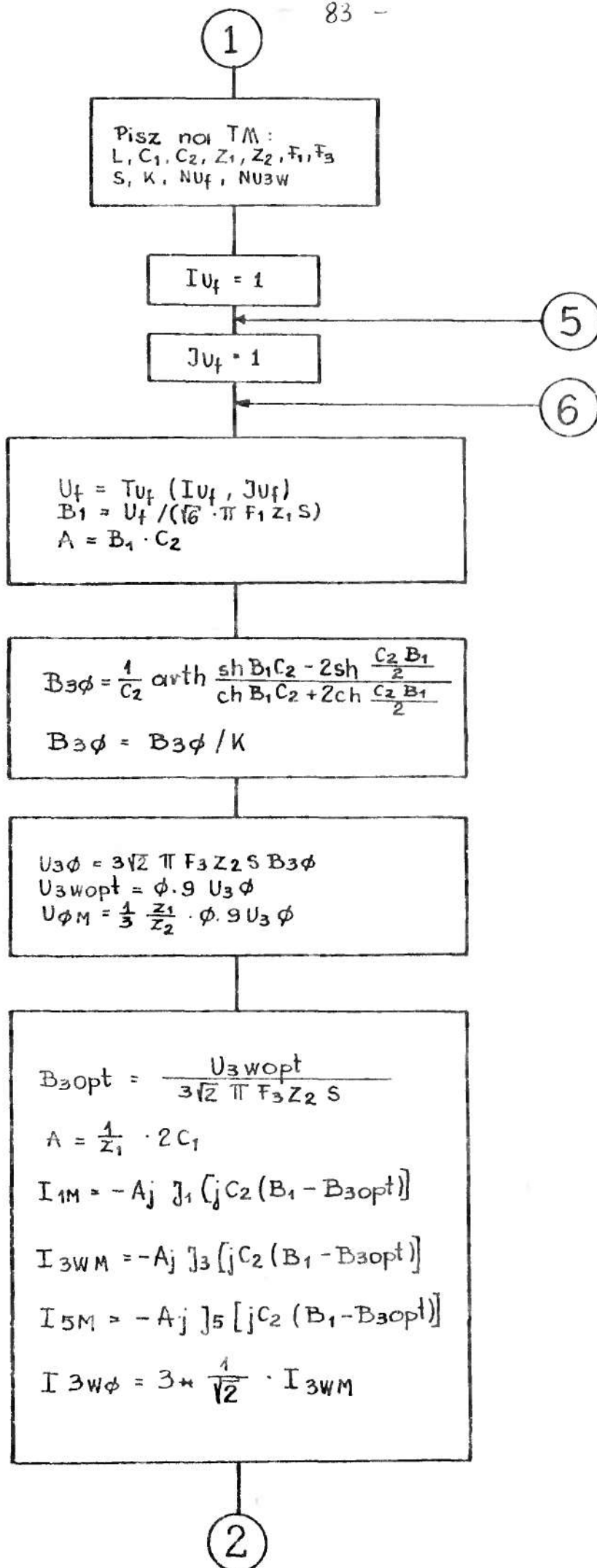
4.1.2. Schemat blokowy programu DRE-1.

W kolejnych blokach schematu realizowane są operacje obliczeniowe według wpisanych w bloki zależności matematycznych.

Wydruk programu zawarto w załączniku Nr 1.

Schemat blokowy programu DRE-1 przedstawiono na rys. 4.7.





2

Pisz na TM:
 U_f, B_1
 $B_{3\phi}, U_{3\phi}$

$I = 1$

$TU_{3W}(I) = U_{3\phi} / NU_{3W}(I-1)$

$I = I + 1$

$I > NU_{3W}$

N

T

$I_{FI} = 1$

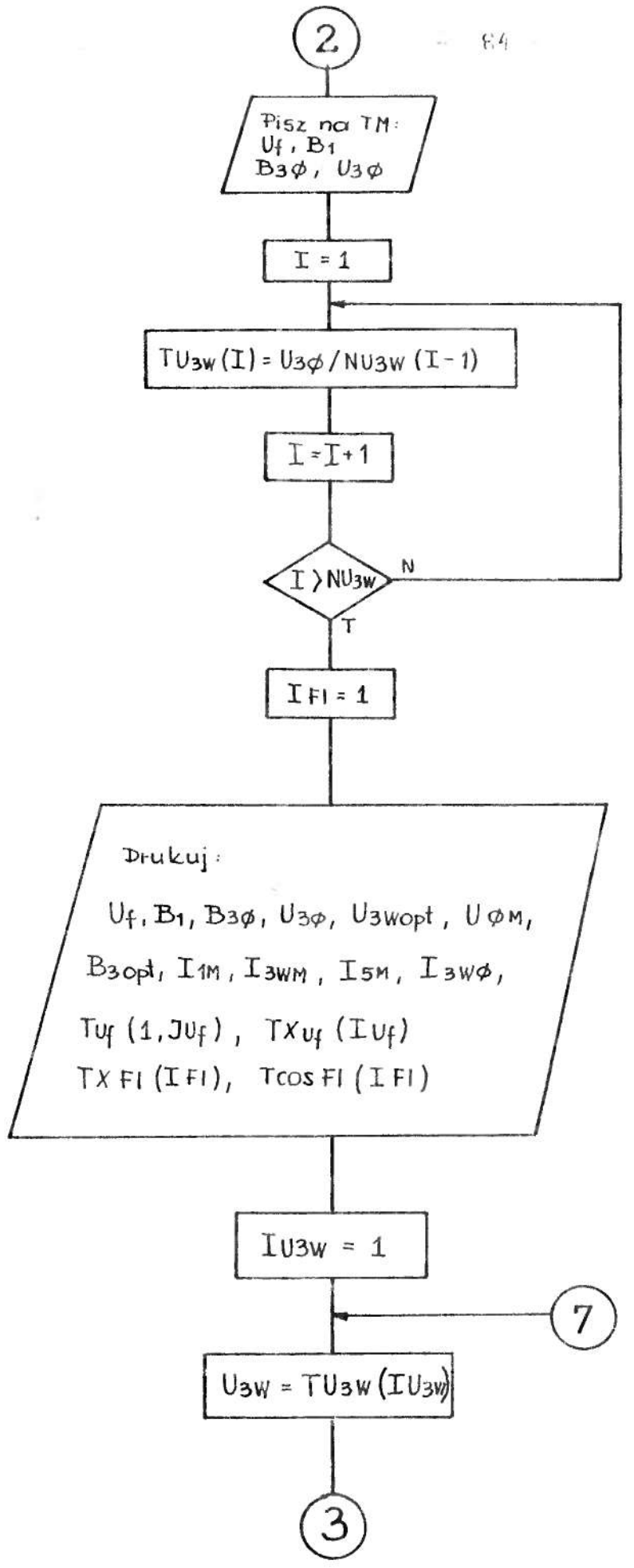
Drukuj:
 $U_f, B_1, B_{3\phi}, U_{3\phi}, U_{3Wopt}, U_{\phi M},$
 $B_{3opt}, I_{1M}, I_{3WM}, I_{5M}, I_{3W\phi},$
 $T_{Uf}(1, JU_f), TX_{Uf}(IU_f)$
 $TX_{FI}(I_{FI}), T_{cos FI}(I_{FI})$

$I_{U3W} = 1$

7

$U_{3W} = TU_{3W}(I_{U3W})$

3



$$\text{BETA} = \arccos \left\{ \frac{U_{3W}}{U_{3\phi}} \cos [\text{TFI} (\text{FI})] - \text{TFI} (\text{FI}) \right\}$$

$$\text{TBETA} (I U_{3W}) = \text{BETA} * ZRS$$

$$B_{3W} = \frac{U_{3W}}{3\sqrt{2} \pi F_3 Z_2 S}$$

$$B_{3iSB} = B_{3\phi} - B_{3W} \cos (\text{BETA})$$

$$A = B_{3\phi} - B_{3iSB}$$

$$I_3 = \frac{LC_1 \{ \text{sh} [C_2 (B_1 - A)] - 2 \text{sh} [C_2 (\frac{1}{2} B_1 + A)] \}}{3\sqrt{2} \sin (\text{TFI} (\text{FI}) + \text{BETA})}$$

$$\text{TI}_3 (I U_{3W}) = I_3$$

$$I_{3\text{PRIM}} = \sqrt{2} I_3$$

$$A = | I_{3\text{PRIM}} \frac{Z_2}{Z_1} |$$

$$\text{ALFA} = \arccos \sqrt{\frac{A^2 - |I_{3WM}|^2}{A^2}}$$

$$I_{\phi M} = A \cos (\text{ALFA} + \text{BETA})$$

ALFA > φ

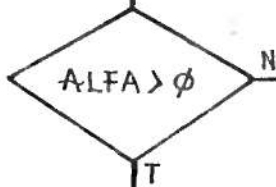
T

$$I_{\phi M} = A \cos (\text{ALFA} - \text{BETA})$$

$$I_{\phi} = \frac{3 I_{\phi M}}{\sqrt{2}}$$

4

$$\text{GAMMA} = \text{artg} \frac{-I_{0M} \sin \text{ALFA} + A \sin \text{BETA}}{I_{0M} \cos \text{ALFA} + A \cos \text{BETA}}$$



$$\text{GAMMA} = \text{artg} \frac{I_{0M} \sin \text{ALFA} + A \sin \text{BETA}}{I_{0M} \cos \text{ALFA} + A \cos \text{BETA}}$$

$$A = \sqrt{(I_{1M}^2 + I_{3WM}^2 + I_{5M}^2) / \sqrt{2}}$$

$$B_{3Hi} = \frac{1}{C_2} \text{arsh} \frac{z_1 \cdot A}{L C_1} - (B_1 - B_{3W})$$

$$\text{DELTA } U_3 = 3\sqrt{2} \pi z_2 \cdot S F_3 B_{3Hi} \cos \text{GAMMA}$$

$$B_C = - \frac{\sin(\text{ALFA}) \cdot 3 I \phi M}{|U \phi M|}$$

$$G = \frac{\cos(\text{ALFA}) \cdot 3 I \phi M}{|U \phi M|}$$

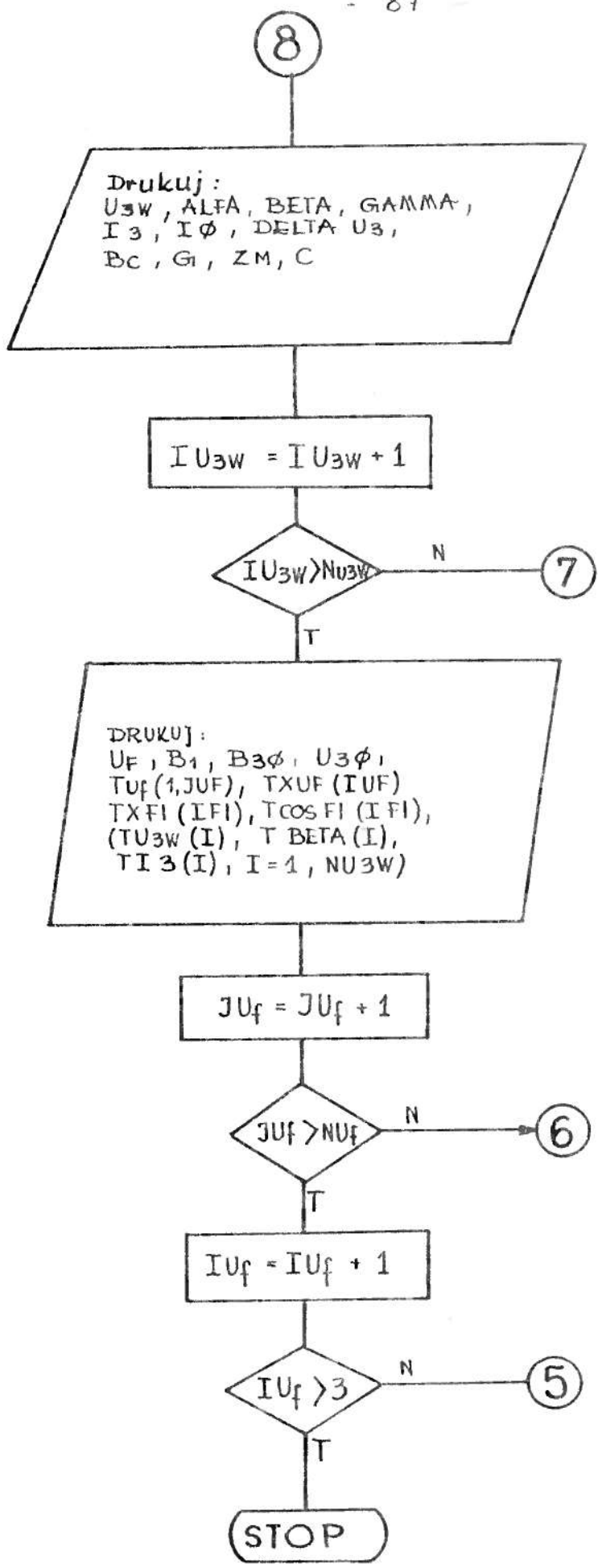
$$Z_M = \frac{|U \phi M|}{3 I \phi M}$$

$$C = \frac{B_C \cdot 1 \phi 6}{2 \pi F_3}$$

$$\begin{aligned} \text{ALFA} &= \text{ALFA} * \text{ZRS} \\ \text{BETA} &= \text{BETA} * \text{ZRS} \\ \text{GAMMA} &= \text{GAMMA} * \text{ZRS} \end{aligned}$$

Pisz na TM:
 $U_{3W}, I_3, I_{\phi}, \text{ALFA},$
 $\text{BETA}, Z_M.$

8



Rys. 4.7. Schemat blokowy programu DRE-1.

4.1.3. Wyniki obliczeń.

Przykłady wyników uzyskanych² obliczeń numerycznych według programu DRE-1 przedstawiono w postaci charakterystyk na rys. 4.2; 4.3; 4.4; 4.5; 4.6.

Na rys. 4.2 i 4.3. przedstawiono krzywe magnesowania rdzoni I i II modelu potrajacza. Charakterystykę zewnętrzną rzeczywistą I modelu, dla napięcia zasilającego $U_f = 200 \text{ V}$ i współczynnika mocy $\cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}$ przedstawiono na rys. 4.4, natomiast na rys. 4.5. przedstawiono charakterystykę zewnętrzną rzeczywistą II modelu obliczoną dla $U_f = 380 \text{ V}$ i $\cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}$

Charakterystyki zewnętrzne wyznaczone w procesie regulacji napięcia wyjściowego U_3 , dla II modelu przedstawiono na rys. 4.6.

Występujące odchylenie w przebiegu charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3w} = f / U_3 /$ w stosunku do napięcia charakterystyki zadanej $U_{3z} = f / U_3 /$, wynika z przyjętych w pkt. 3.1. założeń upraszczających jak i założonego błędu metody liczenia /niedokładność w wyznaczaniu stałych C_1, C_2 , pominięcie w zależności (3.17) członu $\frac{\sin \angle \beta + \delta}{\sin \angle \alpha + \delta}$.

Biorąc jednak pod uwagę, że przebieg charakterystyki $U_{3w} = f / U_3 /$ jest bardzo zbliżony do charakterystyki zadanej $U_{3z} = f / U_3 /$ w przedziale obciążenia znamionowego; występujące odchylenie określone błędem wynikającym z analizy teoretycznej można uznać za dopuszczalne.

Jak wynika z tablic: 4.2. , zał. 4 oraz rys. 4.4.;

Tablica 4.2a.

MODEL I

$L = 0,7060 / M /$
 $C_1 = 0,6540 / A/M /$
 $C_2 = 6,4600 / A/T /$
 $Z_1 = 180,0$
 $Z_2 = 120,0$
 $F_1 = 50,0 / Hz /$
 $F_2 = 150,0 / Hz /$
 $S = 0,002600 / M^2 /$
 $U_F = 288 / V /$
 $U_{30} = 205 / V /$

U_F Zmienne w stosunku do 288.000 / V / o 0,00 % Obciążenie typu R L Cos FI_g = 0,8000

U ₃₀	Alfa	Beta	Gamma	I ₃	I ₀	Delta U ₃	B _C	G	Z ₀	C
V	Stopnie	Stopnie	Stopnie	A	A	V	1/Ohm	1/Ohm	Ohm	10-6 F
0,000	-42,657	53,130	47,938	14,853	29,210	-149,620	0,303	0,329	2,233	321,952
10,250	-39,620	50,838	45,283	13,878	27,225	-149,927	0,266	0,321	2,396	282,392
20,500	-36,459	48,542	42,568	12,898	25,224	-149,382	0,230	0,311	2,586	243,818
30,750	-33,154	46,238	39,783	11,926	23,233	-147,996	0,195	0,298	2,808	206,680
41,000	-29,681	43,923	36,914	10,974	21,273	-145,783	0,161	0,283	3,066	171,344
51,250	-26,010	41,593	33,948	10,050	19,361	-142,751	0,130	0,267	3,369	138,099
61,500	-22,104	39,244	30,870	9,161	17,508	-138,908	0,101	0,249	3,726	107,165
71,750	-17,919	36,870	27,661	8,313	15,725	-134,260	0,074	0,229	4,148	78,694
82,000	-13,396	34,467	24,300	7,509	14,014	-128,812	0,050	0,209	4,655	52,011
92,250	-8,458	32,030	20,765	6,751	12,376	-122,569	0,028	0,188	5,271	29,610
102,500	-2,998	29,552	17,028	6,039	10,805	-115,537	0,009	0,165	6,037	9,193
112,750	3,142	27,026	15,626	5,372	9,324	-106,497	-0,008	0,150	6,640	-8,760
123,000	10,214	24,445	17,441	4,747	9,203	-95,721	-0,025	0,139	7,088	-26,547
133,250	18,655	21,798	20,228	4,161	8,310	-84,528	-0,025	0,121	7,850	-43,235
143,500	29,359	19,074	24,175	3,608	7,101	-72,832	-0,053	0,095	9,186	-56,629
153,750	44,842	16,260	29,604	3,084	5,416	-60,500	-0,059	0,059	12,044	-62,120
164,000	0,000	13,338	6,761	2,580	5,021	-58,921	0,000	0,077	12,991	0,000
174,250	0,000	10,286	5,185	2,090	4,113	-48,883	0,000	0,063	15,860	0,000
184,500	0,000	7,076	3,551	1,605	3,185	-38,759	0,000	0,049	20,482	0,000
194,750	0,000	3,666	1,835	1,114	2,224	-28,569	0,000	0,034	29,335	0,000

Tablica 4.2.b.

MODEL II

$L = 1.1100$ / M /
 $C_1 = 0.561$ / A/M /
 $C_2 = 5.18$ / 1/T /
 $S = 0.00500$ / M² /
 $Z_1 = 88.00$
 $Z_2 = 8.00$
 $F_1 = 50.00$ / Hz /
 $F_2 = 150.00$ / Hz /
 $U_f = 380$ / V /
 $U_{50} = 37.5$ / V /

U_f Zmianione w stosunku do 380.000 / V / o 0,00 % Obciążenie typu RL Cos Φ = 0,8000

U _{3W}	Alfa	Beta	Gamma	I ₃	I ₀	Delta U ₃	B _C	G	Z _M	C
V	Stopnie	Stopnie	Stopnie	A	A	V.	1/OHM	1/OHM	OHM	10-6 F
0.000	-47.541	53.130	50.342	1830.515	496.858	-29.353	4.189	3.833	0.176	4444.725
1.875	-44.802	50.838	47.828	1695.463	459.836	-29.619	3.703	3.729	0.190	3928.954
3.750	-41.983	48.542	45.273	1560.937	422.924	-29.728	3.233	3.593	0.207	3430.279
5.625	-39.070	46.238	42.668	1428.891	386.652	-29.682	2.785	3.431	0.226	2954.943
7.500	-36.047	43.923	40.004	1300.959	351.460	-29.846	2.363	3.247	0.249	2507.711
9.375	-32.892	41.593	37.268	1178.450	317.696	-29.141	1.872	3.049	0.275	2091.947
11.250	-29.582	39.244	34.448	1062.360	285.623	-28.651	1.611	2.839	0.306	1709.745
13.125	-26.091	36.870	31.529	953.344	255.416	-28.016	1.284	2.621	0.343	1362.095
15.000	-22.386	34.467	28.405	851.837	227.174	-27.239	0.989	2.400	0.385	1049.074
16.875	-18.426	32.030	25.325	757.985	200.924	-26.320	0.724	2.178	0.436	770.058
18.750	-14.160	29.552	21.998	671.728	176.628	-25.260	0.494	1.957	0.495	523.939
20.625	-9.524	27.026	18.484	592.819	154.193	-24.059	0.292	1.738	0.567	309.356
22.500	-4.428	24.445	14.751	520.854	133.470	-22.719	0.118	1.521	0.656	124.948
24.375	1.255	21.798	11.867	455.306	116.278	-21.156	-0.029	1.329	0.753	-30.871
26.250	7.717	19.074	13.452	395.539	105.762	-19.201	-0.162	1.198	0.827	-172.201
28.125	15.270	16.260	15.452	340.840	92.943	-17.196	-0.280	1.025	0.941	-296.975
30.000	24.532	13.338	18.881	290.424	77.700	-15.133	-0.369	0.808	1.126	-391.186
31.875	36.793	10.286	22.791	243.461	59.419	-13.016	-0.407	0.544	1.473	-431.514
33.750	56.499	7.076	26.221	199.087	35.318	-10.983	-0.337	0.223	2.478	-357.104
35.625	0.000	3.666	1.835	156.440	42.578	-10.363	0.000	0.487	2.055	0.000

4.5; 4.6; uzyskane na drodze obliczeń numerycznych wyniki jednoznacznie określają wartości wszystkich parametrów procesu regulacji napięcia wyjściowego U_3 w tym wartość i charakter impedancji kompensującej \underline{Z}_0 załączonej w przewód zerowy m.p.c.

Wskazuje to na postawienie wniosku, że metoda regulacji przedstawiona w rozdziale 3 jest przydatna do obliczeń i że zadania obliczeniowe wyznaczające charakterystykę magnetoowania, charakterystykę zewnętrzną, napięcie kompensujące oraz impedancję kompensującą, dały się opisać programem i zrealizować na maszynie cyfrowej.

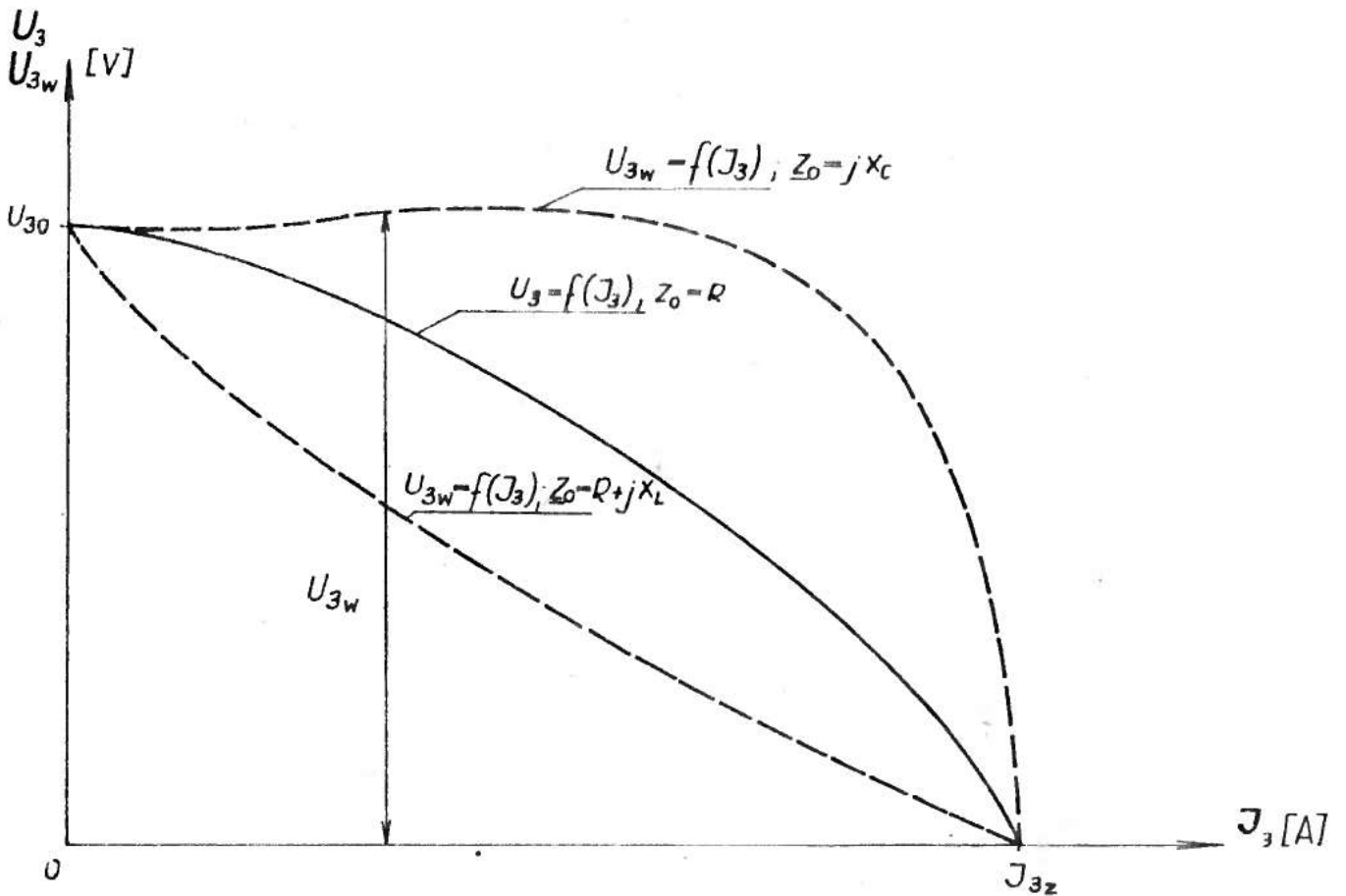
Uzyskane wyniki w postaci wydruków tablic podano w załączniku Nr 4.

4.2. Wyznaczenie charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3w} = f / U_3 /$ przy załączonej stałej impedancji \underline{Z}_0 , według programu DRE-2.

Załączenie impedancji kompensującej \underline{Z}_0 w przewód zerowy m.p.c. powoduje zmianę wartości trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania B_{3III} . Zmianie ulega przebieg charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / U_3 /$ m.p.c.

Obliczenie charakterystyki zewnętrznej wypadkowej przy załączonej stałej wartości impedancji \underline{Z}_0 w przewodzie zerowym realizowane jest programem DRE-2.

Zasadę wyznaczania parametrów charakterystyki zewnętrznej wypadkowej według programu DRE-2 przedstawiono na rys. 4.8.



Rys. 4.8. Przebieg charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3w} = f(J_3)$ obliczanej według programu DRE-2.

Wyjściową zależnością zadania obliczeniowego DRE-2 jest równanie:

$$U_{3z} = 3 \cdot \frac{1}{n} \cdot Z_1 \cdot S \cdot \frac{d}{dt} \left[B_3 / i_{10} / - B_3 / \frac{1}{3} i_{10} + i_3' / \right] \quad /4.13/$$

opisane w pkt. 3.3. i 3.4. pracy.

4.2.1. Algorytm obliczeń.

W celu wyznaczenia charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3w} = f/J_3/$, przy założeniu dowolnej, stałej wartości impedancji kompensującej Z_0 , należy wykonać następujące operacje:

a/ wyznaczyć trzecią harmoniczną indukcji B_{30} oraz napięcie wyjściowe U_{30} w stanie jałowym m.p.c.

Wartość trzeciej harmonicznej indukcji wyznaczono według zależności /4.3./ natomiast napięcie wyjściowe U_{30} w stanie jałowym m.p.c. zgodnie z /4.4./

b/ wyznaczyć charakterystykę zewnętrzną rzeczywistą $U_3 = f/J_3/$.

Parametry charakterystyki zewnętrznej rzeczywistej $U_3 = f/J_3/$ wyznaczono według zależności /4.5./ i /4.6./ opisanych programem DRE-1.

c/ wyznaczyć charakterystykę zewnętrzną wypadkową $U_{3w} = f/J_3/$:

Zgodnie z przyjętym założeniem, że $Z_0 = \text{const.}$, wartość prądu wypadkowego trzeciej harmonicznej J_{3w} obliczono dla znanych stałych wartości impedancji Z_0 .

Do obliczeń przyjęto wartość prądu w przewodzie zerowym J_{0m} jako wielkość zadaną.

Wartość prądu wypadkowego trzeciej harmonicznej J_{3w} wyznaczono z zależności:

$$\sqrt{J_{om}}^2 + 2 \sqrt{J_{om}} / \sqrt{\pi} J_{3m} / \cos \mathcal{L} - \beta / + \sqrt{\frac{1}{\pi}} J_{3m}^2 - \sqrt{J_{3mw}}^2 = 0 \quad /4.14/$$

gdzie:

- J_{3m} - wartość maksymalna prądu obciążenia strony wtórnej,
- \mathcal{L} - faza początkowa prądu zerowego i_0 ,
- β - faza początkowa prądu obciążenia i_3 .

Wartość trzeciej harmonicznej indukcji wypadkowej B_{3w} wyznaczono z zależności:

$$j \int_3 \left[\sqrt{J} C_2 / B_1 - B_{3w} / \right] =$$

$$= \sum_{K=0}^{12} \frac{1}{k! / k+3!} \left[\frac{C_2 / B_1 - B_{3w}}{2} \right]^{2k+3} \quad /4.15/$$

uzyskanej z przekształcenia wzoru na trzecią harmoniczną prądu wypadkowego J_{3mw} :

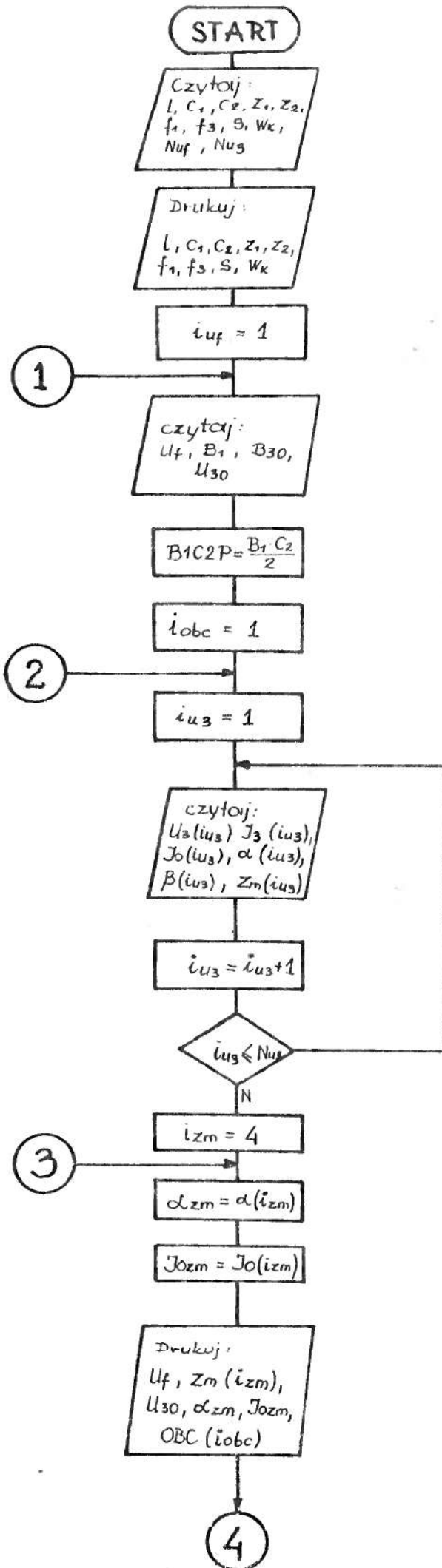
$$J_{3mw} \approx - \frac{1}{Z_1} \cdot 2j C_1 \cdot \int_3 \left[\sqrt{J} C_2 / B_1 - B_{3w} / \right] \quad /4.16/$$

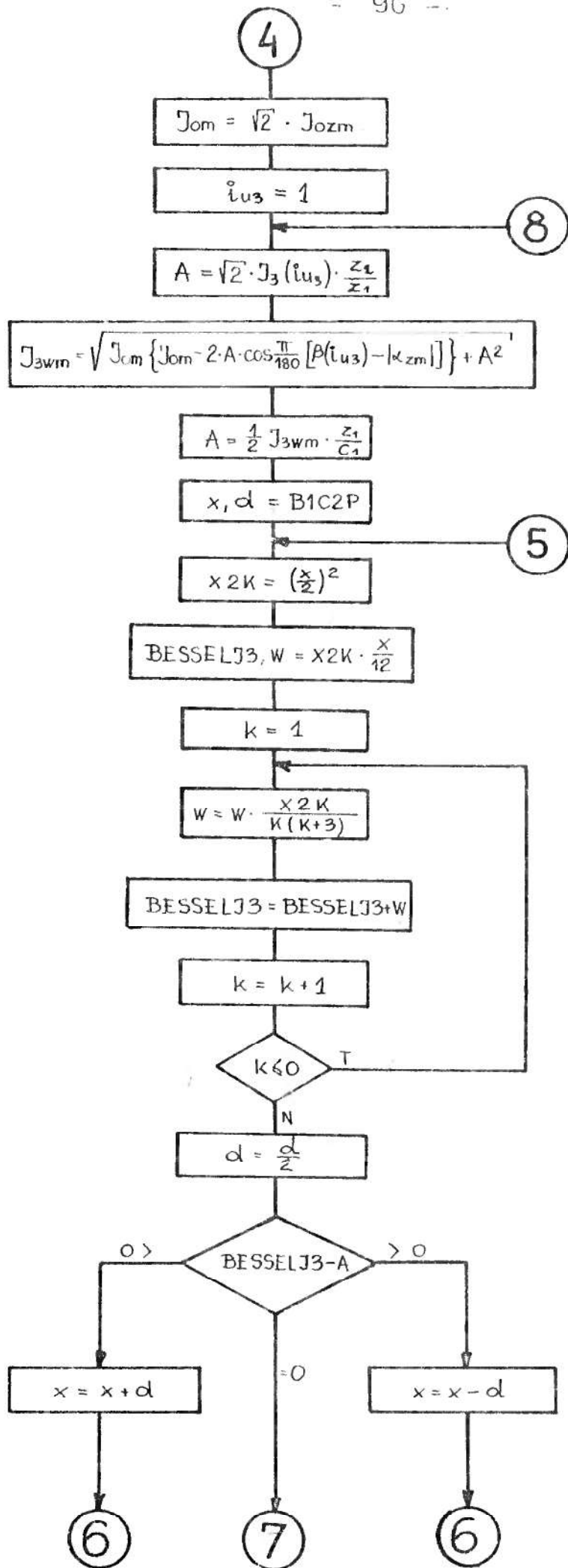
Natomiast wypadkowe napięcie wyjściowe U_{3w} obliczono według zależności:

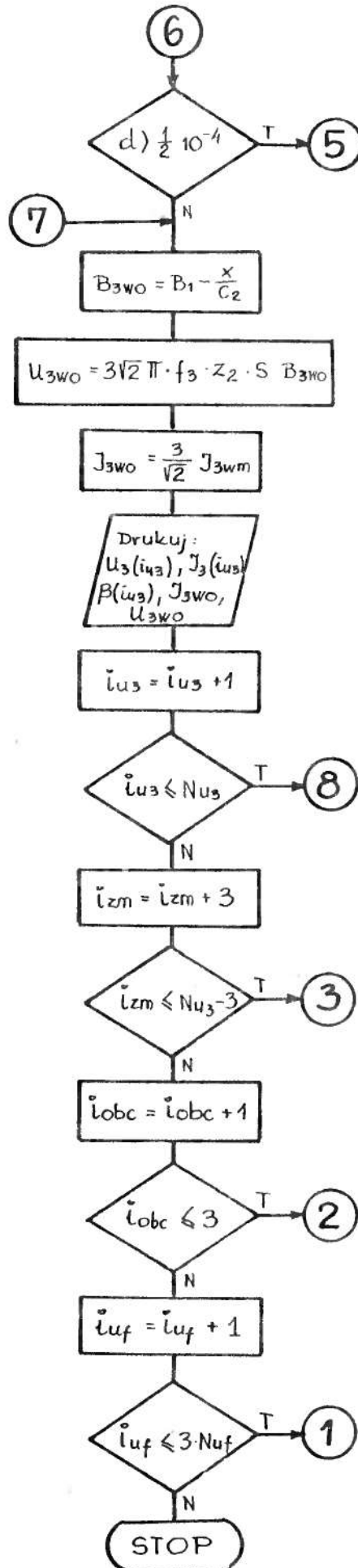
$$U_{3w} = 3 \sqrt{2} \cdot \sqrt{\pi} \cdot f_3 \cdot Z_2 \cdot S \cdot B_{3w} \quad /4.17/$$

W konsekwencji wyznaczona zostaje charakterystyka zewnętrzna wypadkowa $U_{3w} = f / J_3 /$ m.p.c.

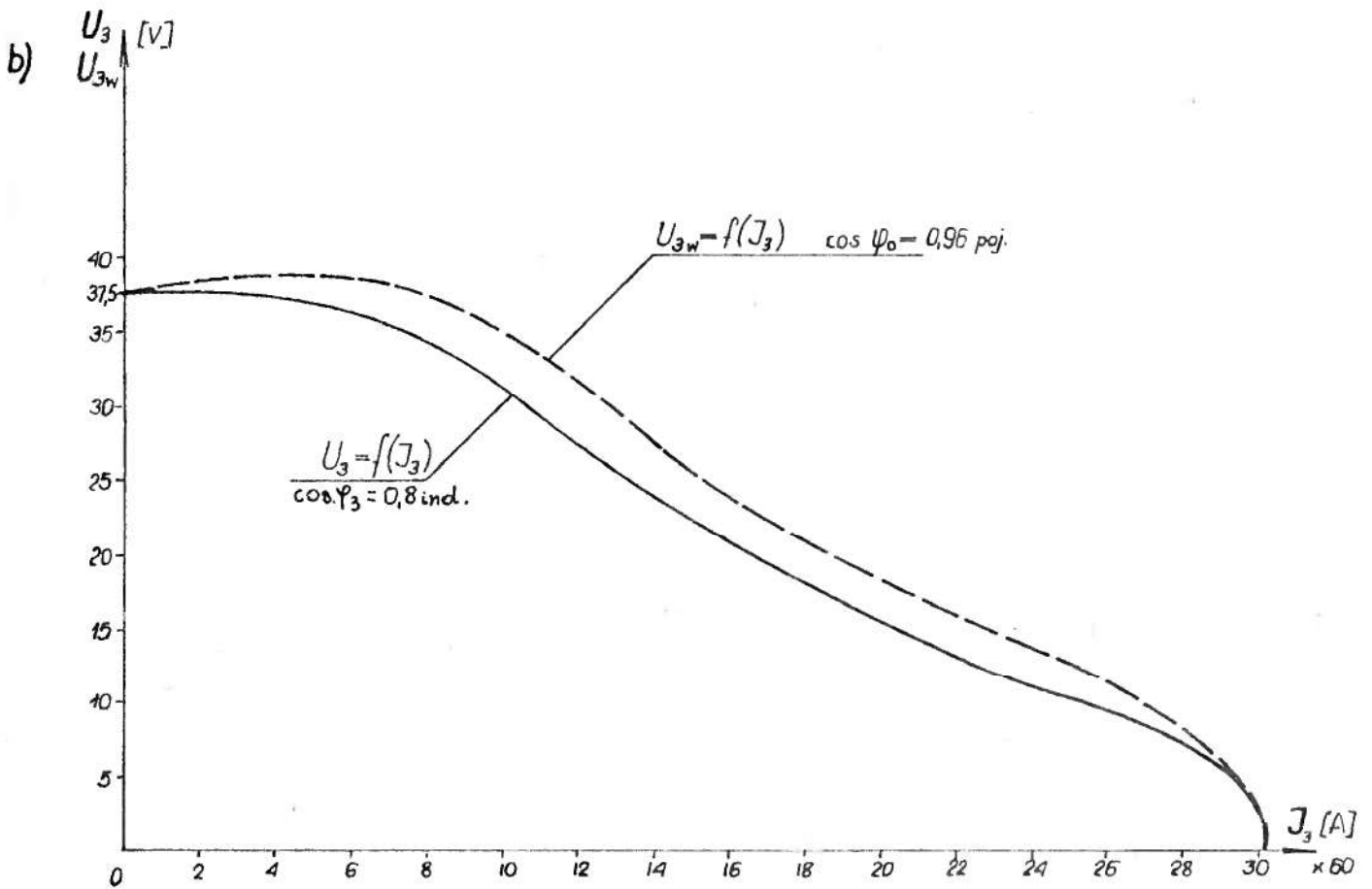
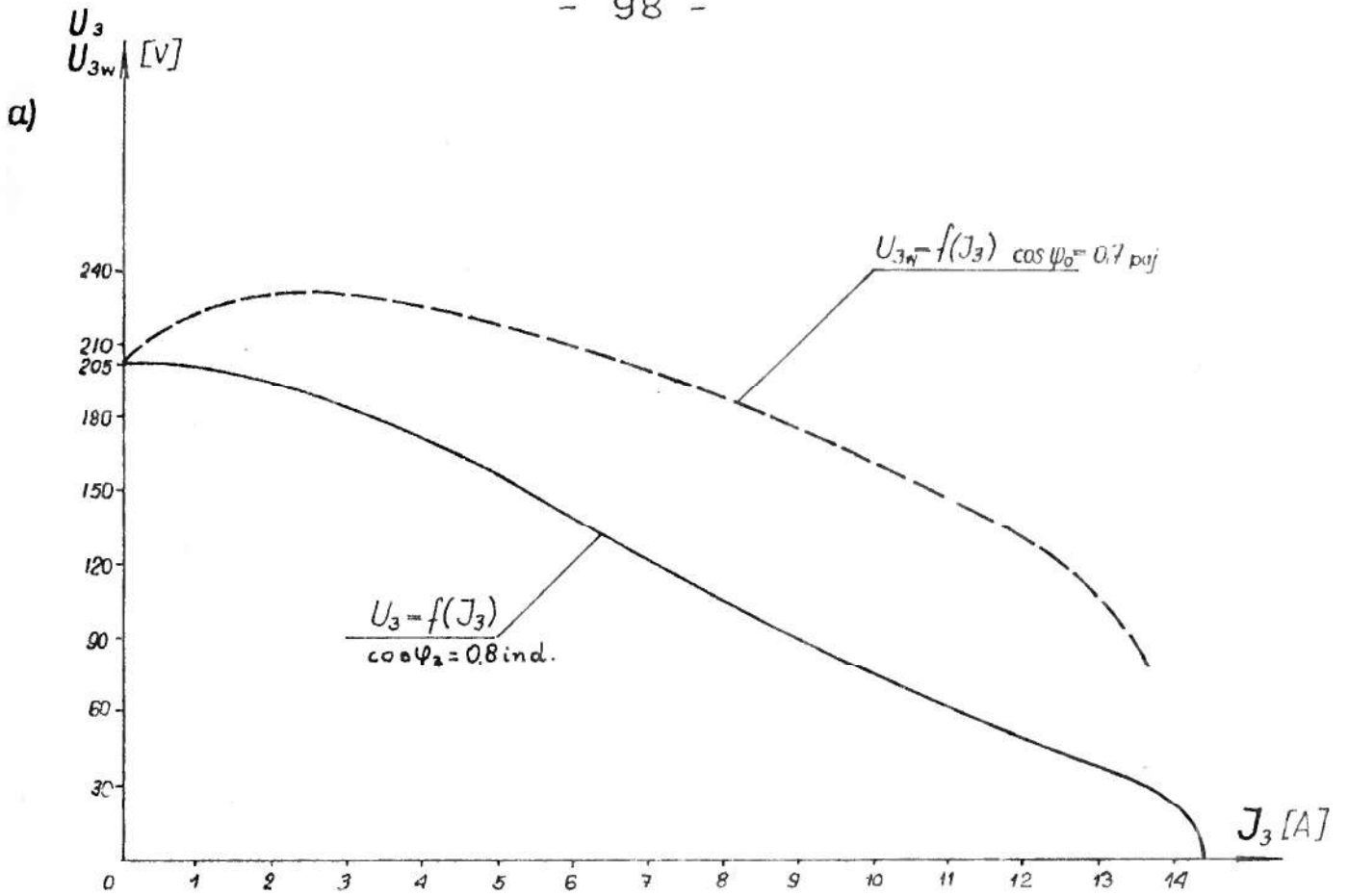
Na podstawie podanego algorytmu działań opracowano program DRE-2 /rys. 4.10/.







Rys. 4.9. Schemat blokowy programu DRE-2.



Rys. 4.10. Charakterystyki obliczone według DRE-2.

4.2.2. Schemat blokowy programu DRE-2.

W kolejnych blokach schematu realizowane są operacje obliczeniowe według wpisanych w bloki zależności matematycznych. Wydruk programu zawarto w załączniku Nr 2.

4.2.3. Wyniki obliczeń.

Przykłady wyników uzyskanych z obliczeń numerycznych według programu DRE-2 przedstawiono w postaci charakterystyk na rys. 4.10.

Tablice z pełnymi wynikami zawarto w załączniku Nr 4.

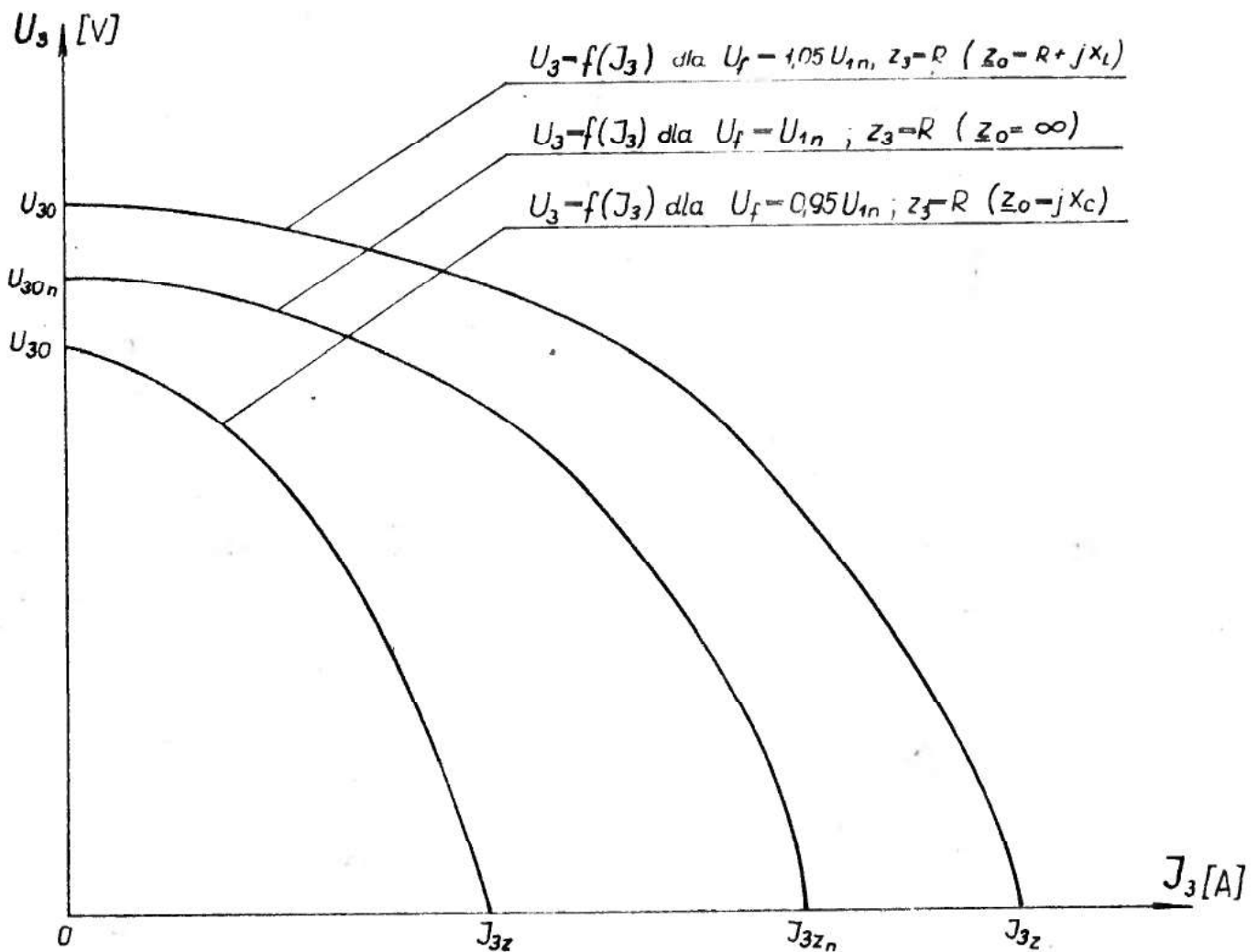
4.3. Wyznaczenie wartości impedancji \underline{Z}_0 , kompensującej wahania napięcia zasilającego U_f , według programu DRE-3.

Wahania napięcia zasilającego U_f powodują zmianę wartości napięcia wyjściowego U_{3w} m.p.c. Zmianie ulega również wartość prądu zwarcia. Przebieg charakterystyki zewnętrznej rzeczywistej $U_3 = f/I_3$ ulega przesunięciu w górę lub w dół w układzie współrzędnych prostokątnych.

Kompensację wahań napięcia zasilającego U_f zrealizowano przez załączenie odpowiedniej wartości impedancji kompensującej \underline{Z}_0 w przewodzie zerowym.

Wyznaczenie impedancji \underline{Z}_0 zawarte w zadaniu obliczeniowym opisany programem DRE-3.

Przebieg charakterystyk zewnętrznych oraz ich parametry wyznaczone programem DRE-3 przedstawiono na rys. 4.11.



Rys. 4.11. Przebieg charakterystyk zewnętrznych $U_3 = f/J_3/$ przy wystąpieniu wahań napięcia zasilającego m.p.c.

Podstawową zależnością pozwalającą uwzględnić wahania napięcia zasilającego jest równanie 3.33, zapisane w postaci:

$$U_{30n} = U_{30} + / \Delta U_3 / \quad /4.18/$$

Istota kompensacji wahań napięcia zasilającego m.p.c. polega na uzyskaniu takiej wartości trzeciej harmonicznej

indukcji oddziaływania B_{311} , dla której napięcie wyjściowe w stanie jałowym U_{30} przy wystąpieniu odchylenia, równe jest napięciu wyjściowemu U_{30n} w stanie jałowym przy zasilaniu m.p.c. napięciem znamionowym $U_f = U_{1n}$.

4.3.1. Algorytm obliczeń.

W celu wyznaczenia impedancji Z_0 kompensującej występujące wahania sieci zasilającej U_f , należy przeprowadzić następujące operacje matematyczne:

a/ wyznaczyć trzecią harmoniczną indukcji B_{30} oraz napięcie wyjściowe U_{30n} w stanie jałowym m.p.c. zasilanego napięciem znamionowym; $U_f = U_{1n}$.

Trzecią harmoniczną indukcji B_{30} oraz napięcie wyjściowe U_{30} w stanie jałowym m.p.c. wyznaczono według zależności /4.3/ i /4.4/.

b/ wyznaczyć trzecią harmoniczną indukcji B_{30} oraz napięcia wyjściowego U_{30} w stanie jałowym m.p.c. przy wystąpieniu odchylenia napięcia zasilającego U_f .

Odchylenie napięcia zasilającego U_f powoduje zmianę trzeciej harmonicznnej indukcji B_{30} , wyznaczonej według zależności:

$$\begin{aligned}
 B_{30n} &= \left[B_{30} + \Delta B_{30} \right] = \frac{C_2 B_1'}{2} \\
 &= \frac{1}{C_2} \operatorname{ar\,th} \frac{\operatorname{sh} C_2 B_1' - 2 \operatorname{sh} \frac{C_2 B_1'}{2}}{\operatorname{ch} C_2 B_1' + 2 \operatorname{ch} \frac{C_2 B_1'}{2}} \quad /4.19/
 \end{aligned}$$

gdzie: $\Delta B_{30} = B_{30n} - B_{30}$ - bezwzględna wartość przyrostu trzeciej harmonicznej w stanie jałowym m.p.c.

$B_1' = B_1 + \Delta B_1$ - podstawowa harmoniczna indukcji odpowiadająca napięciu $U_f = U_{1n}$.

Napięcie wyjściowe U_{30} w stanie jałowym m.p.c. wyznaczono zgodnie z /4.4./.

c/ wyznaczenie charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / J_3 /$ m.p.c. zasilanego napięciem znamionowym, $U_f = U_{1n}$.

Charakterystykę zewnętrzną rzeczywistą $U_3 = f / J_3 /$ wyznaczono według zależności /4.5/ i /4.6/ opisanych programem DRE-1.

d/ wyznaczenie charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / J_3 /$ m.p.c. zasilanego napięciem $U_f = U_{1n}$.

Charakterystykę zewnętrzną rzeczywistą $U_3 = f / J_3 /$ dla $U_f = U_{1n}$, wyznaczono według zależności /4.5/ i /4.6/, przy uwzględnieniu 4.19.

e/ wyznaczenie trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania impedancji przewodu zerowego Z_0 .

Wartość trzeciej harmonicznej indukcji oddziaływania B_{3H} , wyznaczono według zależności:

$$B_{3H} \approx \frac{1}{C_2} \operatorname{ar sh} \frac{Z_1}{C_1 l} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} \left[J_{1n}^2 + J_{3m}^2 + J_{5m}^2 \right]} - \Delta B_{30} \quad /4.20/$$

gdzie:

B_{30} - trzecia harmoniczna indukcji w stanie jałowym m.p.c. zasilanego napięciem $U_f \neq U_{1n}$,

J_{1m}, J_{3m}, J_{5m} - poszczególne harmoniczne prądu pierwotnego.

f/ wyznaczenie napięcia kompensującego ΔU_3 oraz impedancji przewodu zerowego \underline{Z}_0 :

Wartość napięcia kompensującego wyznaczono według zależności:

$$U_3 = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot Z_2 \cdot S \cdot \pi \cdot f_3 \cdot D_{3II} \cdot \cos \mathcal{L} \quad /4.21/$$

Wartość i charakter impedancji przewodu zerowego zależą od kierunku odchylenia napięcia zasilającego U_f i tak, gdy:

$$U_{30} > U_{30n} \quad , \text{ to : } \quad -\frac{\pi}{2} < \mathcal{L} < 0$$

$$U_{30} < U_{30n} \quad , \text{ to : } \quad \frac{\pi}{2} > \mathcal{L} > 0$$

gdzie:

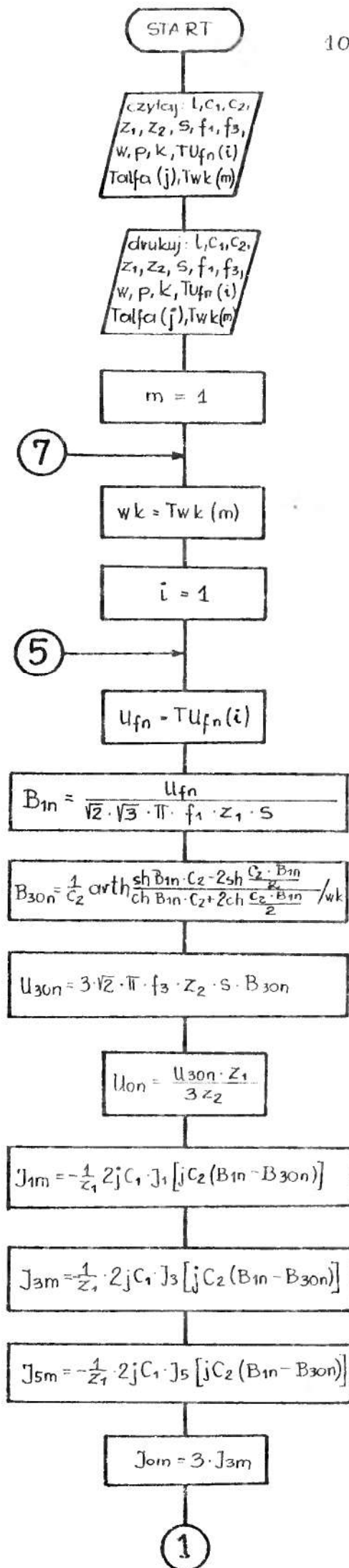
\mathcal{L} - argument impedancji \underline{Z}_0 .

Impedancję \underline{Z}_0 wyznaczono według zależności /4.12./

4.3.2. Schemat blokowy.

Na podstawie podanego algorytmu działań opracowano program DRE-3.

Schemat blokowy programu DRE-3 przedstawiono na rys. 4.12. W kolejnych blokach schematu realizowane są operacje obliczeniowe według wpisanych w bloki zależności matematycznych. Wydruk programu zawarto w załączniku Nr 3, natomiast przykład wyników w załączniku Nr 4.



1

$$J_o = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot J_{om}$$

$$Z_m = \left| \frac{U_{om}}{J_{om}} \right|$$

drukuj:
U_{fn}, U_{30n}
J_o, Z_m

$$jw = 1$$

4

$$U_f = U_{fn} (1 + 0,02(jw - 1,5)w)$$

$$B_1 = \frac{U_f}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \pi \cdot f_1 \cdot Z_1 \cdot S}$$

$$B_{30} = \frac{1}{C_2} \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{sh} B_1 \cdot C_2 - 2 \operatorname{sh} \frac{C_2 \cdot B_1}{2}}{\operatorname{ch} B_1 \cdot C_2 + 2 \operatorname{ch} \frac{C_2 \cdot B_1}{2}} / w_k$$

$$U_{30} = 3\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_3 \cdot Z_2 \cdot S \cdot B_{30}$$

$$j = 1$$

3

$$\text{alfa} = T\text{alfa}(j)$$

U_{30n} < U₃₀

$$\text{alfa} = -T\text{alfa}(j)$$

$$\text{alfav} = \frac{\text{alfa} \cdot \pi}{180}$$

$$B_c = \frac{-\sin(\text{alfav}) |J_{om}|}{|U_{om}|}$$

2

2

$$G = \frac{\cos(\alpha) |J_{0m}|}{|U_{0m}|}$$

$$B_{3H} = \frac{1}{C_2} \operatorname{arsh} \frac{Z_1}{C_1 L} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2}} [(J_{1m})^2 + (J_{3m})^2 + (J_{5m})^2] - (B_1 - B_{30})}$$

$$\Delta U_3 = -3\sqrt{2} \cdot Z_2 \cdot S \cdot \pi \cdot f_3 \cdot B_{3H} \cdot \cos(\alpha)$$

drukuj:
alfa, B_{3H},
delta U₃, B_c, G

N
j = 1

T
drukuj:
U_f, U₃₀

j = j + 1

3 T j ≤ k

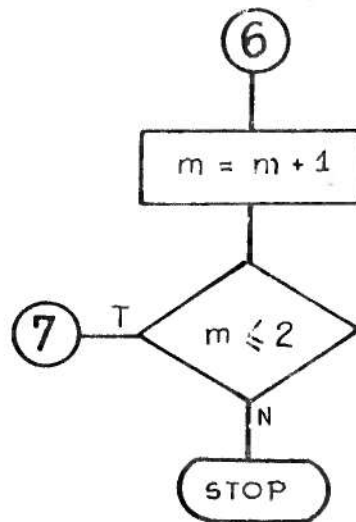
N
j_w = j_w + 1

4 T j_w ≤ 2

N
i = i + 1

5 T i ≤ P

N
6



Rys. 4.12. Schemat blokowy programu DRE-3.

4.4. Ocena wyników obliczeń numerycznych.

W wyniku przeprowadzonych obliczeń otrzymano charakterystyki zewnętrzne oraz parametry opisujące regulacje napięcia wyjściowego U_3 m.p.c.

Zarówno przyjęty model matematyczny jak i zastosowana metoda numeryczna oraz odpowiednio napisany i zorganizowany system trzech programów umożliwia przeprowadzenie obliczeń dla modelu m.p.c. o dowolnych parametrach.

Obliczenia przeprowadzono dla dwóch modeli potrójaczy, parametry których przedstawiono w tabl. 4.1.

Ocenę dokładności wyników przeprowadzono przez porównanie z uzyskanymi w badaniach doświadczalnych.

Wyniki tych badań szczegółowo przedstawiono w rozdziale 5.

5. BADANIA DOŚWIADCZALNE.

Rozważania teoretyczne przedstawione w pkt. 3, przeprowadzono przy przyjęciu szeregu założeń upraszczających.

Badania doświadczalne mają na celu zweryfikowanie przeprowadzonej analizy teoretycznej oraz określenie przydatności przedstawionej w rozdziale 3. metody regulacji do celów praktycznych, w świetle przyjętych założeń upraszczających.

Obliczenia i pomiary przeprowadzono dla dwóch modeli potrajaczy, parametry których podano w tabelicy 4.1.

Model I zbudowano z trzech transformatorów jednofazowych o rdzeniach teroidalnych, z blachy gorącowałcowanej. Przyjęcie modelu o rdzeniach teroidalnych i uzwojeniach nawiniętych na całe rdzenie, pozwala bardzo zmniejszyć reaktancję rozproszenia, a przez to zmniejszyć różnicę pomiędzy modelem matematycznym a modelem badanym doświadczalnie.

Model II zbudowano z trzech transformatorów jednofazowych rdzeniowych z blachy zimowałcowanej. Model stanowi prototyp zbudowany w Politechnice Lubelskiej dla celów przemysłowych.

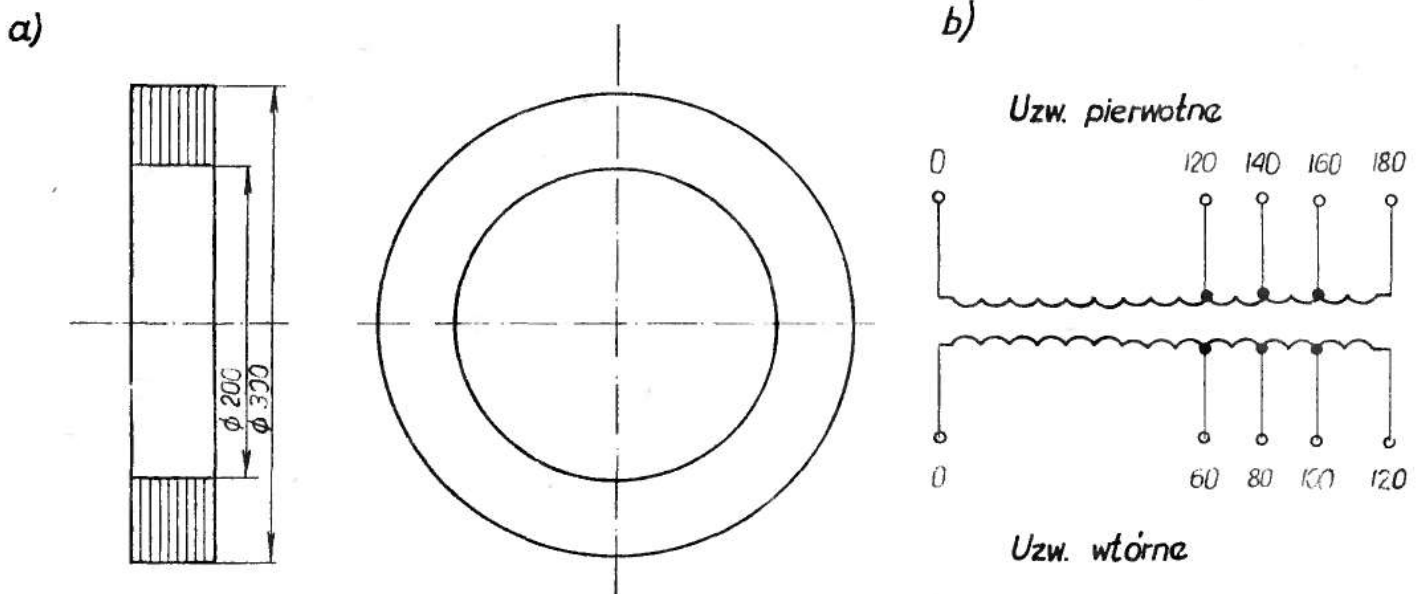
Obliczenia napięcia wyjściowego U_3 , prądu obciążenia I_3 , prądu w przewodzie zerowym I_0 , napięcia kompensującego ΔU_3 oraz impedancji kompensującej Z_0 przeprowadzono metodami przedstawionymi w rozdziale 3, przy wykorzystaniu obliczonej i pomierzonej charakterystyki magnesowania rdzeni i wymiarów geometrycznych transformatorów potrajacza.

Do obliczeń wykorzystywano: wielkości charakteryzujące stan jałowy potrajacza /podstawowa harmoniczna indukcji B_1

i trzecią harmoniczną indukcji $B_{30}/$, jego charakterystykę zewnętrzną rzeczywistą oraz zadaną.

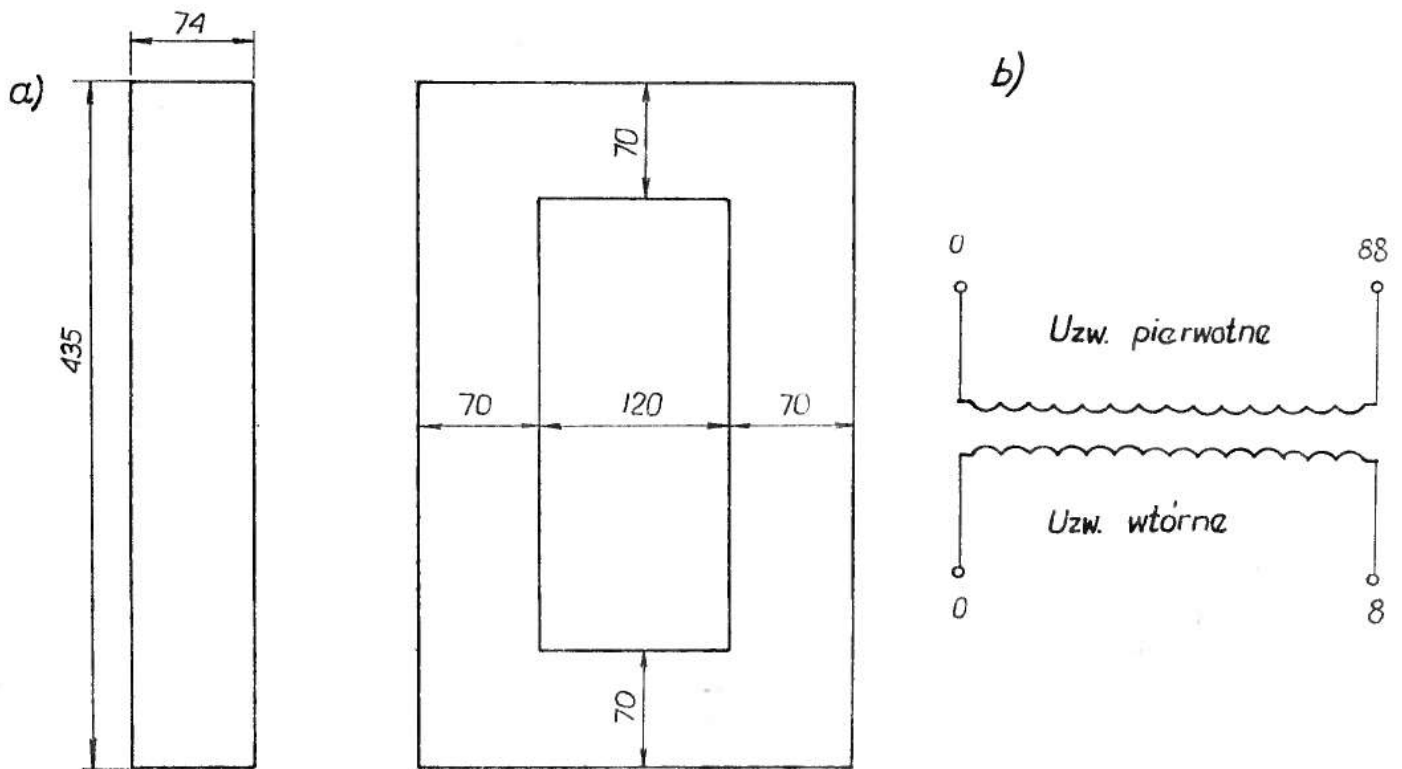
5.1. Dane techniczne badanych potrajaczy.

Dane techniczne potrajaczy zestawiono w tabelicy 4.1. oraz na rys. 5.1. i rys. 5.2.



Rys. 5.1. Wymiary geometryczne modelu I potrajacza:

- a. - obwód magnetyczny,
- b. - uzwojenia.

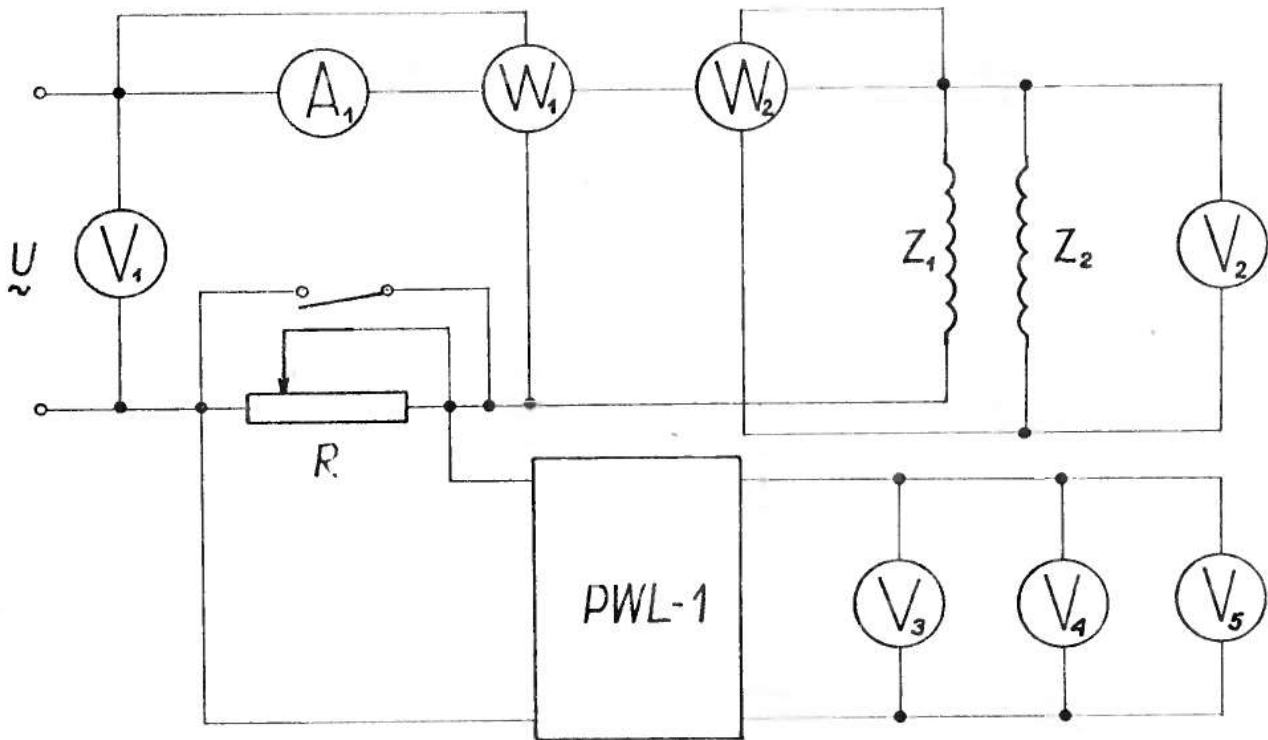


Rys. 5.2. Wymiary geometryczne modelu II potrajacza
a - obwód magnetyczny
b - uzwojenia.

5.2. Charakterystyka magnesowania rdzeni transformatorów składowych potrajacza.

Charakterystykę magnesowania rdzeni $B = f / H$ dla indukcji B_1 zmieniającej się sinusoidalnie, wyznaczono

z danych uzyskanych z prób stanu jałowego transformatorów potrójaczy I i II w układzie pomiarowym jak na rys. 5.3.



Rys. 5.3. Układ połączeń do prób stanu jałowego transformatorów potrójacza.

Pomiary U_{10} , U_{30} , J_{10} , P_o , P_{Fe} wykonano przy zwartym oporniku R . Do pomiarów strat w żelazie wykorzystywano uzwojenia wtórne z uwzględnieniem przekładni. Współczynniki amplitudy ϵ_a i kształtu ϵ_k prądów stanu jałowego, wyznaczono z pomiarów napięć na oporniku R z wykorzystaniem wzmacniacza pomiarowego /zaniejszenie wpływu odkształconego napięcia na oporniku R_1 na kształt napięcia na transformatorze/.

Napięcia te mierzono trzema woltomierzami:

- V_3 - woltomierz elektrodynamiczny reagujący i wyskalowany w wartościach skutecznych,
- V_4 - woltomierz lampowy $U = 718 \text{ V}$, reagujący na wartość maksymalną, a wyskalowany w wartościach skutecznych,
- V_5 - woltomierz lampowy typu WL - 2 C reagujący na wartość średnią, a wyskalowany w wartościach skutecznych.

Zmieniając wartość U_1 napięcia pierwotnego U_1 i odczytując każdorazowo wskazania wszystkich przyrządów, pomierzono charakterystykę stanu jałowego transformatorów I i II potrójacza.

Parametry charakterystyki magnesowania wyznaczono z zależności podanych przez [20], przy wykorzystaniu zdjętej doświadczalnie charakterystyki stanu jałowego.

Z otrzymanych wyników wyznaczono średnią charakterystykę magnesowania dla trzech transformatorów modelu I i II, które przedstawiono na rys. 5.4. i rys. 5.5.

5.2.1. Aproksymacja charakterystyki magnesowania rdzeni.

Przy wybranym sposobie aproksymacji jak w pkt. 1.3.1., dokładność odwzorowania danej /pomierzonej/ charakterystyki magnesowania obwodu zależy od wyboru położenia punktów A i B /rys. 1.1./, których współrzędne pozwalają wyznaczyć współczynniki C_1 i C_2 .

Przy obliczaniu współczynników C_1 i C_2 , które mają wymiar

zgodny z układem SI, skorzystano ze wskazówek podanych przez [20].

Wartości współczynników C_1 i C_2 równania aproksymującego / 3.1/ dla wyznaczonej charakterystyki magnesowania rdzeni potrajacza I wynosi:

$$C_1 = 0,634 \text{ A/m}, \quad C_2 = 6,46 \text{ 1/T}$$

oraz równanie charakterystyki zastępczej

$$H = 0,634 \sin h \quad 6,46 B_1 \quad /5.1./$$

Natomiast współczynniki C_1 i C_2 równania aproksymującego dla wyznaczonej charakterystyki magnesowania rdzeni potrajacza II wynoszą:

$$C_1 = 0,561 \text{ A/m}, \quad C_2 = 5,18 \text{ 1/T}$$

oraz równanie charakterystyki zastępczej

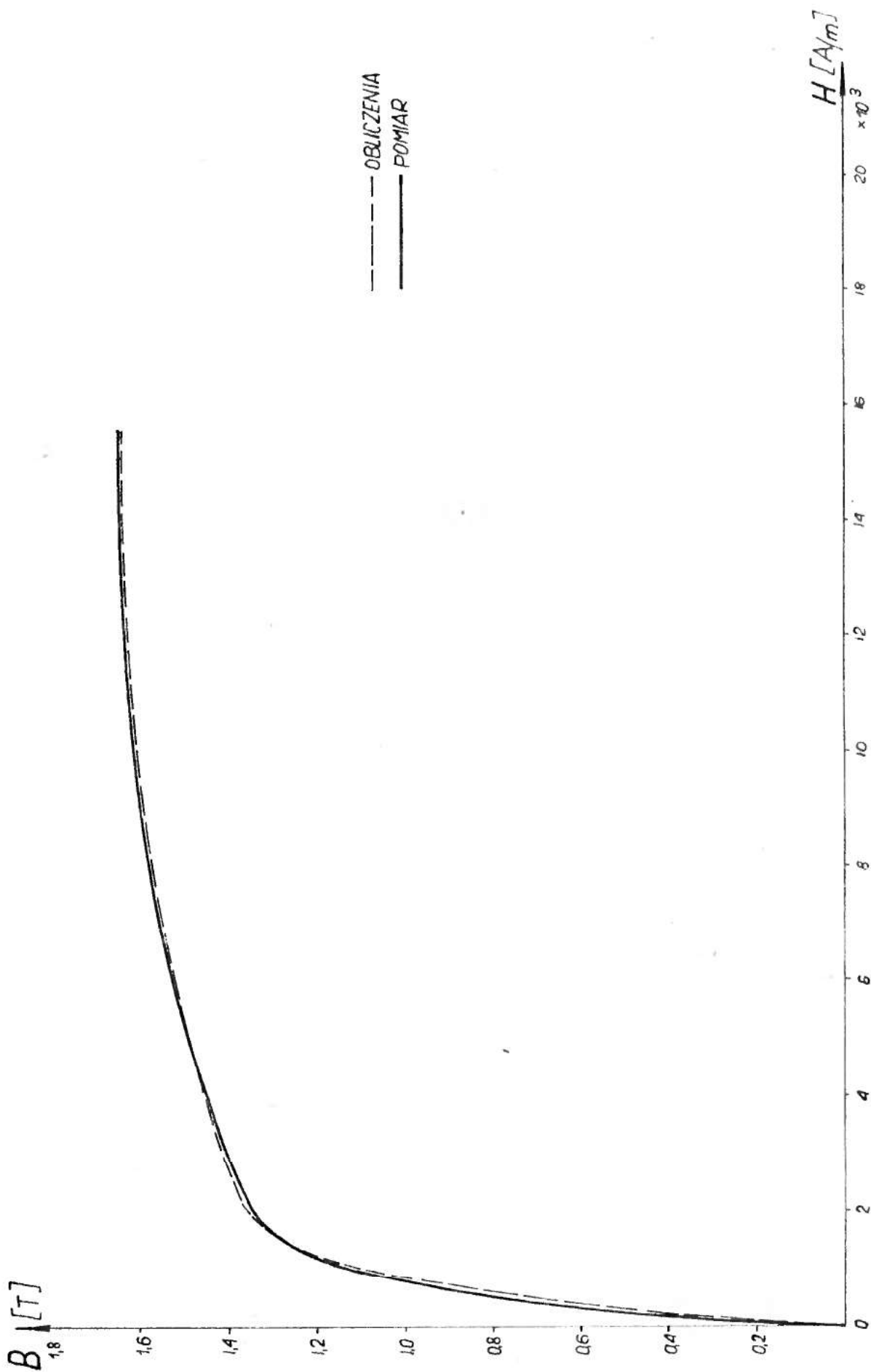
$$H = 0,561 \sin h \quad 5,18 B_1 \quad /5.2./$$

Wyniki obliczonych charakterystyk magnesowania rdzeni modelu I i II wykorzystywanych w dalszej części pracy, zestawiono w tabelicy 5.2. natomiast porównanie graficzne charakterystyk obliczonych wg równań 5.1 i 5.2. z charakterystykami uzyskanymi z próby stanu jałowego, przedstawiono na rys. 5.4. i rys. 5.5.

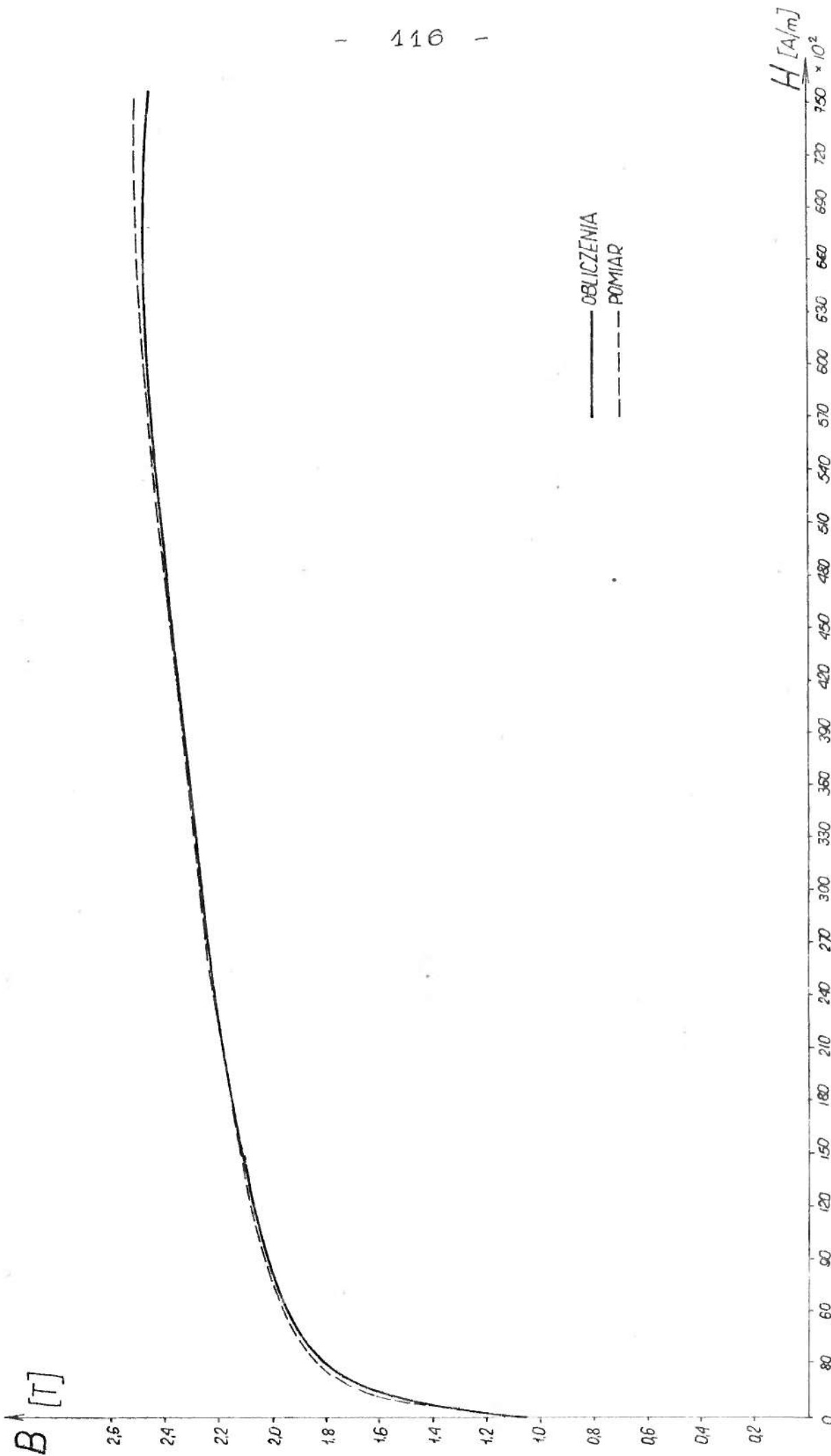
Wyniki obliczonych charakterystyk magnesowania modelu I i II.

Tabl. 5.2.

M O D E L I										
B_1	T	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,11	1,2	1,5	1,7
H	A/m	15	29	55	105	202	383	728	5040	18200
M O D E L II										
B_1	T	0,844	1,22	1,43	1,80	1,76	2,16	2,25	2,34	2,45
H	A/m	25	58	500	3075	6954	19286	32766	50690	86000



Rys. 5.4. Charakterystyka magnesowania rdzeni transformatorów potrójacza I.



Rys. 5.5. Charakterystyka magnesowania rdzeni transformatorów potrójna : II.

5.3. Napięcie wyjściowe w stanie jałowym.

Do obliczenia wartości napięć: wejściowego U_1 i wyjściowego U_{30} odpowiadających zadanej indukcji B_1 korzystano z zależności liczbowych, które przy podanych w tabl. 4.1. parametrach liczbowych potrajaczy, są następujące:

a. dla modelu I:

$$U_1 = 3 \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_1 \cdot Z_1 \cdot B_1 \cdot S = 180 \cdot B_1 \quad /5.3/$$

$$U_{30} = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_3 \cdot Z_2 \cdot B_{30} \cdot S = 622 B_{30}$$

b. dla modelu II:

$$U_1 = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_1 \cdot Z_1 \cdot B_1 \cdot S = 160 \cdot B_1 \quad /5.4/$$

$$U_{30} = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_3 \cdot Z_2 \cdot B_{30} \cdot S = 80 \cdot B_{30}$$

Do obliczenia wartości trzeciej harmonicznej indukcji B_{30} w stanie jałowym potrajacza, wykorzystano zależność podaną przez [33].

5.4. Pomiary i obliczenia charakterystyk zewnętrznych.

Charakterystyki zewnętrzne n.p.c. wyznaczono w układzie: uzwojenie pierwotne połączone w gwiazdę, wtórne w otwarty trójkąt oraz w układzie n.p.c. z impedancją włączoną w przewód zerowy.

Ocenę dokładności metod analitycznych wyznaczania charakterystyk zewnętrznych, omówionych w rozdziale 3 i pracy [33]

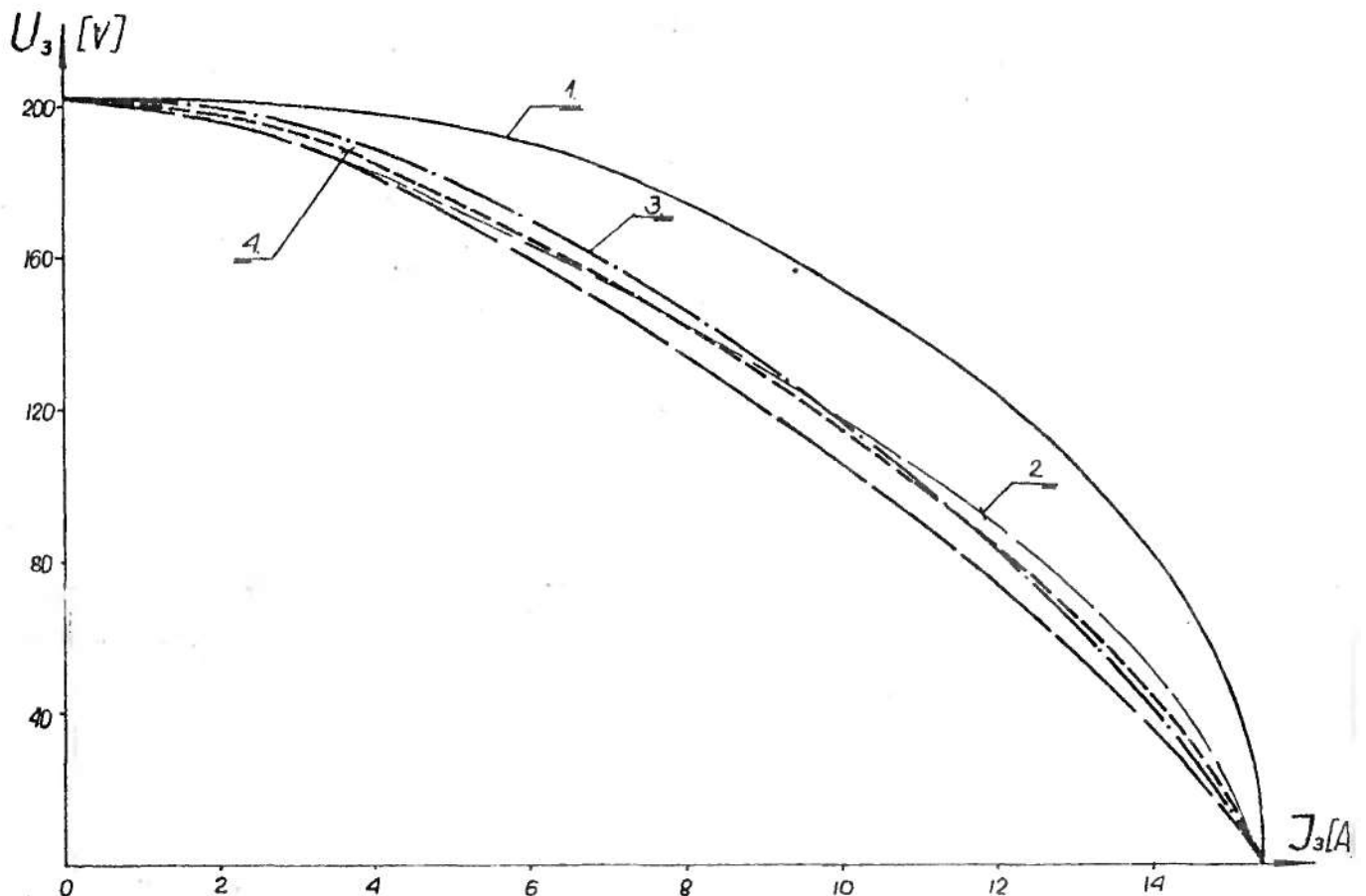
dokonano przez graficzne porównanie wyników uzyskanych z obliczeń z wynikami pomiarów.

Sprawdzenia dokonano dla kilku wybranych wartości indukcji B_1 , modelu I potrajacza.

5.4.1. Charakterystyka zewnętrzna $U_3 = f / J_3 /$.

Obliczenia charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / J_3 /$ przeprowadzono wg zależności podanych przez / 33 / oraz w rozdziale 3, natomiast pomiary w układzie jak na rys. 2.3. /dla $Z_0 = \infty /$.

Porównania charakterystyk $U_3 = f / J_3 /$ obliczonych z pomierzoną, dla modelu I dokonano na rys. 5.6.



Rys. 5.6. Charakterystyki zewnętrzno potrajacza:
1 - obliczona według /33/, przy założeniu $\chi_{3W} = \chi_{3Z} = \text{const}$,
2 - obliczona według /33/, z uwzględnieniem zmiany χ_{3W} .

- 3 - obliczona wg zależności podanych w rozdziale 3,
- 4 - pomierzona.

Z przebiegu krzywych $U_3 = f / I_3 /$ na rys. 5.6. wynika, że założenie stałej wartości reaktancji wewnętrznej X_{3w} , strony wtórnej potrójacza, równej reaktancji zwarcia X_{3z} , prowadzi do znacznego zawyżenia wyników obliczeń napięcia U_3 /krzywa 1/ w stosunku do wyników uzyskanych z pomiarów /krzywa

Charakterystyka zewnętrzna wyznaczona z zależności podanej przez [33], uwzględniającej zmianę reaktancji wewnętrznej X_{3w} od prądu obciążenia /krzywa 2/, uzyskuje dużą zgodność z pomiarami.

Do dalszych rozważań nad układem m.p.c. z impedancją w przewodzie zerowym wybrano zależność wynikającą z analizy harmonicznych prądu pierwotnego /krzywa 3/. Krzywa 3 wykazuje dużą zgodność z pomiarami w środkowej części, tj. w przedziale pracy układu.

Na rys. 5.7. i rys. 5.8. przedstawiono wpływ nasycenia rdzeni na przebieg charakterystyki zewnętrznej badanych potrójaczy, przy obciążeniu czynnym $\cos \varphi_3 = 1/$. Jak wynika z rys. 5.7. dla różnych nasyczeń rdzeni występuje duża zgodność uzyskanych wyników z pomiarów i obliczeń, co potwierdza słuszność wyboru zależności podanych w rozdziale 3 do dalszych obliczeń.

5.4.2. Wpływ wahań napięcia sieci zasilającej na przebieg charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / I_3 /$.

Analizę teoretyczną pracy m.p.c. przy występowaniu wahań napięcia zasilającego przeprowadzono w punkcie 3.5.

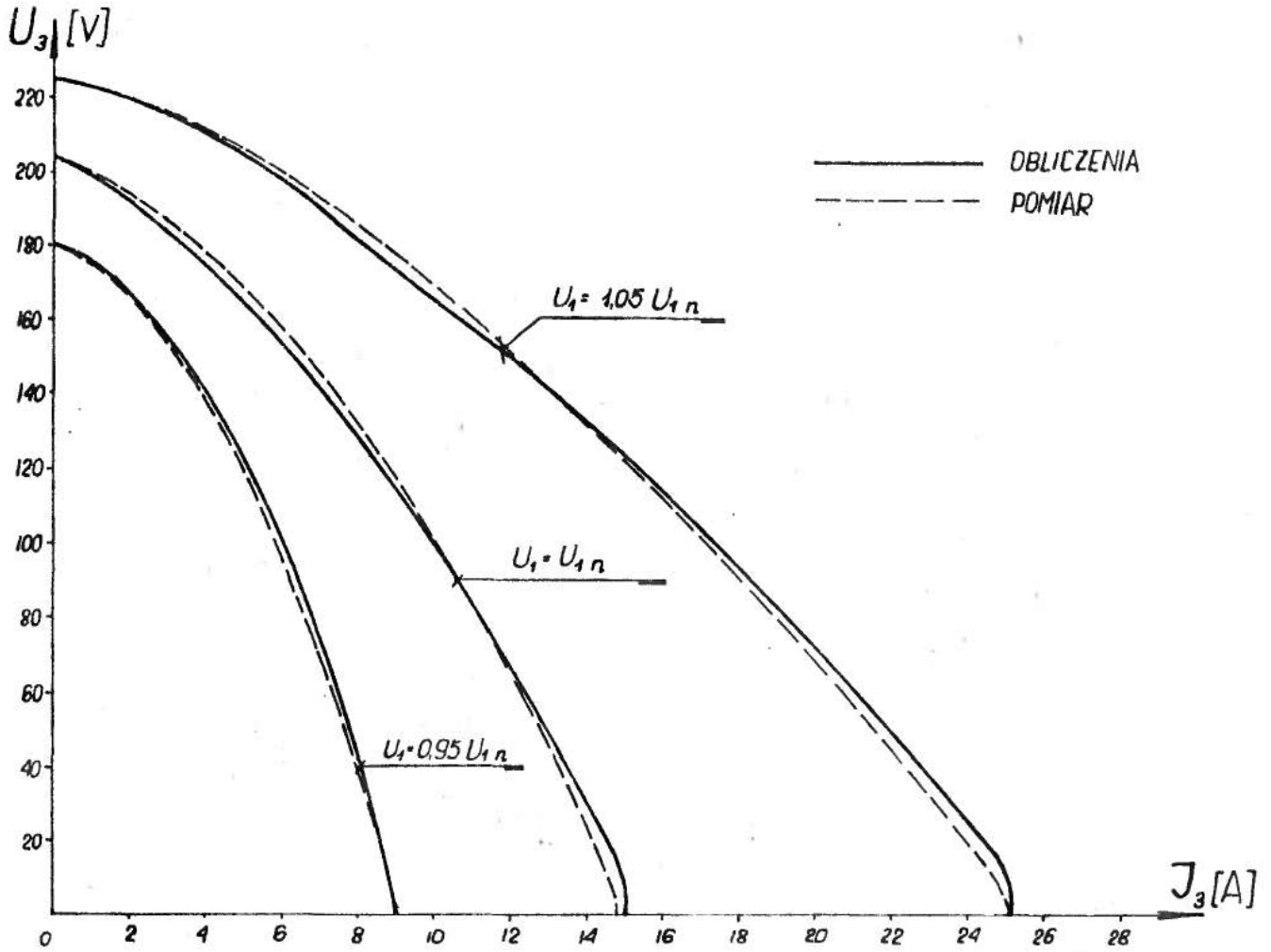
Charakterystyki zewnętrzne potrajaczy I i II, przy założeniu wahań $\pm 5\% U_{1n}$ wyznaczono wg zależności podanych w pkt. 3.5.1. realizując obliczenia na EHC oraz zestawiono w tabelicy 5.3.

Wyniki obliczeń charakterystyk zewnętrznych modelu I i II przy występowaniu wahania napięcia zasilającego.

Tabl. 5.3.

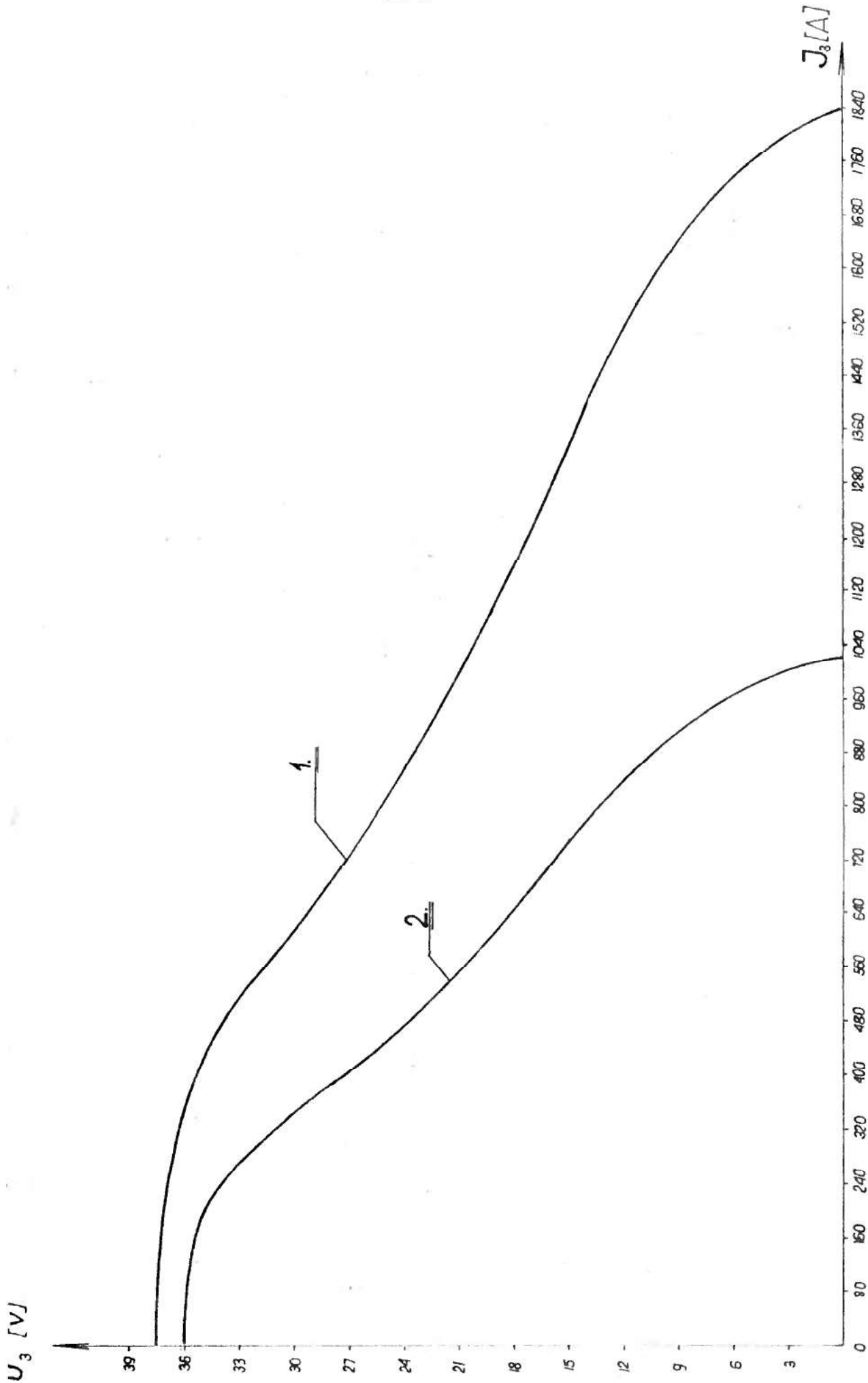
Model I: $\cos \varphi_3 = 1$											
$U_{30} =$ 205 V	$U_1 = U_{1n} =$ 288 V	U_3 J_3	V A	194,75 3,25	174,2 4,64	153,7 6	123 328	102,5 9,87	82 114	31,25 13,30	20,5 14,6
$U_{30} =$ 180 V	$U_1 =$ $0,95 U_{1n} =$ 274 V	U_3 J_3	V A	174,5 2,5	153,7 3,4	123 4,86	102,5 582	82 6,76	51,2 795	20,5 8,68	10,25 8,79
$U_{30} =$ 225 V	$U_1 = 1,05 U_{1n} =$ 302 V	U_3 J_3	V A	194,7 7,04	174,2 8,36	153,7 10,4	123 141	102,5 167	82 192	51,2 22,5	20,5 24,5
Model II: $\cos \varphi_3 = 1$											
$U_{30} =$ 37,5	$U_1 = U_{1n} =$ 380 V	U_3 J_3	V A	37,4 240	36 320	34,8 440	30 590	22,5 920	18 1160	12,4 1440	4,5 1740
$U_{30} =$ 36,5	$U_1 = 0,95 U_{1n} =$ 360 V	U_3 J_3	V A	35,9 80	55,6 160	34 240	214 550	18 640	15 760	9 910	3 1000

Porównania wyników obliczeń z wynikami uzyskanymi z pomiarów dokonano w postaci wykresów na rys. 5.7. i rys. 5.8.



Rys. 5.7. Wpływ wahań napięcia zasilającego na przebieg charakterystyki zewnętrznej modelu I.

Jak wynika z rys. 5.7. i rys. 5.8., wahania napięcia sieci zasilającej powodują duże zmiany w przebiegu charakterystyk zewnętrznych. Przy odchyleniu ujemnym, zmniejszeniu ulega wtórny prąd zwarcia J_{3z} oraz napięcie wyjściowe U_3 .



Rys. 5.8. Charakterystyka zewnętrzna m.p.c. przy wystąpieniu wahań napięcia zasilającego /model II/.

1. $U_1 = U_{1n}$, $\cos \varphi_{3=R}$

2. $U_1 = 0,95U_{1n}$, $\cos \varphi_{3=R}$

Prowadzi to do zmniejszenia mocy wyjściowej potrajacza. Odchylenia dodatnie, określone są dopuszczalnym wzrostem prądu pierwotnego, wytrzymałością elektryczną izolacji uzwojeń, aparatów i.t.p. i ograniczane poprzez stosowanie dławików szeregowych [1] i zabezpieczeń napięciowo-prądowych w układzie.

5.5. Regulacja napięcia wyjściowego w układzie n.p.c. z impedancją włączoną w przewód zerowy.

Obliczenia napięcia kompensującego ΔU_3 i impedancji kompensującej Z_0 zrealizowano na EHC przy wykorzystaniu charakterystyk magnesowania obwodów rdzeni transformatorów modelu I i II, parametrów potrajaczy, danych lub obliczonych charakterystyk zewnętrznych $U_3 = f / I_3 /$ oraz charakterystyk zewnętrznych zadanych $U_{3z} = f / I_3 /$.

Pomiary przeprowadzono w układzie n.p.c. jak na rys. 2.3.

Porównanie charakterystyk zewnętrznej rzeczywistej zadaną pozwoliło wyznaczyć wg pkt. 3.3.2. trzecią harmoniczną indukcji oddziaływania impedancji przewodu zerowego oraz wartość i charakter tej impedancji /wg pkt. 3.3.3./.

5.5.1. Charakterystyka zewnętrzna wypadkowa.

Pomiary i obliczenia charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3w} = f / I_3 /$, przeprowadzono przy stałej wartości impedancji załączonej w przewodzie zerowym, dla następujących wartości napięć:

a. dla modelu I: $U_1 = 240 \text{ V}; 252 \text{ V}; 283 \text{ V}$,

b. dla modelu II: $U_1 = 360 \text{ V}; 380 \text{ V}$.

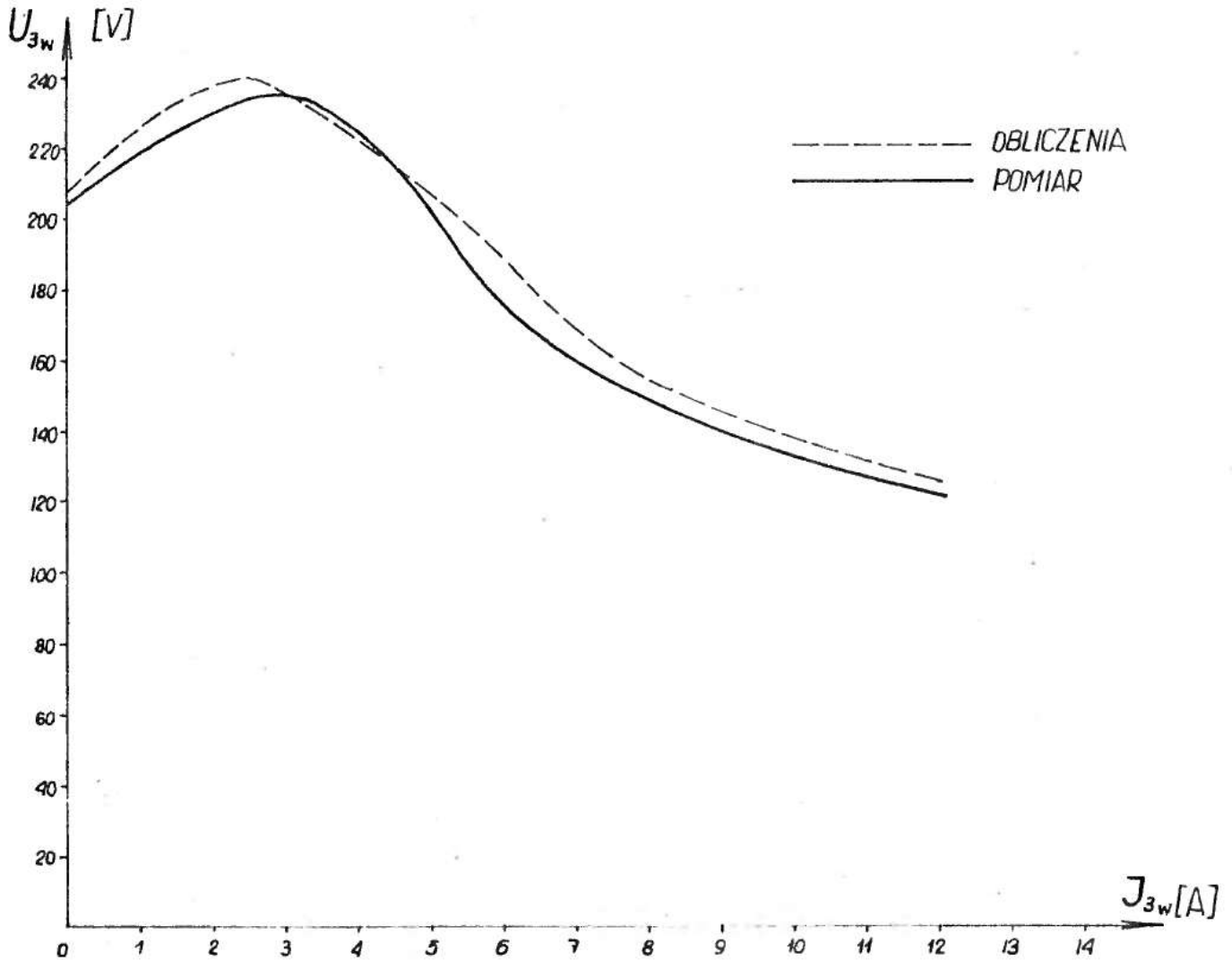
Wyniki obliczeń i pomiarów podano w tabelicy 5.4. i zał. 4.

Wyniki obliczeń i pomiarów charakterystyki zewnętrznej
wypadkowej $U_{3w} = f / J_{3w} /$

Tabl. 5.4.

MODEL I									
$U_1 = 288\text{V}; U_{30} = 205\text{V} / \text{pomiar} /; \cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}; \cos \varphi_0 = 0,7 \text{ poj.}; Z_{om} = 12$									
U_{3w}	V	238,1	206,4	181	161,6	133,5	114,2	99,8	88,6
J_{3w}	A	3,1	4,3	5,6	6,8	9,2	11,2	13	14,6
$U_1 = 288\text{V}; U_{30} = 206\text{V} / \text{obliczenie} /; \cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}; \cos \varphi_0 = 0,7 \text{ poj.}; Z_{om} = 12$									
U_{3w}	V	203	201	189	165	142	123	101	94
J_{3w}	A	4,1	5,2	6	7	9	11,5	13,4	14,5
MODEL II									
$U_1 = 380 \text{ V}, U_{30} = 37,5 \text{ V} / \text{obliczenie} /; \cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}; \cos \varphi_0 = 0,96 \text{ poj.}; Z_{om} = 0,941$									
U_{3w}	V	35	30	23,1	22,17	19,9	17,1	11,2	4,1
J_{3w}	A	580	720	851	953	1062	1178	1420	1800

Porównania wyników uzyskanych z pomiarów i obliczeń
dokonano w postaci wykresów na rys. 5.9.



Rys. 5.8. Charakterystyki zewnętrzne m.p.c. /model I/, dla:

$$U_1 = 283 \text{ V}, \cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind. } \cos \varphi_0 \text{ poj. /tabl. 5.4./}$$

Załączenie impedancji o małej reaktancji /mała wartość argumentu L /, powoduje wzrost prądu zerowego oraz przesunięcie charakterystyki zewnętrznej w prawo na prostokątnym układzie współrzędnych z jednoczesnym zmniejszeniem wartości U_{3w} . Prąd przewodu zerowego zwiększa wartość skuteczną wypadkowego prądu trzeciej harmonicznej. W przypadku prądu zerowego o charakterze pojemnościowym, następuje domagnesowanie rdzeni /kompensacja

wpływu obciążenia na wypadkową indukcję trzeciej harmonicznej U_{3w} i wzrost napięcia U_{3w} . Dla przebadanych modeli zasilanych napięciem $U_1 = 180 - 300$ V zauważono, że $U_{3w} > U_{30}$ występuje dla argumentu $\alpha = 35 - 50^\circ$, przy czym dla niższych wartości U_1 , wartość argumentu rośnie.

5.5.2. Wyznaczenie napięcia kompensującego ΔU_3 oraz impedancji przewodu zerowego.

Jak wiadomo, charakter załączanej impedancji w przewodzie zerowym zależy jest od przebiegu charakterystyki zadanej $U_{3z} = f / \beta_3 /$, w stosunku do przebiegu charakterystyki zewnętrznej rzeczywistej $U_3 = f / \beta_3 /$. /pkt. 3.3/.

Obliczenia napięcia kompensującego ΔU_3 i impedancji przewodu zerowego Z_0 oraz pomiary wartości tych wielkości przeprowadzono dla przypadku najczęściej występującego w praktyce, tzn. dla:

$$U_{3z} > U_3$$

Warunek podniesienia napięcia wyjściowego U_3 do wartości zadanej U_{3z} , wymaga włączenia w przewód zerowy impedancji o charakterze pojemnościowym.

Uzyskane z obliczeń wyniki dla modelu I i II podano w tabl. 5.5.

Wyniki obliczeń; napięcia kompensującego ΔU_3 i impedancji kompensującej Z_0 .

Tabl. 5.5.

MODEL I									
$U_1 = 252 \text{ V}; U_{30} = 160 \text{ V /pomiar/}; \cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}; Z_{0m} = \sqrt{G^2 + B_C^2};$									
$U_{3z} = 144 \text{ V}$									
U_3	V	152	136	120	104	88	72	56	24
J_3	A	0,65	0,92	1,2	1,5	1,82	2,2	2,55	3,4
J_0	A	1,3	1,8	1,92	2,97	3,5	3,7	4,6	6,4
U_3	V	-28	-43	-50	-69	-87	-102	-112	-124
Z_{0m}	Ω	38,9	28,2	26,5	17,1	14,56	13,67	11	7,9
γ	ST	1,8	5,2	32,6	24	19	17	24	30
$U_1 = 288 \text{ V}; U_{30} = 205; \cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}; Z_{0m} = \sqrt{G^2 + B_C^2}; U_{3z} = 184,5 \text{ V}$									
U_3	V	195	185	164	144	123	92	51	10
J_3	A	1,1	1,6	2,0	3,6	4,7	6,7	10	13,9
J_0	A	2,2	3,2	5	7,1	9,2	12,4	19,30	27
U_3	V	-28	-38	-58	-72	-95	-120	-140	-149
Z_{0m}	Ω	29	20,48	13	9,2	7,1	5,27	3,37	2,4
γ	ST	1,8	3,5	6,7	24	17,4	20,8	34	45
MODEL II									
$U_1 = 380 \text{ V}; U_{30} = 33,7 \text{ V}; \cos \varphi_3 = 0,8 \text{ ind.}; Z_{0m} = \sqrt{G^2 + B_C^2}; U_{3z} = 37,5 \text{ V}$									
U_3	V	35,6	31,8	26,25	20,6	16,87	11,25	7,5	3,75
J_3	A	156,4	243,5	395,5	592,8	757,9	1062	1300	1560
J_0	A	42,6	59,4	105,8	154,2	201	285,6	351	422
U_3	V	10	12	18	22	24	26	29	30
Z_{0m}	Ω	2,05	1,473	0,827	0,567	0,436	0,306	0,249	0,207
γ	ST	1,83	22,79	13,45	18,48	25,3	34,4	40	45,3

OZNACZENIA DO TABLICY 5.5:

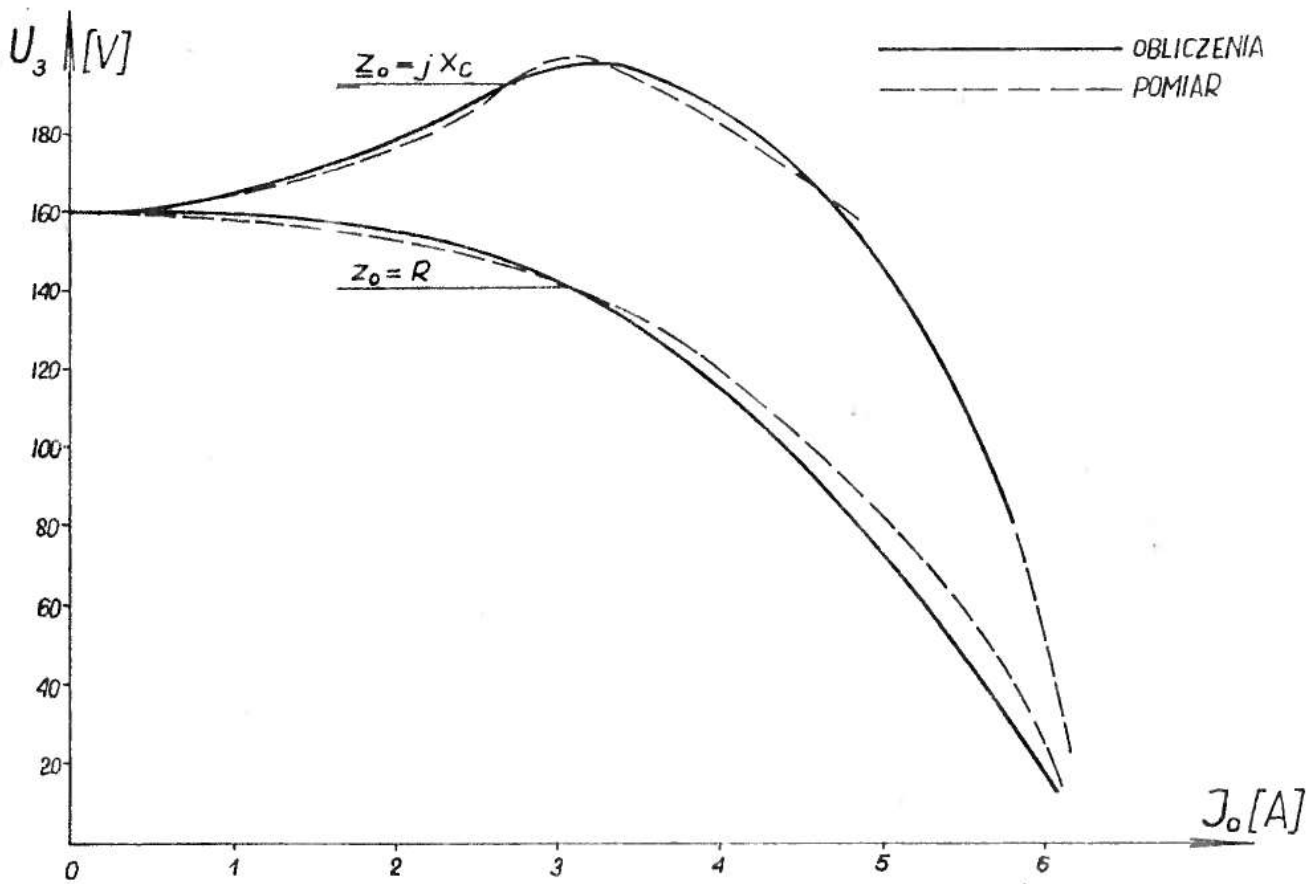
- U_3 - napięcie wyjściowe n.p.c., wartość skuteczna,
- J_3 - wartość skuteczna prądu obciążenia,
- J_0 - wartość skuteczna prądu zerowego,
- ΔU_3 - wartość skuteczna napięcia kompensującego,
- Z_{0m} - moduł impedancji przewodu zerowego,
- γ - wypadkowy kąt fazowy prądu wypadkowego w przewodzie zerowym.

W celu przedstawienia wpływu impedancji przewodu zerowego na napięcie wyjściowe potrajacza U_3 , wyznaczono wg zależności 3.3. charakterystykę $U_3 = f / J_0 /$; uzyskano wyniki zestawiono w tabelicy 5.6.

Wyniki obliczonych charakterystyk $U_3 = f / J_0 /$
dla I modelu potrajacza

Tabl. 5.6.

U ₁ =252 V; U ₃₀ =160 V; B ₁ =1,4 T; B ₃₀ =0,257 T; Z ₃ = ∞										
dla	U ₃	V	159	155	135	126	86	76	36	-
Z ₀ =R	J ₀	A	0,5	1,25	2,65	3,05	4,8	5,1	8,9	-
dla	U ₃	V	200	185	170	165	155	146	140	125
Z ₀ =jX ₀	J ₀	A	1,6	1,8	1,92	2,12	2,45	2,73	3,0	3,55

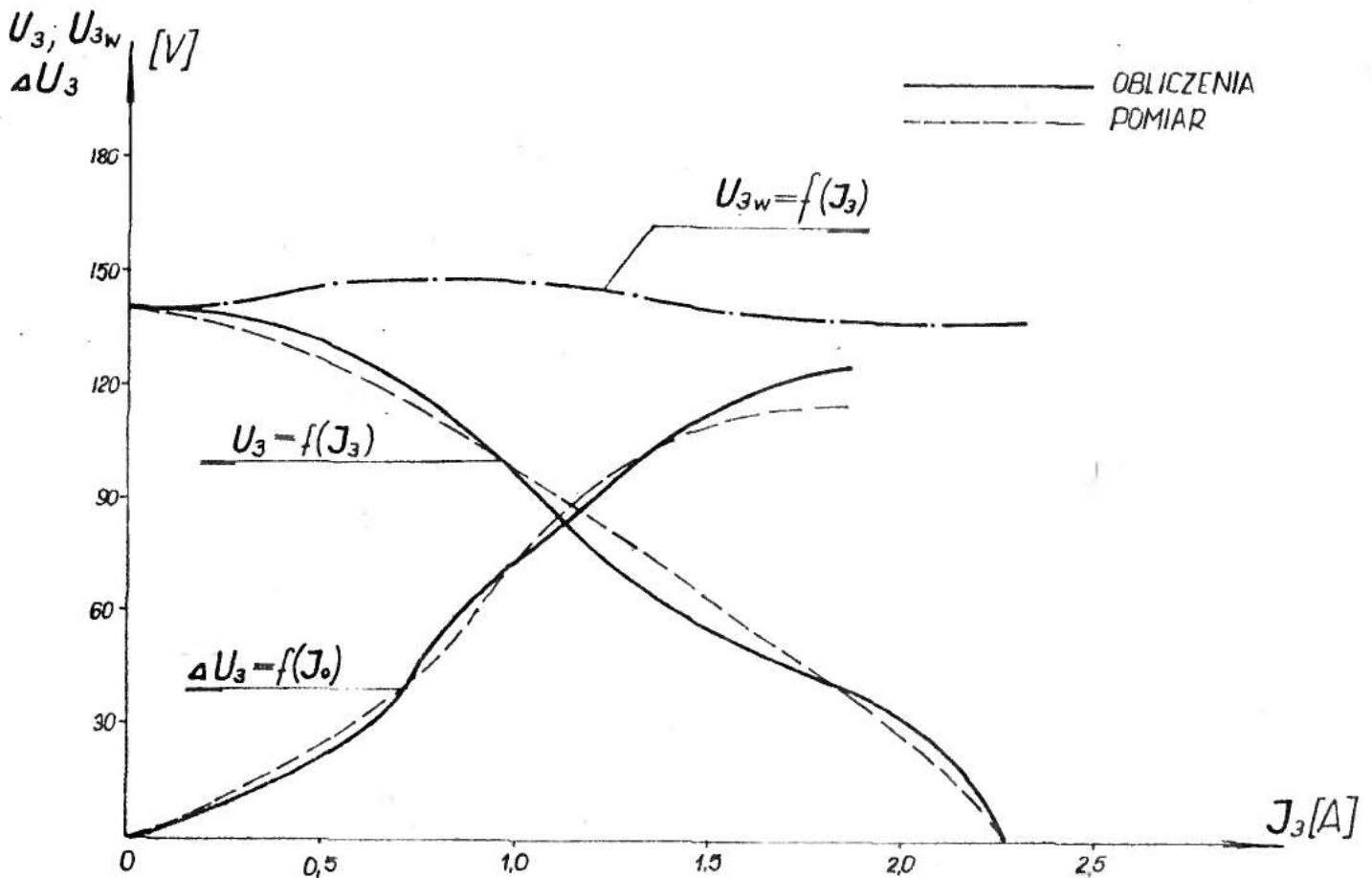


Rys. 5.10. Wykres zależności $U_3 = f / J_0 /$ przy napięciu zasilającym $U_1 = 252 \text{ V}$.

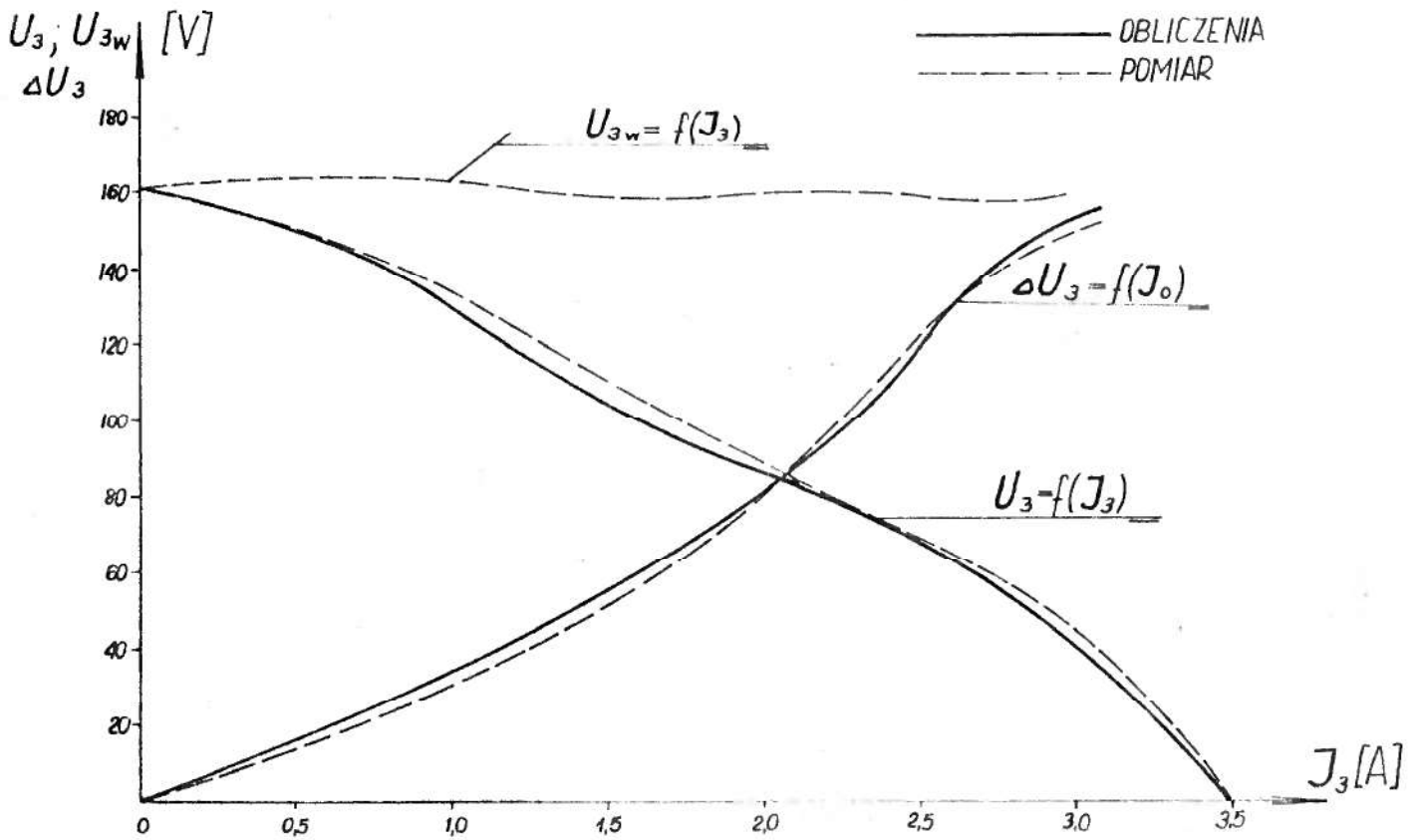
Jak wynika z rys. 5.10 składowa zerowa prądu magnesującego J_0 przy impedancji pojemnościowej \underline{Z}_0 powoduje domagnesowanie rdzenia trzecią harmoniczną strumienia i wzrost napięcia wyjściowego U_{3w} . Przy impedancji \underline{Z}_0 o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym składowa zerowa prądu magnesującego powoduje rozmagnesowanie rdzenia i zmniejszenie napięcia wyjściowego U_{3w} . Wniosek ten potwierdza praktyczne możliwości przewodu zerowego z załączoną impedancją \underline{Z}_0 , jako regulatora napięcia wyjściowego m.p.c.

Zasada regulacji napięcia wyjściowego tą metodą opisana jest zależnością (3.30), z której to wynika, że napięcie zadane /przedstawione w postaci zadanej charakterystyki zewnętrznej $U_{3z} = f /J_3/$, określa wartość napięcia kompensacyjnego ΔU_3 , przy pomierzonej lub obliczonej rzeczywistej charakterystyce zewnętrznej $U_3 = f /J_3/$ m.p.c. oraz pozwala wyznaczyć wg zależności podanych w pkt. 3.3. wartość i charakter impedancji załączonej w przewód zerowy.

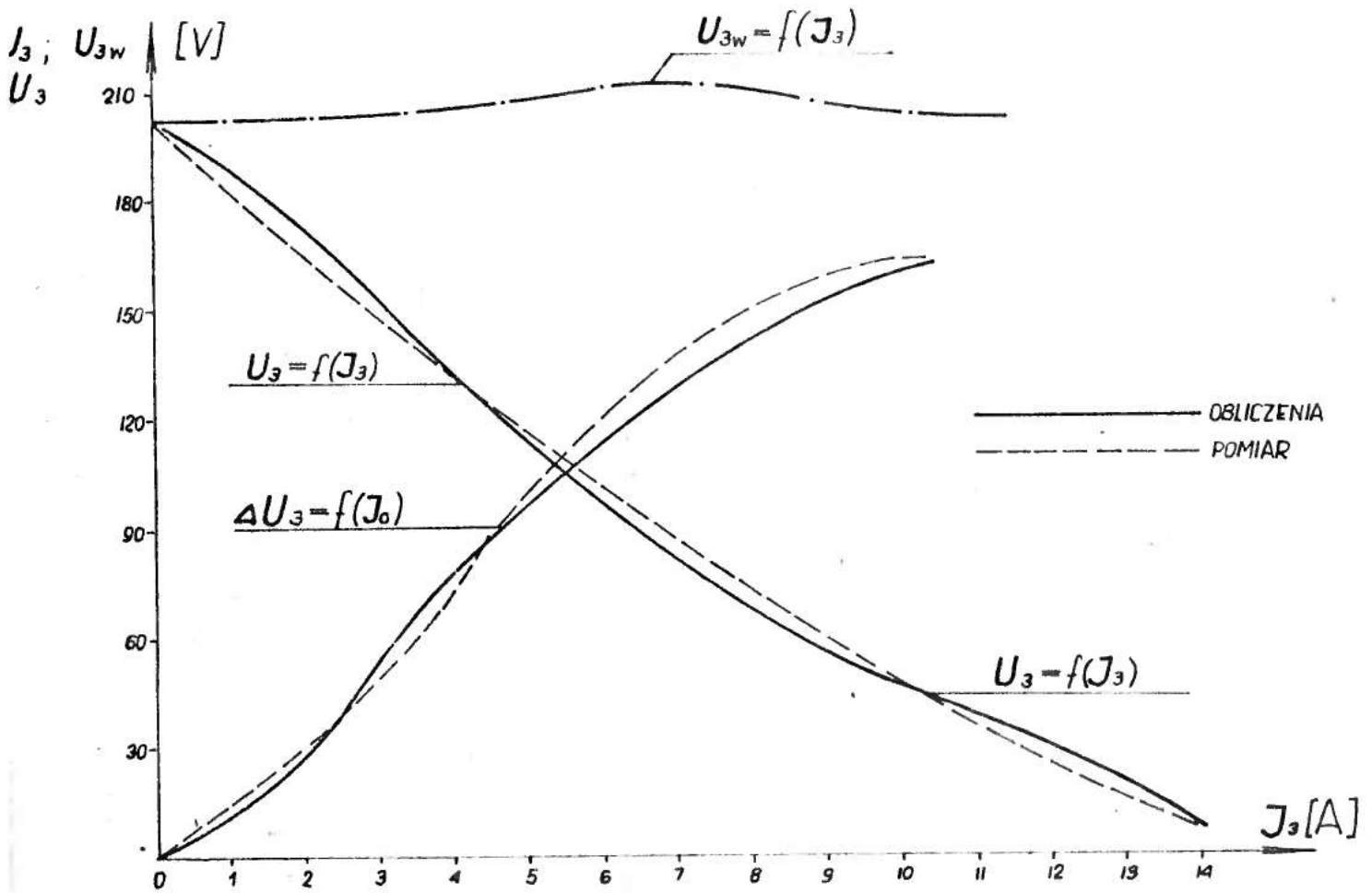
Na rys. 5.11; 5.12; 5.13; 5.14; 5.15. przedstawiono graficznie zasadę regulacji napięcia wyjściowego m.p.c. tą metodą, wykorzystując wyniki obliczeń i pomiarów przeprowadzonych dla dwóch modeli potrajaczy.



Rys. 5.11. Zasada regulacji napięcia wyjściowego m.p.c. przy $U_1 = 240$ V; $\cos \varphi_3 = 0,8$ ind., $\cos \varphi_0$ poj.



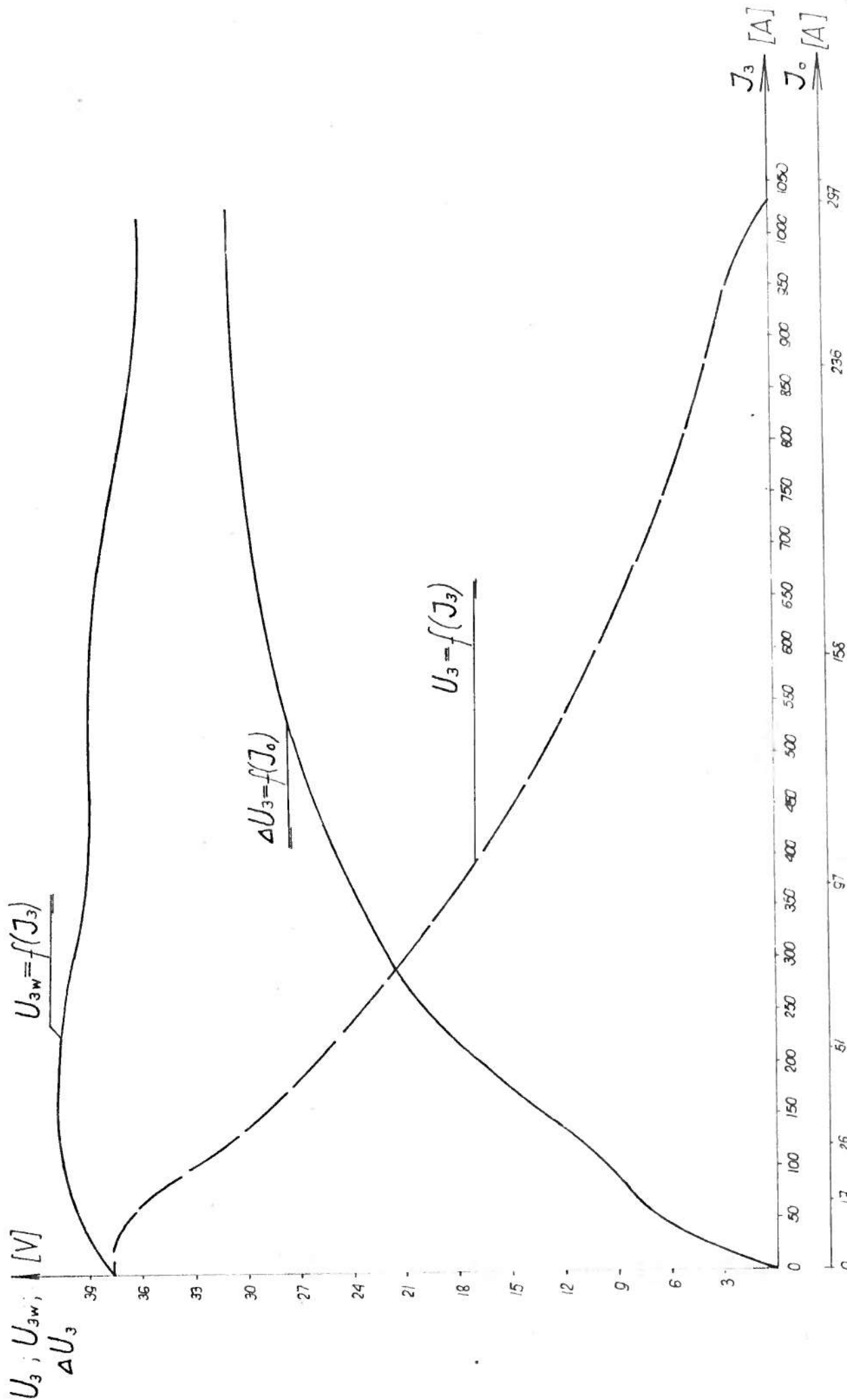
Rys. 5.12. Zasada regulacji napięcia wyjściowego m.p.c.
/model I / dla $U_1 = 252$ V, $\cos \varphi_3 = 0,8$ ind.,
 $\cos \varphi_0$ poj.



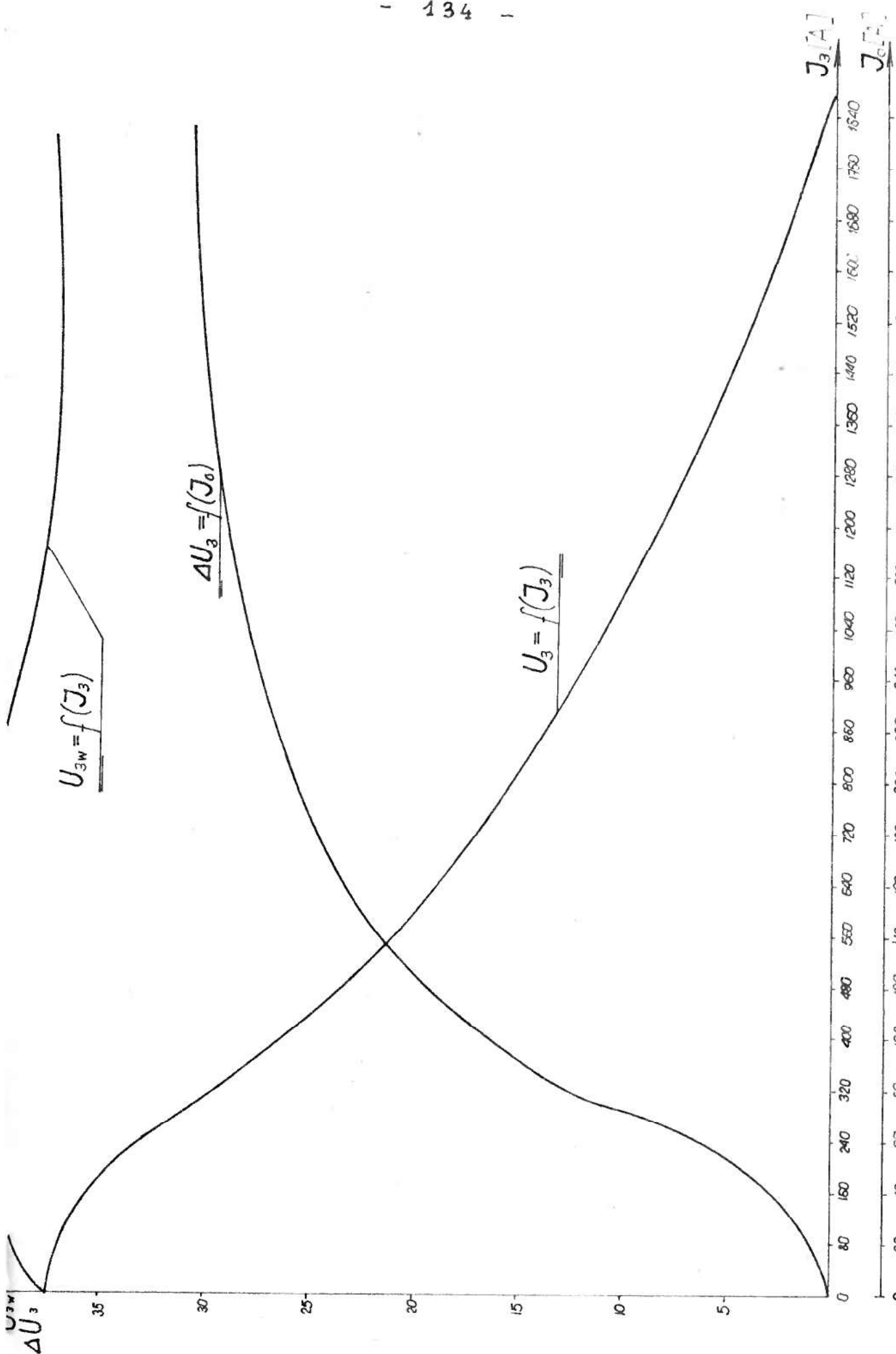
Rys. 5.13. Zasada regulacji napięcia wyjściowego m.p.c.
/model I/, dla $U_1 = 200$ V, $\cos \varphi_3 = 0,8$ ind.,
 $\cos \varphi_0$ poj.

Występujące odchylenie w przebiegu charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3w} = f / J_3 /$ w stosunku do zadanej wynika z braku możliwości doboru odpowiednich wartości pojemności załączanej w przewód zerowy potrajacza.

W celu określenia zmienności napięcia kompensującego ΔU_3 w funkcji włączonej pojemności C w przewód zerowy, przedstawiono w postaci charakterystyk zależności $\Delta U_3 = f / C /$

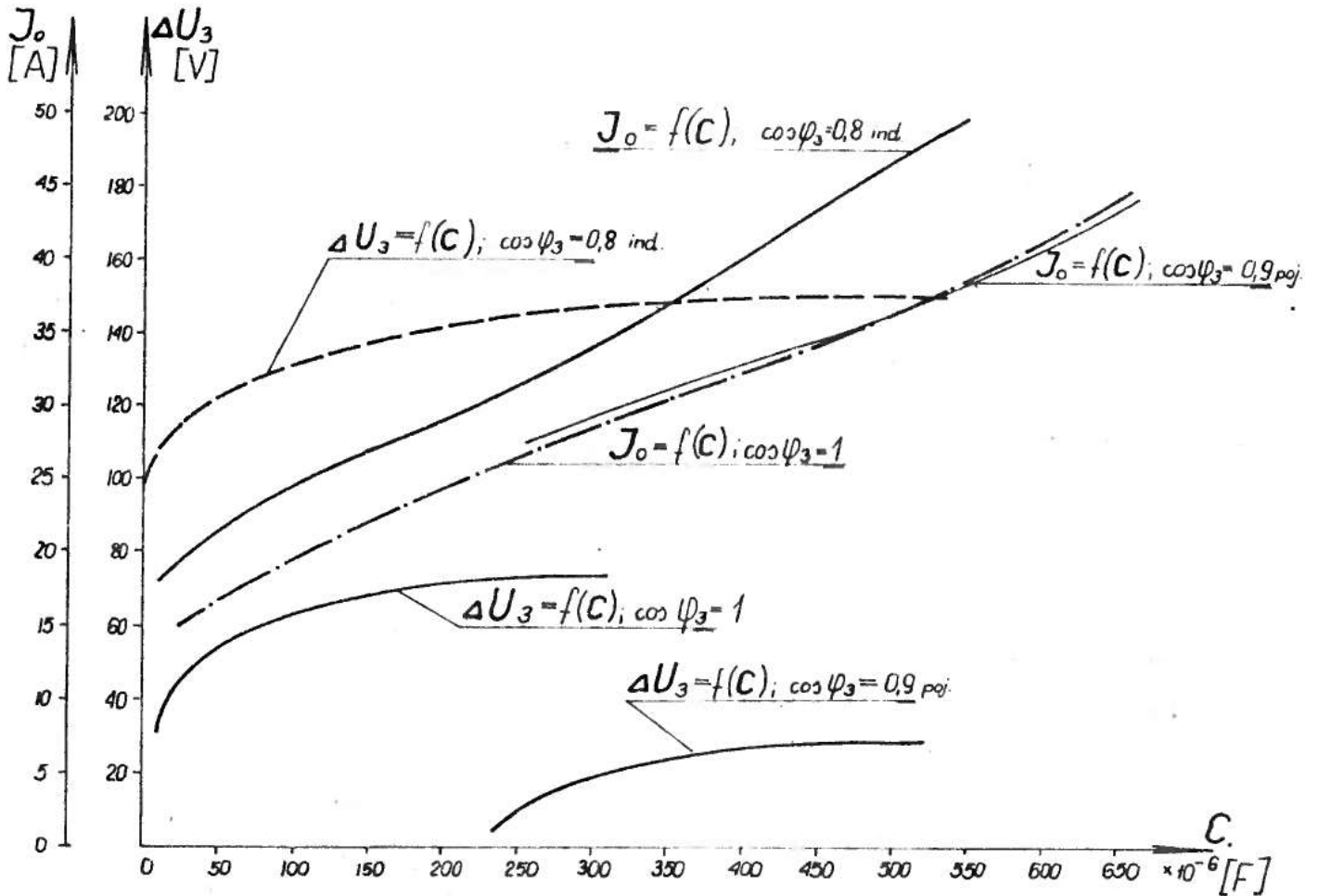


Rys. 5.14. Zasada regulacji napięcia wyjściowego /model II/ dla: $U_1 = 360$ V, $\cos \varphi_3 = 0,8$ iud. φ_0 -poj

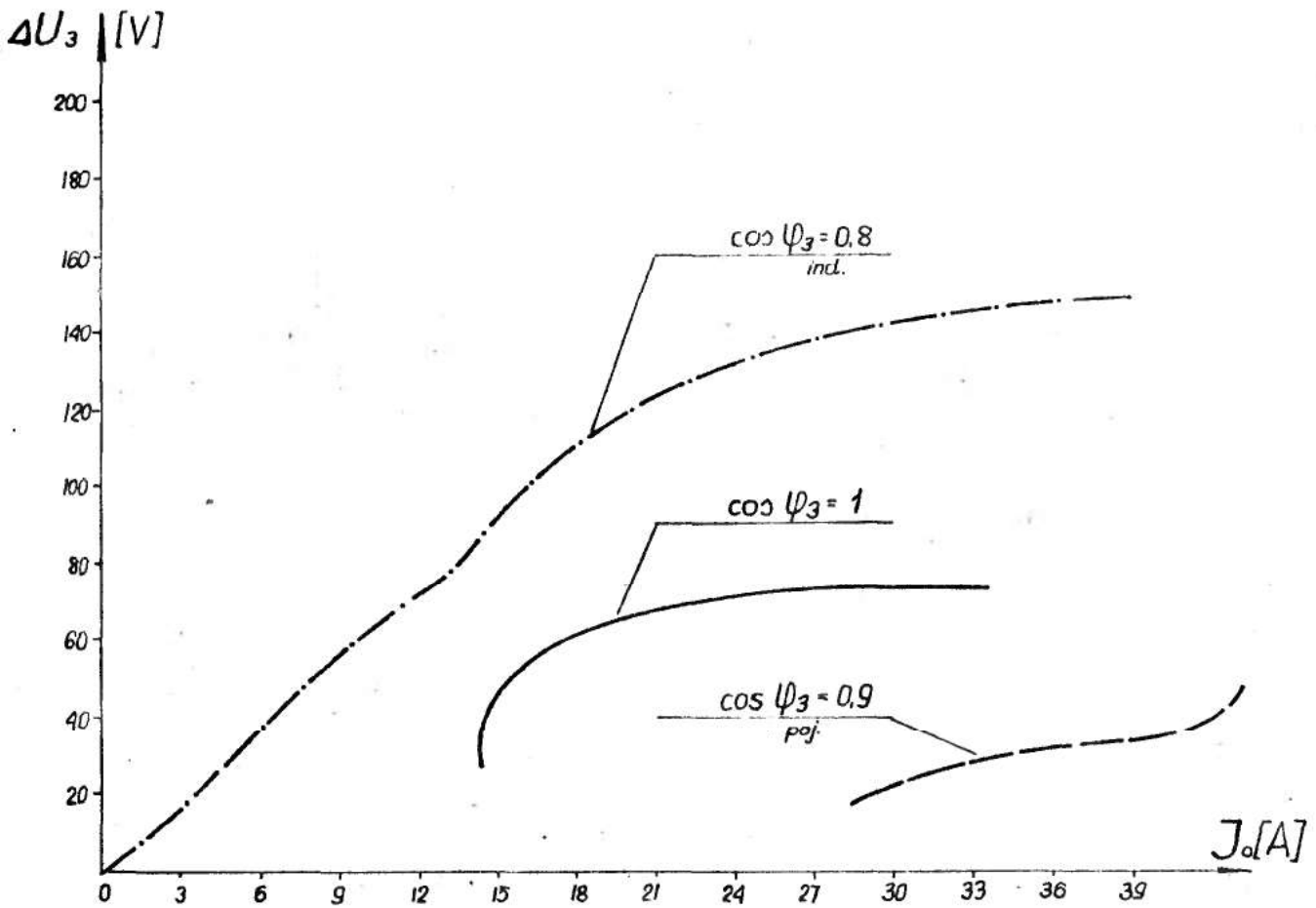


Rys. 5.15. Zasada regulacji napięcia wyjściowego /model II/, dla $\varphi_3 = 380$, $\cos \varphi_3 = 0,8$ ind, $\cos \varphi_0$ poj.

i $U_3 = f /J_0/$, /rys. 5.16 i rys. 5.17/.



Rys. 5.16. Charakterystyki $\Delta U_3 = f /C/$ i $J_0 = f /C/$,
 dla: $U_1 = 252$ V, $U_{3Z} = 160$ V, $Z_3 = \text{const.}$
 /model 1/.



Rys. 5.17. Charakterystyki $\Delta U_3 = f / J_0 /$, dla: $U_1 = 252 \text{ V}$,
 $U_{3z} = 160 \text{ V}$, $Z_3 = \text{const. /model I/}$.

Zależność $\Delta U_3 = f / C /$ pozwala bezpośrednio wyznaczyć wartość pojemności C , jaką należy włączyć w przewód zerowy aby uzyskać żądane napięcie kompensacyjne ΔU_3 . Jak wynika z rys. 5.16. dla badanego modelu, $\Delta U_3 = f / C /$ od wartości pojemności $C = 15 \times 10^{-6} \text{ F}$ jest zależnością liniową.

Przyrost napięcia kompensującego ΔU_3 określony jest przebiegiem charakterystyki zewnętrznej $U_3 = f / J_3 /$ i charakterystyki zadanej $U_{3z} = f / J_3 /$.

Analizując rys. 5.11, 5.12, 5.13, 5.14, 5.15, można stwierdzić, że największą dokładność regulacji /zbliżenie charakterystyk: $U_{3w} = f / J_3 /$ do $U_{3z} = f / J_3 /$ uzyskuje się przy obciążeniu m.p.c. prądem znamionowym /tj. około $\frac{2}{3} J_{3z} /$, a więc w przedziale pracy potrajacza.

5.6. Omówienie wyników badań laboratoryjnych i wnioski.

Wykonane badania laboratoryjne potwierdziły słuszność analizy teoretycznej przeprowadzonej w pkt. 3.3.

Można stwierdzić, że występuje duża zgodność charakterystyk zewnętrznych przed i po regulacji, oraz charakterystyki wypadkowej $U_{3w} = f / J_3 /$ z charakterystyką zadaną $U_{3z} = f / J_3 /$ osiągająca dokładność rzędu 5 - 7 %. Zważywszy, iż wszystkie zjawiska fizyczne zachodzą w układzie o silnej nieliniowości, uzyskaną zbieżność wyników, uznać należy jako dobrą. Oznacza to, że przyjęty model matematyczny odwzorowuje poprawnie zjawiska występujące podczas pracy układu, zarówno w stanie jałowym jak i obciążenia.

Podczas badań laboratoryjnych zaobserwowano zjawisko drgań samowzbudnych. W porównaniu z kompensacją równoległą obciążenia dla tej samej wartości napięcia zasilającego U_1 , drgania występują przy większej wartości pojemności. Wraz ze wzrostem U_1 rośnie wartość pojemności wzbudzającej drgania w układzie.

Kształt krzywej zmienności napięcia wyjściowego w funkcji prądu zerowego $U_3 = f / J_0 /$ jest niemal identyczny, jak charakterystyka zewnętrzna $U_3 = f / J_3 /$. Charakterystyka

zewnątrzna wypadkowa $U_{3w} = f / J_3$ / przyjmuje kształt jak na rys.: 5.15; 5.17; 5.18; 5.19; 5.20.

W trakcie badań doświadczalnych stwierdzono, że dla wartości reaktancji pojemnościowej włączonej w przewód zerowy i zbliżonej do reaktancji uzwojeń występuje zjawisko rezonansu równoległego.

Badania laboratoryjne przeprowadzono dla przypadku najczęściej występującego w praktyce, tj. dla obciążenia strony wtórnej o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym i pojemności załączonej w przewodzie zerowym.

Charakterystykę zewnętrzną wypadkową uzyskano, mierząc U_{3w} i J_3 po włączeniu w przewód zerowy stałej wartości impedancji Z_0 . Jak wykazały badania, stworzyło to możliwość regulacji U_{3w} w zakresie $0 \leq U_3 \leq 1,2 U_{30}$. Ograniczenie regulacji napięcia w górę do $1,2 U_{30}$ jest spowodowane powstawaniem drgań subharmonicznych [1].

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń oraz badań laboratoryjnych można sformułować następujące wnioski:

1. Wyniki badań doświadczalnych potwierdzają słuszność przeprowadzonej w rozdziale 3 analizy teoretycznej układu potrójacza z impedancją w przewodzie zerowym.
2. W badaniach doświadczalnych przeprowadzonych dla dwóch modeli potrójaczy stwierdzono, że:
 - a/ napięcie wyjściowe U_{3w} daje się regulować w szerokim zakresie w "górną" i w "dół",
 - b/ przy dowolnie zmieniającej się impedancji obciążenia w zakresie $0 < Z_3 < \infty$, dokonując odpowiednich zmian

impedancji \underline{Z}_0 w przewodzie zerowym, daje się uzyskać wartość napięcia U_{3w} zbliżoną do napięcia zadanego U_{3z} .

- c/ regulacja napięcia wyjściowego U_{3w} może być dokonywana w zakresie $0 \leq U_{3w} \leq 1,2 U_{30}$. Ograniczenie do wartości $1,2 U_{30}$ spowodowane jest powstawaniem drgań subharmonicznych,
- d/ wahania napięcia zasilającego destabilizują pracę układu. Kompensację tych wahań daje się przeprowadzić przez odpowiednią regulację impedancji \underline{Z}_0 w przewodzie zerowym.

6. AUTOMATYCZNY REGULATOR NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO M.P.C.

6.1. Wstęp.

Jak wykazały badania doświadczalne, metoda regulacji napięcia wyjściowego magnetycznego potrajacza częstotliwości przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym, może być wykorzystana do stabilizacji i regulacji napięcia wyjściowego U_{3w} oraz likwidacji odchyłeń napięcia zasilającego U_1 .

Kompensacja trudnych do przewidzenia odchyłeń napięcia zasilającego oraz ciągła regulacja napięcia wyjściowego U_{3w} do wartości napięcia określonego przebiegiem charakterystyki zewnętrznej zadanej $U_{3z} = f / J_3 /$, wymaga wielokrotnego włączania w przewód zerowy różnych wartości impedancji Z_0 .

Realizacja takiego zadania może być rozwiązana na drodze automatycznego wyboru i załączenia odpowiedniej wartości impedancji.

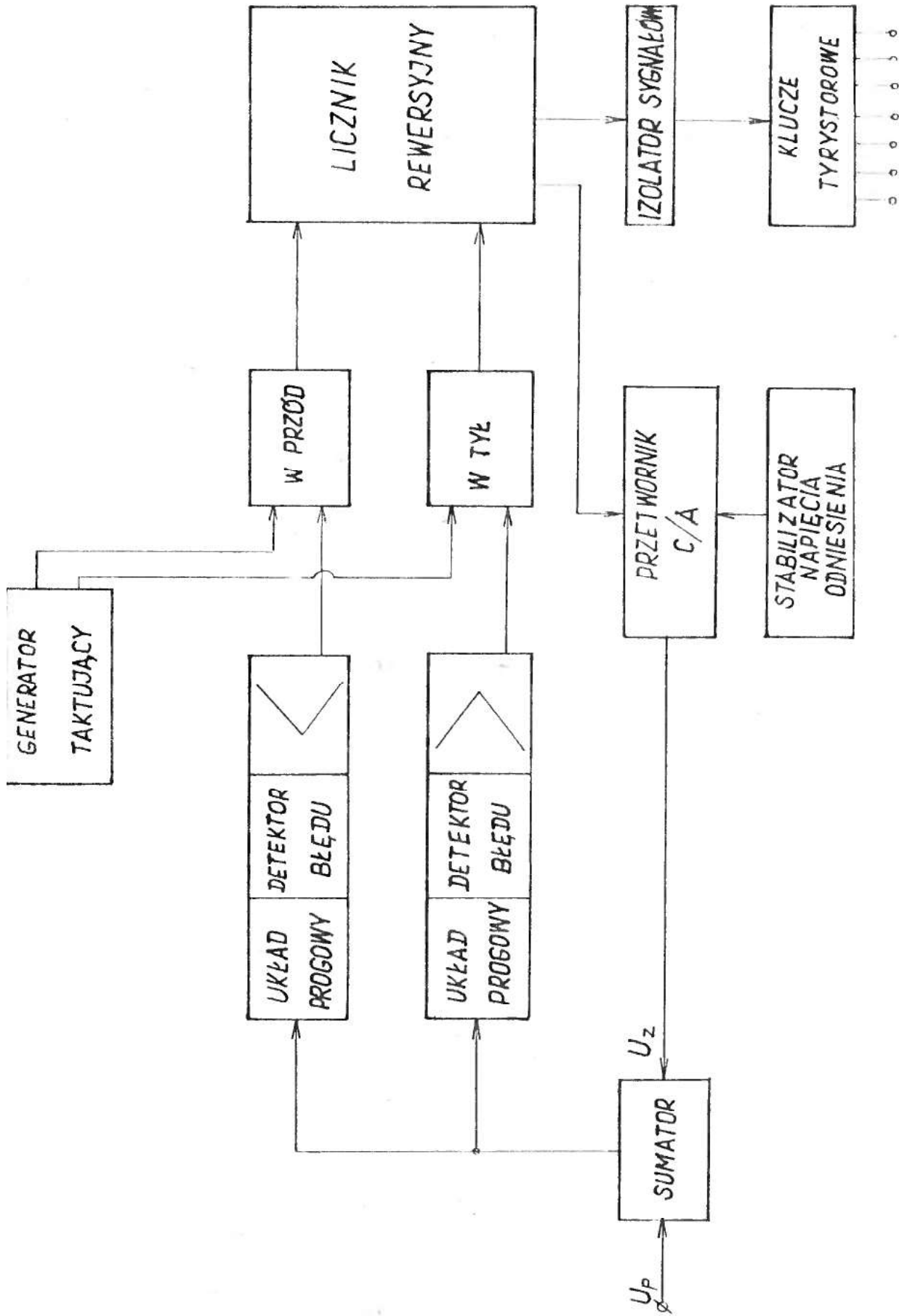
Układ automatycznej regulacji realizujący takie zadanie musi charakteryzować bardzo małą bezwładność oraz dużą niezawodność działania a ponadto:

powinien posiadać również określoną czułość zapewniającą dużą dokładność regulacji.

Budowę oraz zasadę działania takiego układu przedstawiono w pkt. 6.2.

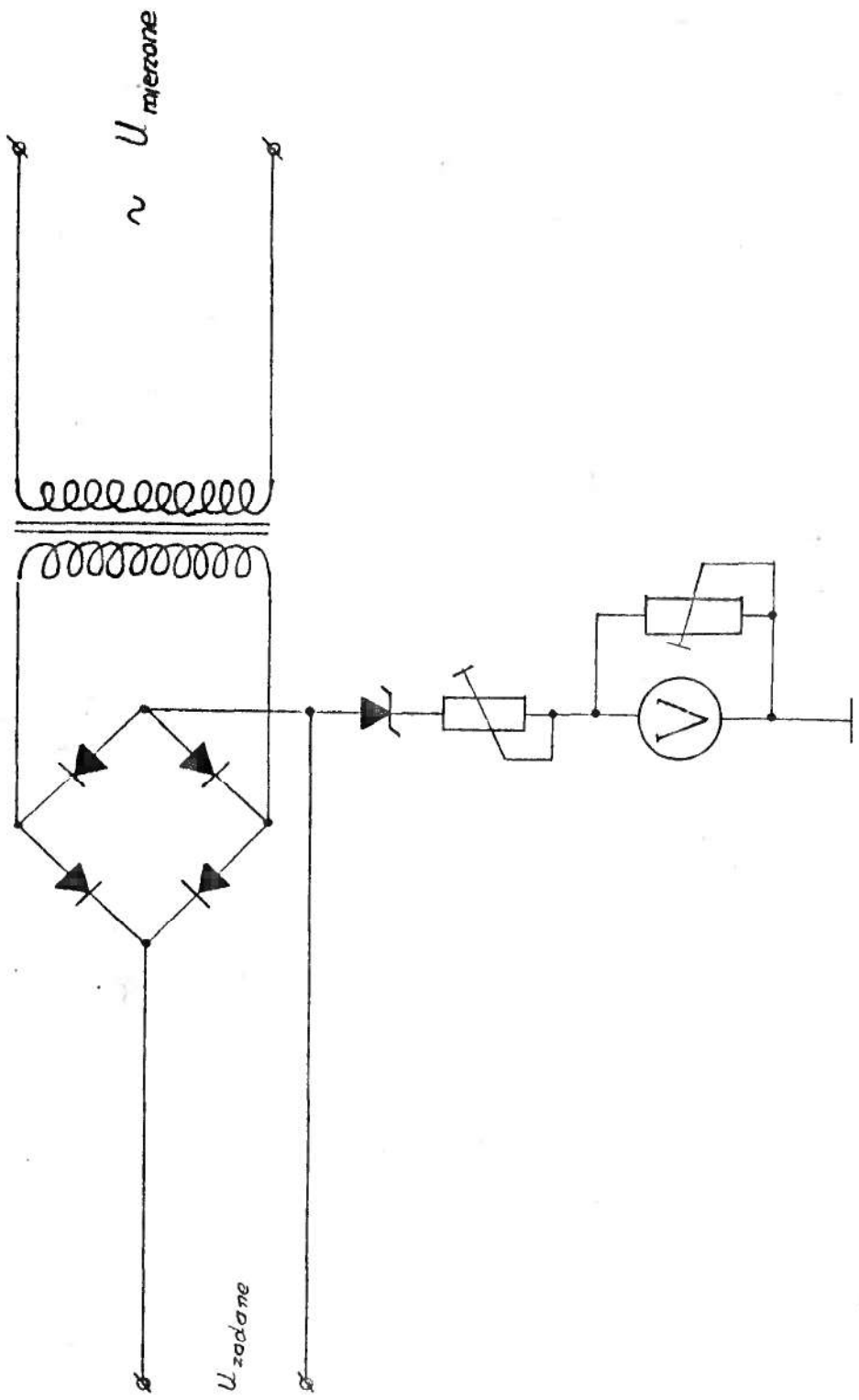
6.2. Budowa i zasada działania układu.

Układ automatycznego regulatora napięcia wyjściowego m.p.c. zrealizowano przy wykorzystaniu układów scalonych

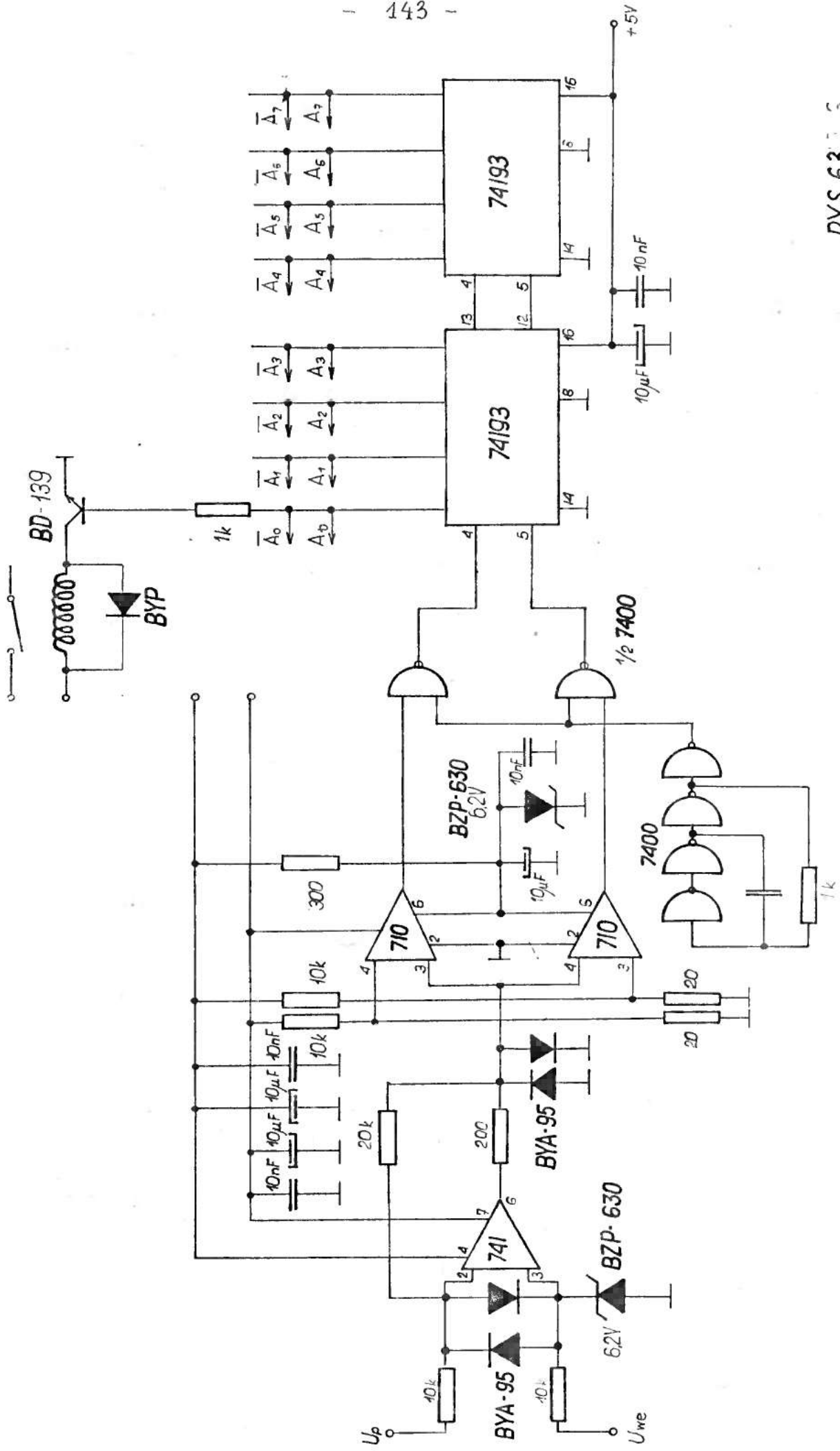


RYS. 6.1.

SCHEMAT BLOKOWY
AUTOMATYCZNEGO REGULATORA
NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO



RYS. 6.2.
SCHEMAT IDEOWY
UKŁADU POMIAROWEGO
NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO MPC



RYS. 6.3.3
SCHEMAT IDEOWY UKŁADU

średniej skali integracji.

Składa się z następujących zasadniczych członów

/rys. 6.1./:

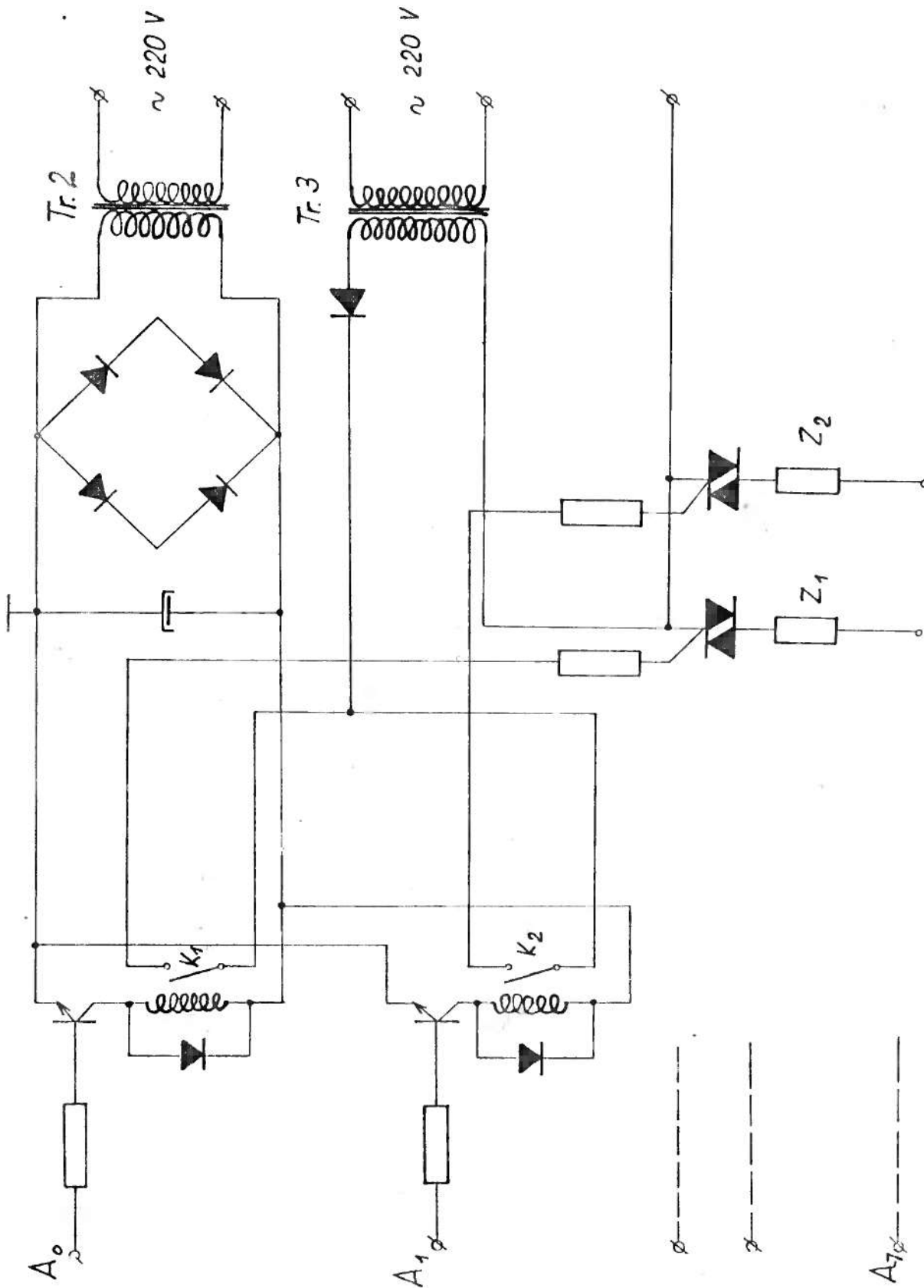
1. stopnia wyjściowego /wzmacniacz wyjściowy, wzmacniacz sumacyjny i układ pomiarowy/,
2. przetwornika analogowo-cyfrowego A/C.
3. układu wykonawczego,
4. układów zasilających.

Wzmacniacz wejściowy zbudowany został na elementach scalonych typu A - 741 i stanowi pierwszy stopień regulatora. Na wzmacniacz sumacyjny podawane jest napięcie odniesienia /zadane/, z możliwością ustawienia w przedziale 4,5 - 9,5 V /skala napięcia 1 : 20 / oraz poprzez układ pomiarowy /rys. 6.2./ napięcie rzeczywiste wyjściowe m.p.c. również z możliwością ustawienia zakresu pomiaru w przedziale 0 - 2,5 V /skala 1 : 10/.

Przetwornik analogowo-cyfrowy A/C wykonany został na elementach scalonych typu: A 710, UCY 74193 i UCY 7400 i składa się z następujących podzespołów /rys. 6.3. i rys. 6.4./

1. układu progowego,
2. detektora błędu,
3. licznika rewersyjnego,
4. generatora taktującego,
5. przetwornika C/A.

Układ wykonawczy realizowany jest przez przekaźniki kontaktronowe i triaki /rys. 6.5./. Kryterium doboru tych elementów określone jest przez maksymalny prąd w przewodzie



RYS. 6.5.

SCHEMAT IDEOWY UKŁADU
WYKONAWCZEGO

zerowym oraz napięcie między punktami zerowymi sieci i n.p.c.

Układ zasilający stanowią trzy transformatory:

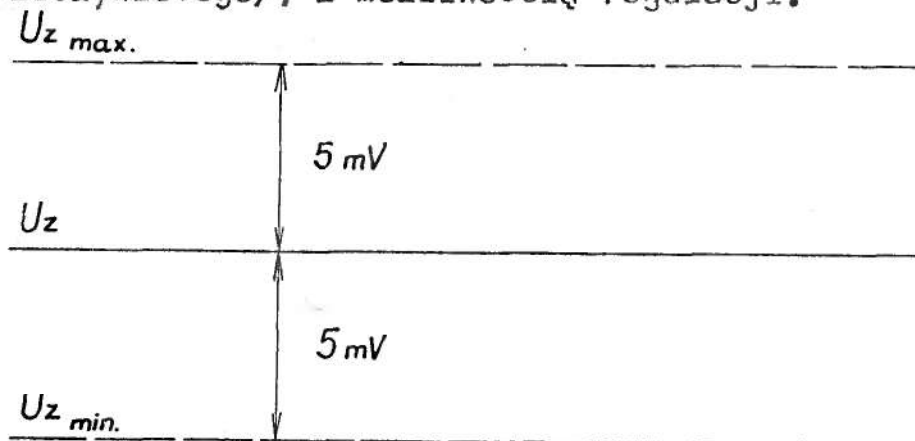
- a. Tr - 1 - transformator pomiarowy napięcia wyjściowego n.p.c.
- b. Tr - 2 - transformator do zasilania kontaktronów
- c. Tr - 3 - transformator do zasilania bramek triaków.

Transformatory Tr - 2 i Tr - 3 połączone z siecią zasilającą 220 V poprzez wyłącznik główny.

Układ działa na zasadzie regulatora śledzącego. Na sumator podawane są dwa napięcia: zadane U_z i rzeczywiste U_p . Różnica tych napięć poprzez układ progowy, detektor błędu załącza odpowiednio wybrane pozycje przetwornika C/A i odpowiadające im klucze tyrystorowe. Obciążenie triaków stanowi impedancja przewodu zerowego.

Wartość regulacyjna realizowana jest w postaci siedmio-bitowej liczby binarnej, pokrywającej okno regulacji, co zapewnia 1 % dokładności w żądanym zakresie regulacji. Zwiększenia liczby binarnej można dokonać poprzez rozbudowę układu /licznika rewersyjnego i członów wykonawczych/.

Okno regulacji ustawione jest na 10 mV /co odpowiada 20 V napięcia rzeczywistego/, z możliwością regulacji.



Rys. 6.6. Okno regulacji.

Odchylenie wartości napięcia rzeczywistego od zadanego poza zakres okna regulacji, powoduje w konsekwencji załączenie impedancji w przewodzie zerowym:

- a. gdy: $U_{rzecz} < U_{z\ min}$ - o charakterze pojemnościowym,
- b. gdy: $U_{rzecz.} > U_{z\ mx}$ - o charakterze indukcyjnym.

Impedancje stanowią obciążenie kluczy tyrystorowych i dobierane są wg. możliwości kompensacyjnych poszczególnych wag liczb binarnych, które wynoszą:

- 1. bit - 0,15 V
- 2. bit - 0,3 V
- 3. bit - 0,6 V
- 4. bit - 1,2 V
- 5. bit - 2,4 V
- 6. bit - 4,8 V
- 7. bit - 9,6 V

Wartość impedancji można obliczyć wg metod podanych w pkt. 3.3. lub dobrać drogą pomiarów. Istnieje możliwość zmiany wartości ekstremalnych okna regulacji.

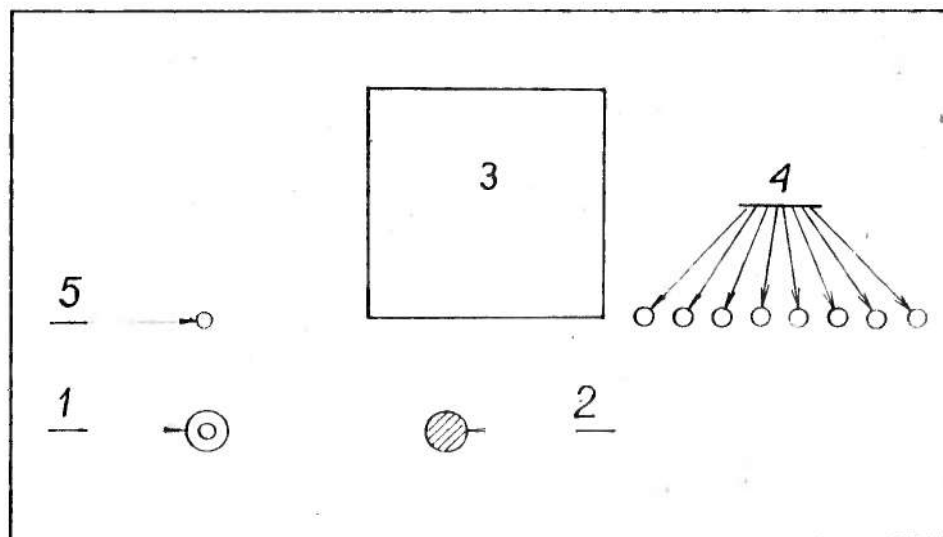
W celu uniknięcia zjawiska przekaźnikowego w chwili załączania impedancji, należy tak dobrać bezwładność działania obiektu /stałą czasową odpowiedzi/, by była mniejsza od bezwładności układu pomiarowego.

6.3. Obsługa regulatora.

Na płycie czołowej regulatora znajdują się /rys. 6.7/:

- 1. wyłącznik główny sieci,

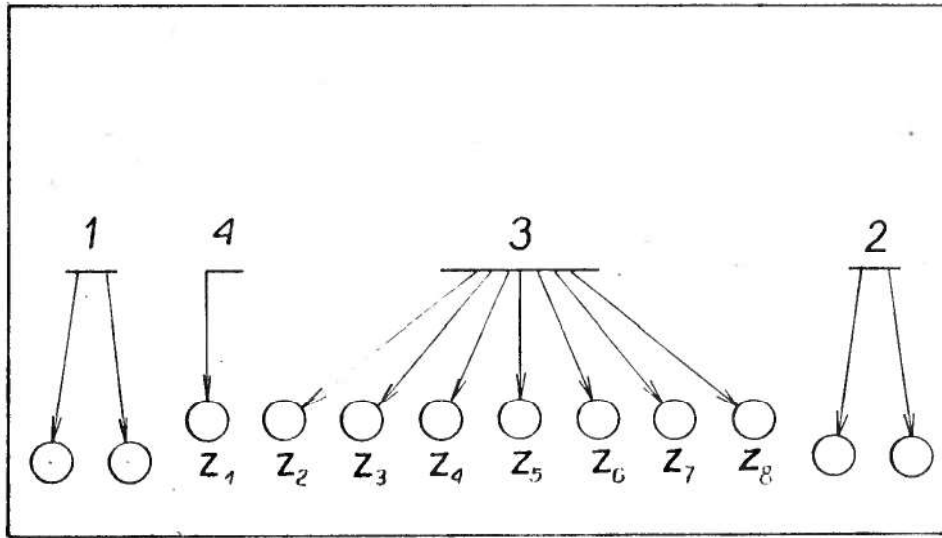
2. potencjometr regulacyjny napięcia zadanego,
3. miernik napięcia wyjściowego u.p.c.
4. lampki sygnalizacyjne załączenia impedancji, przez liczby binarne,
5. lampka sygnalizacyjna załączenia napięcia sieci.



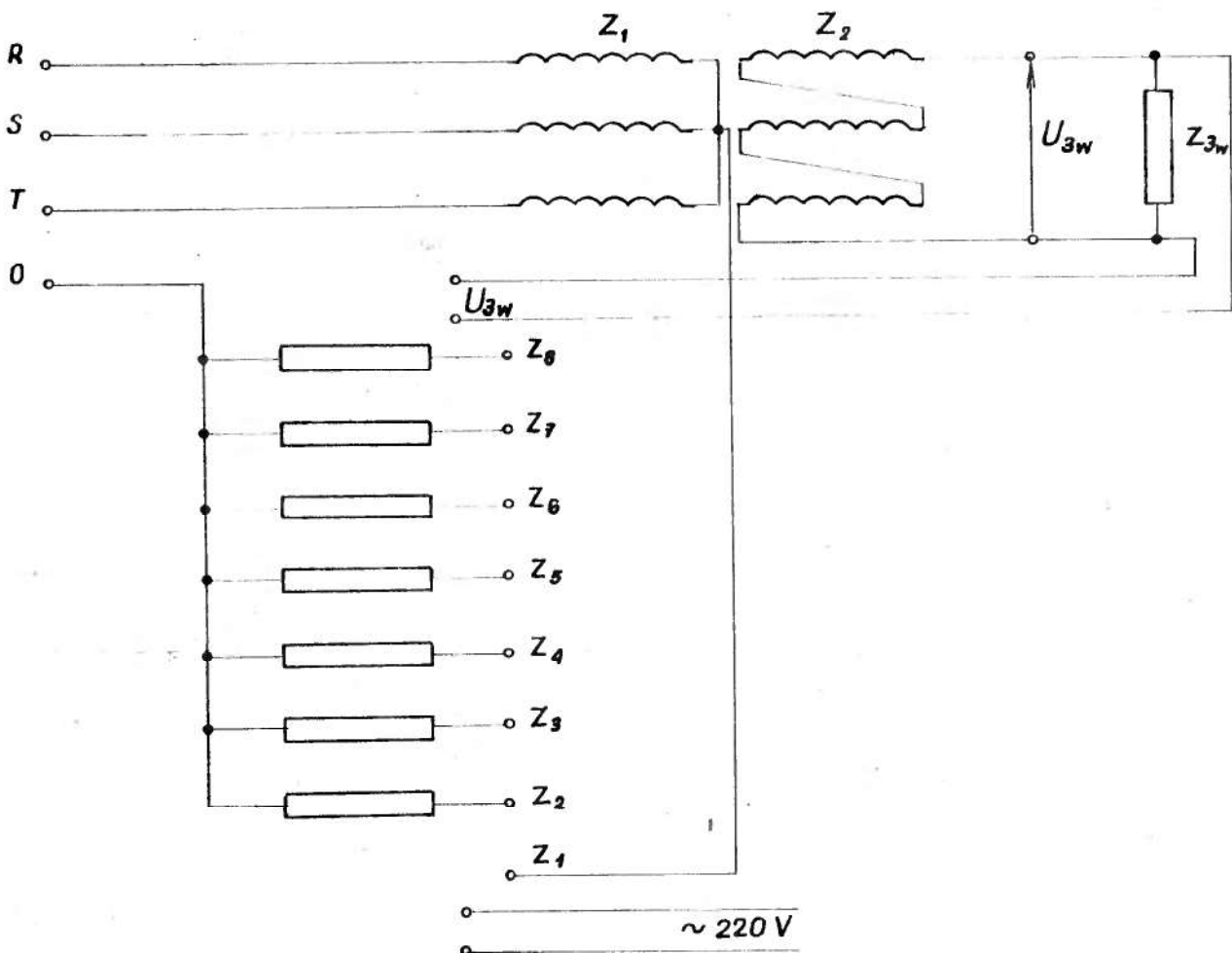
Rys. 6.7. Płyta czołowa regulatora napięcia wyjściowego u.p.c.

Na płycie tylnej regulatora znajdują się zaciski do podłączenia:

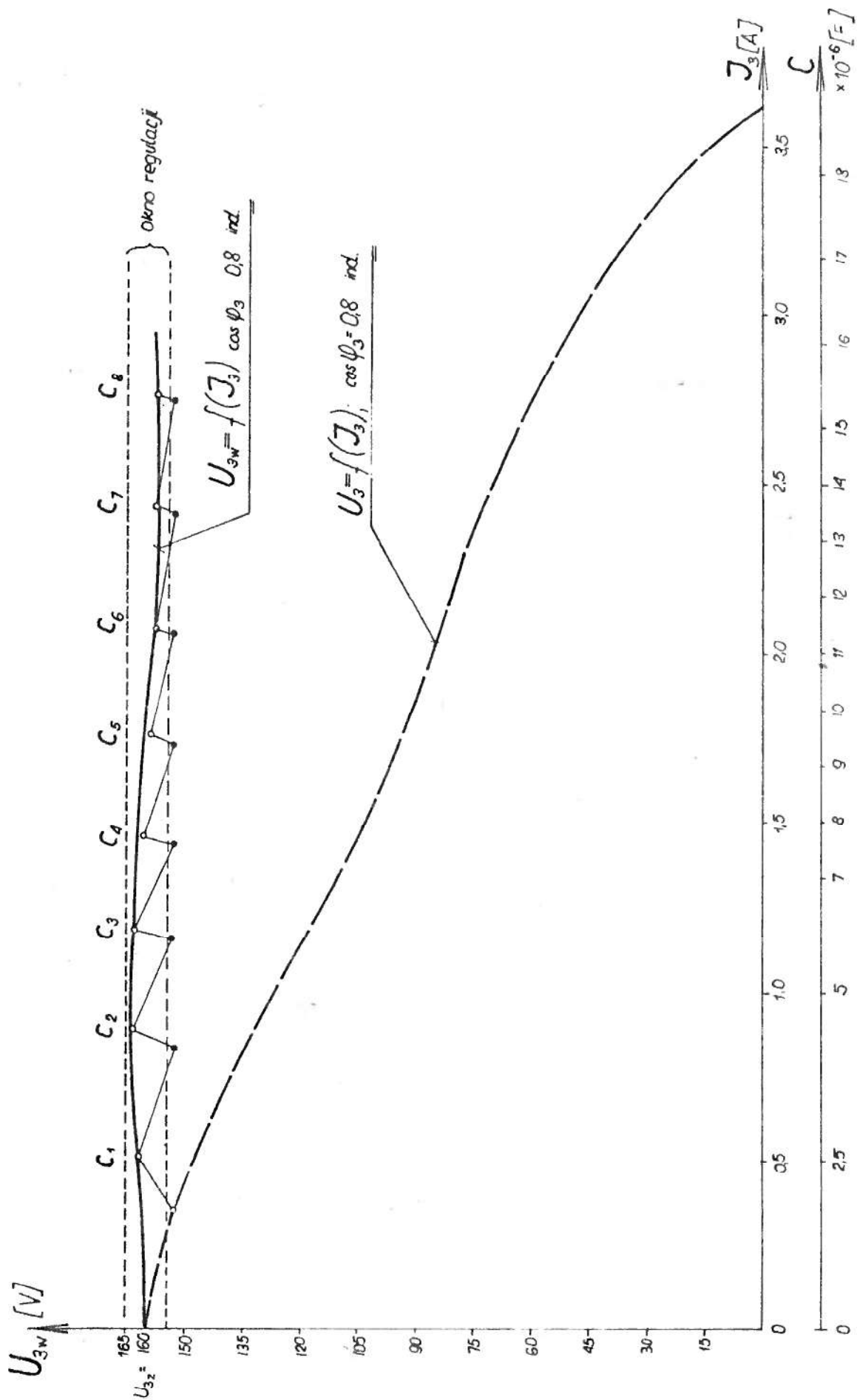
1. napięcia sieci zasilającej 220 V,
2. napięcia wyjściowego u.p.c.,
3. impedancji kompensacyjnych wg rys. 6.9. ,
4. zacisk główny /wspólny/.



Rys. 6.8. Płyta tylna regulatora napięcia wyjściowego m.p.c.



Rys. 6.9. Schemat elektryczny połączeń regulatora z m.p.c.



Rys. 6.10. Charakterystyki zewnętrzne m.p.c. uzyskane w wyniku prób automatycznego regulatora napięcia wyjściowego.

6.4. Wyniki prób i wnioski.

Przykład wyników uzyskanych z prób układu automatycznego regulatora przedstawiono w postaci charakterystyk na rys. 6.10.

Występujące odchylenia w przebiegu charakterystyki zewnętrznej wypadkowej $U_{3W} = f / J_3 /$ w stosunku do charakterystyki zadanej $U_{3Z} = f / J_3 /$ wynikają z przyjętej dokładności regulacji, określonej "oknem regulacji".

Przedstawiony model automatycznego regulatora może być z powodzeniem wykorzystany do regulacji napięcia wyjściowego w potrajaczach o dowolnych parametrach elektrycznych.

7. UWAGI I WNIOSKI KOŃCOWE

Przedstawiona w pracy analiza teoretyczna, obliczenia na maszynie cyfrowej oraz badania doświadczalne układu magnetycznego potrajacza częstotliwością z włączoną impedancją w przewód zerowy pozwalają postawić następujące wnioski :

1. Metoda regulacji bądź stabilizacji napięcia wyjściowego przez zmianę wartości i charakteru impedancji w przewodzie zerowym, może być realizowana w praktyce.
2. Zaproponowany w pracy model matematyczny układu m.p.c. z impedancją w przewodzie zerowym, z dostateczną dla praktyki inżynierskiej dokładnością, opisuje zjawiska zachodzące w układzie ;
zbieżność wyników obliczeń i badań doświadczalnych potwierdza dopuszczalność przyjętych założeń upraszczających.
3. Opracowane w oparciu o model matematyczny programy na E.M.C. pozwalają wyznaczyć : charakterystykę magnesowania rdzeni transformatorów potrajacza $B = f / H /$, charakterystykę zewnętrzną $U_3 = f / I_3 /$ dla dowolnych charakterów współczynnika mocy $\cos. \varphi_3$, charakterystykę regulacji $\Delta U_3 = f / I_0 /$ i charakterystykę zewnętrzną wypadkową $U_{3w} = f / I_3 /$ oraz obliczyć napięcie kompensujące ΔU_3 i impedancję kompensującą Z_0 .
4. Wykazano, że analizowana w pracy metoda regulacji napięcia wyjściowego przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym potrajacza może być wykorzystana do układu automatycznej regulacji ;

Zaprojektowano, zbudowano i zbadano układ automatycznego regulatora napięcia wyjściowego.

5. Wnikliwa analiza zjawisk magnetycznych w rdzeniach przy różnych charakterach obciążenia potrajacza i impedancji włączonej w przewód zerowy stanowi rozwinięcie dotychczas znanej teorii i może być wykorzystana przy analizie innych mnożników magnetycznych oraz innych układów regulacji napięcia wyjściowego potrajacza.
6. Rozszerzono podstawy teoretyczne metody regulacji poprzez podmagnesowanie prądem stałym i opracowano nowy układ kaskadowej regulacji napięcia wyjściowego potrajacza.
7. Wyniki analizy matematycznej i badań laboratoryjnych wykazują dużą zbieżność, można tym samym stwierdzić, że osiągnięty został cel pracy postawiony w rozdziale 1.3. oraz udowodniona przedstawiona tam teza.

B I B L I O G R A F I A

1. Bamdas A.M., Blinov J.V., Zacharov N.V., Sapiro S.V. -
"Ferromagnitnyje uanožiteli castoty" Energija,
Moskva 1968.
2. Bendzak G., Biringer P.P. -
"The influence of magnetisation characteristics
upon tripler performance, "IEEE Trans. on
Magnetics, vol. Mag. - 10, N^o 5, 1974.
3. Bendzak G. - "Analysis of the magnetics frequency tripler",
Diss, University of Toronto, 1974.
4. Biringer P.P.
- "Static frequency changers", IEEE Trans.
on Magnetics, vol. Mag - 5, N^o 3, 1969.
5. Biringer P.P., Lavers J.D. -
- "Recent advances in the design of large
frequency changers", IEEE Trans on Magnetics,
vol. Mag - 12, N^o 6, 1976.
6. Biringer P.P., Lavers J.D. -
- A useful nonlinear design model for the
magnetic frequency tripler", IEEE Trans.
on Magnetics, vol. Mag - 11, N^o 5, 1975.
7. Bruderlink M. -
- "Experimentelle und theoretische Untersuchung
der statischen Frequenztransformation von 50
auf 150 Hz". Diss TH Aachen, 1959.
8. Demidowicz P., Karon J.A. -
- "Metody numeryczne" cz. I. PWN, Warszawa 1965.
9. Goleman R. - "Charakterystyki obwodu wyjściowego w stanie
obciążenia magnetycznego potrajacza częstotli-
wości". Prace Instytutu PiUEEł. Politechniki
Lubelskiej, B 2, 1978.

10. Hasumi T., Tadokoro M., Kasahara H. -
- "Analysis of the frequency tripler", IEEE Trans. on Magnetics, vol. Mag - 2. 1966.
11. Hasumi T., Hirokawa T., Tadokoro M. -
- "Frequency tripler with very little input current distortion", "IEEE Trans on Magnetics, vol Mag 5, N^o 4, 1969.
12. Janowski T., Wawszczak J. -
- "Doświadczalne badanie metod wyznaczania napięcia w magnetycznych potrajaczach częstotliwości". ZNT WSInż. Lublin 1971.
13. Janowski T., Nafalski A. -
"Współpraca magnetycznego potrajacza częstotliwości z siecią zasilającą", ZNT, WSInż. Lublin, 1971 r.
14. Janowski T., Wawszczak J. -
"Napięcie wyjściowe magnetycznego potrajacza częstotliwości", Przegląd Elektrotechniczny Nr 1, 1972.
15. Janowski T., Nafalski A. -
"Układ regulacji napięcia wyjściowego w magnetycznym potrajaczu częstotliwości", zgłoszenie patentowe P-190320 z dnia 10.06.1976.
16. Janowski T., Nafalecki A. -
"Aproksymacja krzywej magnesowania rdzeni magnetycznych powielaczy częstotliwości dla celów obliczeń na maszynach cyfrowych." Biuletyn LTN, 1979.
17. Janowski T., Dresler Z. -
"Regulacja napięcia magnetycznego potrajacza częstotliwości. LTN, Lublin /w druku/.
18. Jezierski E. -
"Transformatory podstawy teoretyczne. WNT, Warszawa, 1965.

19. Kazuo Desho - "Characteristics of a ferreresonance circuit and a parametric circuit and its application", Faculty of Electrical Engineering, Kawazawa University, Japan.
20. Kurdziel R. - "Obwody magnetyczne", PWN, 1962.
21. Liwiński W. - "Magnetyczny statyczny potrajacz częstotliwości", Przegląd Elektrotechniczny, Nr 2, 1967.
22. Liwiński W. - "Nagrzownice indukcyjne skrośno", WIT, Warszawa, 1968.
23. Murakami K., Ohno K. -
"A new frequency multiplier made of a magnetic core with multiple holes", IEEE Trans. on Magnetics, vol. Mag - 12, N^o 6, 1976.
24. Nafalski A. - "Charakterystyki zewnętrzne magnetycznego potrajacza częstotliwości", Mat. Konferencyjne Sesji XX-lecia WSiInż. w Lublinie, 1974.
25. Nafalski A. - "Modelowanie matematyczne układu magnetycznego powielacza częstotliwości", VI Krajowe Sympozjum PTETiS, - Metody matematyczne w elektrotechnice, Zakopane, 1977.
26. Nafalski A. - "Obliczanie napięć i prądów magnetycznego potrajacza w stanie jałowym". Prace Instytutu PiUEEł. Politechniki Lubelskiej, B 2, 1978 /komunikat/.
27. Nafalski A. - "Schematy zastępcze magnetycznych powielaczy częstotliwości", Prace Instytutu PiUEEł. Politechniki Lubelskiej, B 2, 1978.
28. Nowacki P.J. - "Obliczanie nieliniowych obwodów elektrycznych i magnetycznych", PWN, 1959.

29. Pasternak J. - "Praca elektrotermicznego urządzenia indukcyjnego zasilanego z potrajacza częstotliwości", rozprawa doktorska, AGH Kraków, 1971.
30. Ralston A. - "Wstęp do analizy numerycznej", PWN, Warszawa, 1975.
31. Rydzewski Z. - "Generacja napięć potrojonej częstotliwości w pewnych układach trójfazowych", Rozprawy Elektrotechniczne.
32. Schüring K. - "Der Einsatz statisch gewandelter Frequenzen beim induktiven Schmelzen", Elektrowärme International 32. B1, B2, 1974.
33. Wawszczak J. - "Analiza obciążalności magnetycznych potrajaczy częstotliwości", rozprawa doktorska, Politechnika Łódzka, 1977.
34. - "Nagrzewanie indukcyjne i pojemnościowe", "Poradnik, WNT, Warszawa 1970.
35. - "Poradnik Inżyniera Elektryka", WNT, Warszawa 1974.

```

LIST
PROGRAM(DRE1)
INPUT 1=CRO
OUTPUT2=LPO
CREATE 4=MT0/UNFORMATTED(DRESLER(1,100))
TPACE 2
END
MASTER DRESLER
REAL L,K
REAL I3,I0M,10,I3PRIM,I1M,I3WM,I5M,I3W0
REAL TUF(3,20),TXUF(3),
1 TFI(3), TXFI(3),
2 TU3W(100),TBETA(100),TI3(100),
3 TCOSFI(3)
DATA TXFI(1),TXFI(2),TXFI(3),1HR,2HRL,2HRC/
C TUF -TABLICA WARTOSCI UF
C TXUF -TABLICA TEKSTOW DRUKOWANYCH RAZEM Z WARTOSCIA UF
C TFI -TABLICA KATOW FI
C TXFI -TABLICA TEKSTOW DRUKOWANYCH PRZY KOLEJNYCH OBCIAZENIACH P,RL,RC
C TU3W,TBETA,TI3-NA PODSTAWIE TYCH TABLIC WYDRUKUJEMY
C POZNIEJ TABELKE 1
PI =3.141593
ZRS =57.29578
C ZRS=WSPOLCZYNNIK ZMIANY RADIANOW NA STOPNIE
PRW2 =SQRT(2.0)
C PRW2 -PIERWIASTEK Z DWOCH
PRW6 =SQRT(6.0)
READ(1,50)L,C1,C2,S,Z1,Z2,F1,F3,K,
1NUF,NU3W,PROCUF,COSFIRL,COSFIRC,(TUF(1,I),I=1,NUF)
2U30
50 FORMAT(9F0.0,2I0,1000F0.0)
WRITE(2,100)L,C1,C2,S,Z1,Z2,F1,F3,K,
1NUF,NU3W,PROCUF,COSFIRL,COSFIRC,(TUF(1,I),I=1,NUF)
DO 1 I=1,NUF
TUF(2,I)=TUF(1,I)*(1+PROCUF/100)
1 TUF(3,I)=TUF(1,I)*(1-PROCUF/100)
TXUF(1)=0.0
TXUF(2)=PROCUF
TXUF(3)=-PROCUF
TFI(1)=0.0
TFI(2)= ACOS(COSFIPL)
TFI(3)=-ACOS(COSFIRC)
TCOSFI(1)=1.0
TCOSFI(2)=COSFIRL
TCOSFI(3)=COSFIRC
C ZOSTALY WYPELNIONE WARTOSCMI TABLICE TUF,TXUF,TFI,TXFI
WRITE(4)L,C1,C2,Z1,Z2,F1,F3,S,K,NUF,NU3W
C PETA UWZGLEDNIAJACA WAHANIA NAPIECIA UF
DO 2 IUF=1,3
C PETA ZMIENIAJACA NAPIECIE UF
DO 2 JUF=1,NUF
UF =TUF(IUF,JUF)
F1 =UF/(PRW6*PI*F1*Z1*S)
A=F1*C2
B30 =(1/C2)*ATANH((SINH(A)-2*SINH(A/2))/(COSH(A)+2*COSH(A/2)))
1 B30 =B30/K
U30 =3*PRW2*PI*F3*Z2*S*B30
U3WOPT=0.9*U30
U0M =(Z1*0.9*U30)/(3*Z2)

```

```

P3OPT = U3WOPT / (3 * PRW2 * PI * F3 * Z2 * S)
      A = (1 / Z1) * Z * C1
I1M   = A * FB1 (C2 * (B1 - B3OPT))
I3WM  = A * FB3 (C2 * (B1 - B3OPT))
I5M   = A * FB5 (C2 * (B1 - B3OPT))
I3W0  = 3 * (1 / PRW2) * I3WM
WRITE(4) U3, B1, B30, U30

```

```

C *****
C ZAKONCZONO OBLICZANIE WIELKOSCI NIEZALEZNYCH OD U3W
C *****
C UTWORZYMY TABLICE TU3W

```

```

      DO 3 I=1, NU3W
3     TU3W(I) = U30 / NU3W * (I - 1)
C     PETLA ZMIENIAJACA RODZAJ ODCIAZENIA
      DO 2 IFI=1, 3
      WRITE(2, 200) U3, B1, B30, U30, U3WOPT, UOM,
1     B3OPT, I1M, I3WM, I5M, I3W0
      WRITE(2, 300) TUF(1, JUF), TXUF(IFI), TXFI(IFI), TCOSFI(IFI)

```

```

C     PETLA REALIZUJACA ZMIANY NAPIECIA U3W
      DO 4 IU3W=1, NU3W
C
      U3W   = TU3W(IU3W)
      BETA  = ACOS((U3W/U30) * COS(TFI(IFI))) - TFI(IFI)
      TBETA(IU3W) = BETA * ZRS
      B3W   = U3W / (3 * PRW2 * PI * F3 * Z2 * S)
      B3ISB = B30 - B3W * COS(BETA)

```

```

C
      A = B30 - B3ISB
      I3 = (L * C1 * (SINH(C2 * (B1 - A)) - 2 * SINH(C2 * (0.5 * B1 + A)))) /
1     (3 * PRW2 * Z2 * SIN(TFI(IFI) + BETA))
      TI3(IU3W) = I3

```

```

C *****
C ZAKONCZONO OBLICZANIE ELEMENTOW TABELKI 1

```

```

C *****
      I3PRIM = PRW2 * I3
      A = ABS((I3PRIM * Z2) / Z1)

```

```

C
      ALFA = 0.0
      IF(A * A .GE. I3WM * I3WM)
*ALFA = ACOS(SQRT(1 - (I3WM * I3WM) / (A * A))) - BETA
      IOM  = A * COS(ALFA + BETA)
      IF(ALFA .GT. 0.0)
$ IOM  = A * COS(ALFA - BETA)

```

```

C
      IO   = (3 * IOM) / PRW2
      GAMMA = ATAN((- IOM * SIN(ALFA) + A * SIN(BETA)) /
1     (IOM * COS(ALFA) + A * COS(BETA)))
      IF(ALFA .GT. 0.0)
$ GAMMA = ATAN(( IOM * SIN(ALFA) + A * SIN(BETA)) /
1     (IOM * COS(ALFA) + A * COS(BETA)))
      A = SQRT((I1M * I1M + I3WM * I3WM + I5M * I5M) / PRW2)
      B3HI = (1 / C2) * ASINH((Z1 * A) / (L * C1)) - (P1 - B3W)
      DELTAU3 = 3 * PRW2 * Z2 * S * PI * F3 * B3HI * COS(GAMMA)
      DC     = -(SIN(ALFA) * IOM * 3) / ABS(UOM)
      G      = (COS(ALFA) * IOM * 3) / ABS(UOM)
      ZN     = ABS(UOM) / (3 * IOM)
      C      = (DC * 1.E6) / (2 * PI * F3)

```

```

C *****
C ZAKONCZONO OBLICZANIE ELEMENTOW TABELKI 2
C *****

```

```

ALFA = ALFA *ZRS
BETA = BETA *ZRS
GAMMA=GAMMA *ZRS
WRITE(4)U3W,I3,I0,ALFA,BETA,ZM
4 WRITE(2,500)U3W,ALFA,BETA,GAMMA,I3,I0,DELTAU3,BC,U,ZM,C
10 FORMAT(100F10.3)
WRITE(2,800)UF,P1,B30,U30
WRITE(2,400)TUF(1,JUF),TXUF(IUF),TXFI(IFI),TCOSFI(IFI)
WRITE(2,600)(TU3(I),TBETA(I),TI3(I),I=1,NU30)
10 FORMAT(20X,3F10.3)
2 CONTINUE
ENDFILE 4
STOP

```

```

100 FORMAT(1H1, 11H          L =,F7.4      ,6H [M] /11H          //
1      12H          C =,F7.4      ,6H [A/M] /11H          1 //
2      12H          C =,F7.4      ,6H [1/T] /11H          2 //
3      12H          S =,F7.4      ,6H [H*M] /11H          //
4      12H          Z =,F7.2      ,6H          /11H          1 //
5      12H          Z =,F7.2      ,6H          /11H          2 //
6      12H          F =,F7.2      ,6H [HZ] /11H          1 //
7      12H          F =,F7.2      ,6H [HZ] /11H          3 //
D      12H          K =,F7.4      ,6H          /11H          //
8      12H          ILOSC U =,15      ,6H          /11H          F //
9      12H          ILOSC U =,15      ,6H          /11H          3W//
A      12H          ZMIANA U =,F7.4      ,6H          /11H          F //
B      12H          COS FI =,F7.4      ,6H          /11H          RL//
C      12H          COS FI =,F7.4      ,6H          /11H          RC//
D      12H          UF =,100F8.2)

```

```

200 FORMAT(1H1, 11H          U =,F8.3,5H [V]          /11H          F //
1      12H          B =,F8.3,8H [T]          /11H          1 //
2      12H          B =,F8.3,8H [T]          /11H          30 //
3      12H          U =,F8.3,8H [V]          /11H          30 //
4      12H          U =,F8.3,8H [V]          /11H          30OPT//
5      12H          U =,F8.3,8H [V]          /11H          0M //
6      12H          C =,F8.3,8H [T]          /11H          30PT//
7      12H          I =,F8.3,8H [A]          /11H          1M //
8      12H          I =,F8.3,8H [A]          /11H          3WM//
9      12H          I =,F8.3,8H [A]          /11H          5M //
A      12H          I =,F8.3,8H [A]          /11H          3W0//

```

```

300 FORMAT(27H U ZMIENIONE W STOSUNKU DO,F8.3,6H [V] 0,F7.2,2H %,
1      10X,16HOBCEIAZENIE TYPU ,A4,4X,8HCOS FI =,F7.4/3H F,87X,
2      1H3/
2112(1H-)/
3112H I U I ALFA I BETA I GAMMA I I I I I
4DELTA U I B I G I Z I C I /
5112H I 3W I I I I I 3 I 0 I
6      3 I C I I M I I /
7112(1H-)/
8112H I V I STOPNIE I STOPNIE I STOPNIE I A I A I
9      V I 1/OHM I 1/OHM I OHM I 10-6 F I /
A112(1H-)/

```

```

400 FORMAT(27H U ZMIENIONE W STOSUNKU DO,F8.3,6H [V] 0,F7.2,2H %,
1      10X,16HOBCEIAZENIE TYPU ,A4,4X,8HCOS FI =,F7.4/3H F,87X,
2      1H3/
220X,31(1H-)/
120X,31HI U I BETA I I I /
220X,31HI 3W I I I 3 I /
320X,31(1H-)/
420X,31HI V I STOPNIE I A I /
520X,31(1H-)/

```



```
300 FORMAT(1H1, 11H      U   =,F8.3,8H [V]           /11H      F //
1      12H      B   =,F8.3,8H [T]           /11H      1 //
2      12H      B   =,F8.3,8H [T]           /11H      30 //
3      12H      U   =,F8.3,8H [V]           /11H      30 //)
      END
      FUNCTION FB1(X)
      PRZEZ FB1(X) OZNACZAMY  $-J+J1(J+X)$ 
      U=X/2
      FB1=U
      DO 5 K=1,20
      U=(U+X*X)/(4*K*(K+1))
5      FB1=FB1+U
      RETURN
      END
      FUNCTION FB3(X)
      PRZEZ FB3(X) OZNACZAMY  $-J+J3(J+X)$ 
      U=-(X*X*X)/48
      FB3=U
      DO 5 K=1,20
      U=(U+X*X)/(4*K*(K+3))
5      FB3=FB3+U
      RETURN
      END
      FUNCTION FB5(X)
      PRZEZ FB5(X) OZNACZAMY  $-J+J5(J+X)$ 
      U=(X*X*X*X*X)/3840
      FB5=U
      DO 5 K=1,20
      U=(U+X*X)/(4*K*(K+5))
5      FB5=FB5+U
      RETURN
      END
      FINISH
```

```

LIST
PROGRAM (DRE2)
INPUT 1=MT0/UNFORMATTED (DRESLER)
OUTPUT 2=LRO
END
MASTER
REAL L, J3, J0, J3W0, J3WM, J0M, J0ZM
DIMENSION ORC(3), U3(51), J3(51), J0(51), ALFA(51), BETA(51), ZM(51)
DATA OBC/1HR, 2HRL, 2HRC/
READ(1) L, C1, C2, Z1, Z2, F1, F3, S, WK, NUF, NU3
WRITE(2, 1) L, C1, C2, Z1, Z2, F1, F3, S, WK
FORMAT(1H1///22X, 78HWYZNACZENIE ZALEZNOSCI U = F(J) DLA TEJ SAMEJ
1 IMPEDANCJI W PRZEWODZIE ZEROWYM/41X, 2(5X, 1H*)/22X, 78(1H*)///50X,
2 SHDANE;/50X, 5H****// 50X, 3HL =, F8.4, 4H [M]// 50X, 3HC =, F8.4,
3 6H [A/M]// 51X, 1H1// 50X, 3HC =, F8.4, 6H [1/T]// 51X, 1H2 // 50X,
4 3HZ =, F6.1/ 51X, 1H1// 50X, 3HZ =, F6.1/ 51X, 1H2//50X, 3HF =, F6.1
5 ,5H [H2]/ 51X, 1H1// 50X, 3HF =, F6.1, 5H [H2]/ 51X, 1H3/65X, 1H2/
6 50X, 3HS =, F9.6, 5H [M ]//50X, 3HK =, F5.2// 50X, 17(1H*))
DO 9 IUF=1, 3*NUF
READ(1) UF, B1, B30, U30
B1C2P=.5*B1*C2
DO 9 IOBC=1, 3
DO 2 IU3=1, NU3
READ(1) U3(IU3), J3(IU3), J0(IU3), ALFA(IU3), BETA(IU3), ZM(IU3)
DO 9 IZM=4, NU3-3, 3
ALFAZM=ALFA(IZM)
J0ZM=J0(IZM)
WRITE(2, 3) UF, ZM(IZM), U30, ALFAZM, J0ZM, ORC(IOBC)
FORMAT(1H1///21X, 4HU =, F8.2, 4H [V], 46X, 4HZ =, F8.3, 6H [OHM] /22X,
1 1HF, 61X, 1HM //21X, 5HU =, F8.2, 4H [V], 44X, 6HALFA =, F8.3, 5H [ST] /
2 22X, 2H30/85X, 4HU =, F8.3, 4H [A]/21X, 12HOBCEIAZENIE: , A2, 51X, 1H0//
3 21X, 80(1H*)/// 35X, 53HU [V] J [A] BETA [ST] J [A]
4 U [V]/25X, 2(11X, 1H3), 12X, 2(9X, 3H3W0)/)
J0M=1.4142135*J0ZM
DO 9 IU3=1, NU3
A=1.4142135*J3(IU3)*Z2/Z1
J3WM=SQR(J0M*(J0M-2.*A*COS(.017453292+(PI*A(IU3)-ABS(ALFAZM))))+
* A*A)
A=.5*J3WM*Z1/C1
X=D=P1C2P
X2K=.25*X*X
BESSELJ3,W=X2K*X/12.
DO 5 K=1, 10
W=W*X2K/(K*(K+3))
BESSELJ3=BESSELJ3+W
D=.5*D
IF(BESSELJ3-A)0, 8, 6
X=X+D
GO TO 7
X=X-D
IF(D.GT..5E-4)GO TO 4
B3W0=B1-X/C2
U3W0=13.328648*F3*Z2*S*B3W0
J3W0=2.1213203*J3WM
WRITE(2, 10) U3(IU3), J3(IU3), BETA(IU3), J3W0, U3W0
FORMAT(33X, F8.2, 4X, F8.3, 3X, F8.3, 4X, F8.3, 4X, F8.2)
STOP
END
FINISH

```

```

LIST
PROGRAM(DRE3)
INPUT1=CRO
OUTPUT2=LPO
TRACE2
END
MASTER KOMPENSACJA
REAL L,TUFN(10),TALFA(10),J0,J0M,J1M,J3M,J5M
REAL TWK(2)
INTEGER P,W
READ(1,10) L,C1,C2,Z1,Z2,S,F1,F3,W,P,K,(TUFN(I),I=1,P),
*(TALFA(J),J=1,K),(TWK(M),M=1,2)
WRITE(2,11) L,C1,C2,Z1,Z2,S,F1,F3,W,P,K,(TUFN(I),I=1,P)
WRITE(2,13) (TALFA(J),J=1,K),(TWK(M),M=1,2)
DO4 M=1,2
DO4 I=1,P
WK=TWK(M)
UFN=TUFN(I)
D1N=UFN/4.4428826/F1/Z1/S/1.732051
B30N=ATANH((SINH(B1N*C2)-2*SINH(B1N*C2/2))/(COSH(B1N*C2)
*+2*COSH(B1N*C2/2)))/C2
B30N=B30N/WK
U30N=13.328647*F3*Z2*S*B30N
U0N=U30N*Z1/3/Z2
J1M=(2*C1/Z1)*FB1(C2*(B1N-B30N))
J3M=(2*C1/Z1)*FB3(C2*(B1N-B30N))
J5M=(2*C1/Z1)*FB5(C2*(B1N-B30N))
J0M=3*J3M
J0=0.70710681*J0M
ZM=ABS(U0N/J0M)
WRITE(2,12)UFN,U30N,J0,ZM,W
DO4 JW=1,2
UF=UFN*(1+0.02*(JW-1.5)*W)
D1=UF/4.4428826/F1/Z1/S/1.732051
B30=ATANH((SINH(B1*C2)-2*SINH(B1*C2/2))/(COSH(B1*C2)
*+2*COSH(B1*C2/2)))/C2
B30=B30/WK
U30=13.328647*F3*Z2*S*B30
DO4 J=1,K
ALFA=TALFA(J)
IF(U30N.LT.U30) GOTO 50
ALFA=_TALFA(J)
50 ALFAR=ALFA+0.0174532
BC=-SIN(ALFAR)*ABS(J0M)/ABS(U0N)
G=COS(ALFAR)*ABS(J0M)/ABS(U0N)
B3H=ASINH((Z1/C1/L)*SQRT(0.70710681*(J1M**2+J3M**2+J5M**2)))/C2
*-(B1-B30)
DELTAU3=-13.328647*Z2*S*F3*B3H*COS(ALFAR)
WRITE(2,2)ALFA,B3H,DELTAU3,BC,G
IF(J.EQ.1)WRITE(2,3)UF,U30
4 CONTINUE
WRITE(2,14)
STOP
2 FORMAT(41X,F5:1,F11:4,F13:2,F16:4,F11:4)
3 FORMAT(1H+,12X,F7:2,9X,F7:2)
10 FORMAT(8F0:0,3I0,20F0:0)
11 FORMAT(1H1,24X,45HKOMPENSACJA WAHAN NAPIECIA ZASILAJACEGO SIECI/25
*X,
*45(1H*)///25X,5HDANE:/25X,5(1H*)//29X,4HL = ,F7:4,1X,3H[M]//29X,
*5HC = ,F7:4,1X,
*5H[A/M]/30X,1H1//29X,5HC = ,F7:4,1X,5H[1/T]/30X,1H2//29X,5HZ = ,
*F6:1/30X,
*1H1//29X,5HZ = ,F6:1/30X,1H2/43X,1H2/29X,5HS = ,F7:5,1X,3H[M]//

```

```

*29X,
*5HF = ,F7.2,1X,4H[HZ]/30X,1H1//29X,5HF = ,F7.2,1X,4H[HZ]/30X,1H2
*//29X,
*5HW = ,I2//29X,5Hp = ,I2//29X,5Hk = ,I2//29X,8HU = ( ,
*(F6.1,2H, ),5H) [V]/30X,2HFN//)
12 FORMAT(//1H1,4HU = ,F8.2,4H [V],3X,5HU = ,F8.2,4P [V],2X,
*4HJ = ,F8.3, 4H [A],3X,
*4HZ = ,F8.3,6H [OHM]/3H F,18X,2H30,17X,1H0,18X,1HM/3X,1HN,19X,1H2
*//)
*7X,8HU = U +,I2,80H % U [V] U [V] ALFA[ST1 B [T]
* DELTA U [V] B [OHM] G[OHM]/8X,1HF,3X,5HF -.6X,1HF,9X,2H30,
*20X,2H3H,15X,1H3,9X,1HC/13X,1HN,8X,1HN//)
13 FORMAT(28X,9ALFA = ( ,2(F5.1,2H, ),6H) [ST]//29X,8HWY = ( ,
*(F5.2,2H, ),1H))
14 FORMAT(//100(1H*))
END
FUNCTION FB1(X)
C PRZEZ FB1(X) OZNACZAMY _J*J1(J*X)
U=X/2
FB1=U
DO 5 K=1,20
U=(U*X*X)/(4*K*(K+1))
5 FB1=FB1+U
RETURN
END
FUNCTION FB3(X)
C PRZEZ FB3(X) OZNACZAMY _J*J3(J*X)
U=- (X*X*X)/48
FB3=U
DO 5 K=1,20
U=(U*X*X)/(4*K*(K+3))
5 FB3=FB3+U
RETURN
END
FUNCTION FB5(X)
C PRZEZ FB5(X) OZNACZAMY _J*J5(J*X)
U=(X*X*X*X*X)/3840
FB5=U
DO 5 K=1,20
U=(U*X*X)/(4*K*(K+5))
5 FB5=FB5+U
RETURN
END
FINISH

```

MODEL I

L = 0,7860 / M /
 C₁ = 0,6340 / A/M /
 C₂ = 6.4600 / A/T /
 Z₁ = 180.0
 Z₂ = 120.0
 F₁ = 50.0 / Hz /
 F₂ = 150,0 / Hz /
 S = 0.002600 / M² /
 U_F = 180 V
 U₃₀ = 105 V
 Cos FI₂ = 0.8000

U_F Zmianione w stosunku do 180.000 / V / o 0.00 % Obciążenie typu RL Cos FI₂ = 0.8000

U _{3w}	Alfa	Beta	Gamma	I ₃	I ₀	Delta U ₃	B ₃	G	Z _M	C
V	Stopnie	Stopnie	Stopnie	A	A	V	1/OHM	1/OHM	OHM	10-G F
0.000	-21.547	53.130	38.634	0.287	0.489	-85.745	0.006	0.006	58.506	6.600
4.500	-18.035	50.838	35.896	0.278	0.467	-85.275	0.005	0.016	61.339	5.355
9.000	-14.372	48.542	33.120	0.268	0.445	-84.596	0.004	0.015	64.597	4.077
13.500	-10.544	46.238	30.505	0.258	0.419	-83.115	0.005	0.014	68.365	2.840
18.000	-6.523	43.923	27.444	0.248	0.394	-81.440	0.002	0.014	72.757	1.657
22.500	-2.279	41.593	24.546	0.237	0.367	-79.381	0.001	0.013	77.929	0.541
27.000	2.228	39.244	22.834	0.227	0.363	-76.253	-0.000	0.013	78.927	-0.523
31.500	7.046	36.870	23.040	0.217	0.376	-76.024	-0.002	0.013	76.081	-1.711
36.000	12.246	34.467	23.791	0.207	0.383	-67.499	-0.003	0.013	74.829	-3.008
40.500	17.922	32.030	25.085	0.197	0.381	-62.734	-0.004	0.013	75.113	-4.347
45.000	24.223	29.552	26.893	0.187	0.371	-57.763	-0.005	0.012	77.100	-5.646
49.500	31.393	27.026	29.206	0.177	0.352	-52.606	-0.006	0.010	81.305	-6.798
54.000	39.922	24.445	32.040	0.167	0.322	-47.273	-0.007	0.009	89.025	-7.649
58.500	51.198	21.798	35.464	0.157	0.274	-41.757	-0.007	0.006	104.455	-7.916
63.000	0.000	19.074	9.809	0.148	0.280	-46.084	0.000	0.010	102.361	0.000
67.500	0.000	16.260	8.297	0.139	0.267	-41.825	0.000	0.009	107.366	0.000
72.000	0.000	13.338	6.761	0.130	0.253	-37.505	0.000	0.009	113.095	0.000
76.500	0.000	10.286	5.185	0.122	0.239	-33.131	0.000	0.008	119.607	0.000
81.000	0.000	7.076	3.551	0.114	0.226	-28.712	0.000	0.008	126.907	0.000
85.500	0.000	3.666	1.835	0.106	0.212	-24.255	0.000	0.007	134.862	0.000

MODEL I

$U_F = 180.000 / V /$
 $B_1 = 1.000 / T /$
 $B_{30} = 0,453 / T /$
 $U_{30} = 100.000 / V /$

U_F Zmienne w stosunku do 180.000 / V / o 0,00 % Obciążenie Typu $R_L, \cos \phi_{I_3} = 0,8000$

U_{30}	Beta	I_3
V	Stopnie	A
0.000	53.130	0.287
4.500	50.838	0.278
9.000	48.542	0.267
13.500	46.238	0.258
18.000	43.925	0.248
22.500	41.595	0.237
27.000	39.244	0.227
31.500	36.870	0.217
36.000	34.467	0.207
40.500	32.030	0.197
45.000	29.552	0.187
49.500	27.026	0.177
54.000	24.445	0.167
58.500	21.790	0.157
63.000	19.074	0.148
67.500	16.260	0.139
72.000	13.338	0.130
76.500	10.286	0.122
81.000	7.076	0.114
85.500	3.666	0.106

MODEL I

$L = 0,7860 / M /$
 $C_1 = 0,6340 / A/M /$
 $C_2 = 6,4600 / A/T /$
 $Z_1 = 180,0$
 $Z_2 = 120,0$
 $F_1 = 50,0 / Hz /$
 $F_2 = 150,0 / Hz /$
 $S = 0,002600 / M^2 /$
 $U_F = 252 / V /$
 $U_{30} = 160 / V /$

U_F Zmienne w steunku do 252.000 / V / o 0,00% Obciążenie typu RL Cos $F_{12} = 0,8000$

U _{3W}	ALFA	BETA	GAMMA	I ₃	I ₀	DELTA U ₃	B _C	G	Z _M	C
V	Stopnie	Stopnie	Stopnie	A	A	V	1/OHM	1/OHM	OHM	10-6 F
0,000	-37,851	53,130	45,629	4,040	7,794	-128,968	0,091	0,117	6,736	96,660
8,249	-34,661	50,838	42,914	3,821	7,339	-129,027	0,080	0,115	7,155	84,361
16,498	-31,336	48,542	40,137	3,599	6,875	-128,380	0,068	0,112	7,635	72,269
24,746	-27,957	46,238	37,290	3,376	6,407	-127,036	0,057	0,108	8,195	60,511
32,995	-24,199	43,923	34,362	3,154	5,935	-125,002	0,046	0,105	8,840	49,200
41,244	-20,334	41,593	31,342	2,936	5,472	-122,236	0,036	0,098	9,593	38,435
49,493	-16,226	39,244	28,218	2,722	5,011	-118,895	0,027	0,092	10,475	28,302
57,742	-11,829	36,870	24,977	2,515	4,557	-114,835	0,018	0,085	11,520	18,881
65,990	-7,085	34,467	21,604	2,314	4,110	-110,113	0,010	0,078	12,772	10,246
74,239	-1,915	32,030	18,088	2,122	3,671	-104,739	0,002	0,070	14,502	2,479
82,488	3,790	29,552	17,356	1,937	3,488	-97,295	-0,004	0,065	15,040	-4,661
90,737	10,195	27,026	18,796	1,760	3,369	-88,691	-0,011	0,063	15,592	-12,052
98,986	17,561	24,445	21,015	1,591	3,258	-79,755	-0,018	0,057	16,621	-19,262
107,234	26,363	21,798	24,077	1,429	2,349	-70,474	-0,024	0,049	18,420	-25,566
115,483	37,628	19,074	28,102	1,274	2,415	-60,813	-0,028	0,036	21,739	-29,799
123,732	55,011	16,260	33,145	1,124	1,753	-50,817	-0,027	0,019	29,943	-29,031
131,981	80,000	13,338	6,761	0,979	1,905	-52,070	0,000	0,036	27,553	0,000
140,230	100,000	10,286	5,185	0,837	1,648	-44,013	0,000	0,031	31,855	0,000
148,478	120,000	7,076	3,551	0,598	1,385	-35,876	0,000	0,026	37,602	0,000

MODEL I

$U_F = 252.000 / V /$
 $B_1 = 1.309 / T /$
 $B_{30} = 0.252 / T /$
 $U_{30} = 160.00 / V /$

U_F Zmieniłone w stosunku do 252.000 / V / o 0,00 % Obciążenie typu R_L, cos FI₃ = 0,8000

D_{3W}	Beta	I ₃
V	Stopnie	A
0,000	53.130	4.040
8.29	50.838	3.821
16.498	48.542	3.599
24.746	46.238	3.376
32.995	43.923	3.154
41.244	41.593	2.936
49.493	39.244	2.722
57.742	36.870	2.515
65.990	34.467	2.314
74.239	32.030	2.122
82.488	29.552	1.937
90.737	27.026	1.760
98.986	24.445	1.591
107.234	21.798	1.429
115.483	19.074	1.274
123.732	16.260	1.124
131.981	13.338	0.979
140.230	10.286	0.837
148.478	7.076	0.698
156.727	3.666	0.559

MODEL I

$U_F = 252.00 / V /$
 $U_{30} = 160.00 / V /$
 Obciążenie: R_L
 $Z_T = 26.507 / GHz /$
 $\text{Alfa} = 52.784 / ST /$
 $J_0 = 1.921 / A /$

$U_3 / V /$	$J_3 / A /$	Data / ST /	$J_{3wo} / A /$	$U_{3wo} / V /$
0.00	4.040	53.130	2.317	140.44
8.00	3.827	30.836	1.906	158.95
16.00	3.612	49.542	1.537	179.25
24.00	3.395	45.236	1.252	198.60
32.00	3.179	45.925	1.109	209.95
40.00	2.967	41.593	1.153	206.31
48.00	2.758	39.244	1.352	191.37
56.00	2.556	36.870	1.637	173.32
64.00	2.360	34.467	1.960	156.30
72.00	2.171	32.050	2.294	144.39
80.00	1.990	29.531	2.626	128.57
88.00	1.816	27.016	2.948	117.86
96.00	1.651	24.495	3.258	108.05
104.00	1.492	21.790	3.555	99.75
112.00	1.341	19.074	3.832	92.57
120.00	1.195	16.260	4.096	86.21
128.00	1.055	13.350	4.345	80.65
136.00	0.923	10.280	4.579	75.85
144.00	0.786	7.076	4.799	71.05
152.00	0.655	3.366	5.004	67.09

MODEL I

$U_F = 239.40 / V /$

$Z_M = 25.301 / OHM /$

$U_{30} = 148.00 / V /$

Alfa = 19.702 / ST /

Obciążenie: R_L

$J_0 = 2.012 / A /$

$U_j / V /$	$J_j / A /$	Beta / ST /	$J_{3wo} / A /$	$U_{3wo} / V /$
0.00	2.556	53.130	3.326	62.45
8.00	2.420	50.838	3.138	67.97
16.00	2.282	48.542	3.000	72.25
24.00	2.143	46.238	2.918	74.89
32.00	2.005	43.923	2.893	75.70
40.00	1.868	41.593	2.924	74.71
48.00	1.733	39.244	3.003	72.18
56.00	1.602	36.870	3.121	68.48
64.00	1.475	34.467	3.271	64.02
72.00	1.352	32.030	3.443	59.14
80.00	1.234	29.552	3.650	54.09
88.00	1.120	27.026	3.926	49.07
96.00	1.010	24.445	4.028	44.17
104.00	0.905	21.798	4.231	39.47
112.00	0.801	19.074	4.435	34.97
120.00	0.701	16.260	4.639	30.68
128.00	0.603	13.338	4.841	26.60
136.00	0.505	10.286	5.042	22.70
144.00	0.408	7.076	5.243	18.96

MODEL I

$U_F = 264.60 / V /$

$Z_1 = 9.601 / OHM /$

$U_{30} = 180.00 / V /$

$\text{Alfa} = 16.877 / ST /$

Obciążenie: RL

$\beta_0 = 5.303 / A /$

$U_3 / V /$	$I_3 / A /$	Delta / ST /	$I_{3wo} / A /$	$U_{3wo} / V /$
0.00	6.377	53.130	9.408	50.14
8.00	6.045	50.838	8.955	54.89
16.00	5.708	48.542	8.617	58.56
24.00	5.369	46.238	8.403	61.00
32.00	5.033	43.925	8.316	62.00
40.00	4.702	41.593	8.350	61.61
48.00	4.738	39.244	8.492	59.99
56.00	4.064	36.870	8.725	57.59
64.00	3.761	34.467	9.030	54.09
72.00	3.469	32.050	9.388	50.35
80.00	3.191	29.552	9.782	46.38
88.00	2.926	27.026	10.200	42.35
96.00	2.675	24.445	10.629	38.10
104.00	2.436	21.798	11.062	34.55
112.00	2.210	19.074	11.493	30.86
120.00	1.996	16.260	11.970	27.37
128.00	1.792	13.358	12.332	24.07
136.00	1.599	10.296	12.736	20.96
144.00	1.241	3.666	13.504	18.32
152.00	1.142	3.005	13.907	14.25

MODEL I

$U_F = 288.000 \text{ / V /}$
 $B_1 = 1.599 \text{ / T /}$
 $B_{30} = 1.023 \text{ / T /}$
 $U_{30} = 205.000 \text{ / V /}$

U_F Zmienne w stosunku do 288.000 / V / o 0,00 % Obciążenie typu RL Cos $\Phi_{30} = 0,8000$

U_{3W}	Beta	I_3
\bar{V}	Stopnie	A
0.000	55.130	14.853
10.250	50.838	13.878
20.500	48.542	12.898
30.750	46.238	11.926
41.000	43.923	10.974
51.250	41.593	10.050
61.500	39.244	9.161
71.750	36.870	8.313
82.000	34.467	7.509
92.250	32.030	6.751
102.500	29.552	6.039
112.750	27.026	5.372
123.000	24.445	4.747
133.250	21.798	4.161
143.500	19.074	3.608
153.750	16.260	3.084
164.000	13.358	2.580
174.250	10.286	2.090
184.500	7.076	1.605
194.750	3.606	1.114

MODEL II

$L = 1.1100 / M /$
 $C_1 = 0.561 / \sqrt{M} /$
 $C_2 = 5.18 / 1/T /$
 $S = 0.00500 / M^2 /$
 $Z_1 = 88.00$
 $Z_2 = 8.00$
 $F_1 = 60.00 / Hz /$
 $F_2 = 150.00 / Hz /$
 $U_F = 361.00 / V /$
 $U_{30} = 35.5 / V /$

U_F Zmianione w stosunku do 380.000 / V / o -5.00 % Obciążenie typu RL Cos F₃ = 0.8000

U ₃₀	Alfa	Beta	Gamma	I ₃	I ₀	Delta U ₃	B _C	G	Z _M	C
V	Stopnie	Stopnie	Stopnie	A	A	V	1/Ohm	1/Ohm	Ohm	10-6 F
0.000	-47.529	53.130	50.336	1021.974	277.380	-29.201	2.338	2.140	0.315	2480.953
1.375	-44.787	50.838	47.351	946.336	256.654	-29.459	2.066	2.082	0.341	2192.354
5.750	-41.965	48.542	45.264	870.965	235.973	-29.561	1.803	2.005	0.371	1913.273
5.625	-30.049	46.238	42.357	796.949	215.641	-20.508	1.552	1.914	0.406	1647.200
7.500	-36.047	43.923	39.909	725.193	195.901	-29.305	1.316	1.811	0.447	1395.755
9.375	-32.853	41.593	37.248	656.434	176.948	-28.955	1.097	1.699	0.495	1165.937
11.250	-29.530	39.244	34.422	591.201	158.925	-28.458	0.895	1.580	0.551	949.792
13.125	-26.019	36.870	31.493	529.871	141.927	-27.819	0.711	1.458	0.617	754.914
15.000	-22.284	34.467	28.445	472.657	126.003	-27.037	0.546	1.332	0.604	579.347
16.875	-18.278	32.030	25.255	419.629	111.164	-26.115	0.398	1.206	0.787	422.750
18.750	-13.943	29.552	21.895	370.731	97.380	-25.052	0.268	1.080	0.899	284.520
20.625	-9.197	27.026	18.333	325.800	84.587	-23.849	0.155	0.954	1.054	163.939
22.500	-3.925	24.445	14.525	284.577	72.688	-22.506	0.057	0.829	1.204	60.335
24.375	-2.050	21.798	12.226	246.723	63.331	-20.890	-0.026	0.723	1.362	-27.403
26.250	9.018	19.074	14.085	211.637	56.886	-18.913	-0.102	0.642	1.536	-108.113
28.125	17.511	16.260	16.896	179.447	48.926	-16.864	-0.168	0.583	1.708	-178.514
30.000	28.677	13.338	20.666	149.032	39.197	-14.716	-0.215	0.535	2.052	-228.875
31.875	45.925	10.236	26.203	120.018	28.600	-12.448	-0.248	0.481	2.590	-331.748
33.750	0.000	7.076	3.554	91.777	24.639	-11.976	0.000	0.234	3.523	0.000
35.625	0.000	3.666	1.335	63.629	17.318	-10.119	0.000	0.150	5.033	0.000

MODEL II

$U_F = 361.00 / V /$

$Z_M = 3.418 / OHM /$

$U_{30} = 35.5 / V /$

$\text{Alfa} = 20.791 / ST /$

Obciążenie: R_L

$\beta_0 = 25.455 / A /$

$U_3 / V /$	$I_3 / A /$	Beta / ST /	$I_{3wo} / A /$	$U_{3wo} / V /$
0.00	570.273	58.130	99.756	4.66
1.86	528.127	50.838	86.806	7.32
3.73	486.096	48.542	74.081	9.27
5.29	444.779	46.238	61.780	12.09
7.46	404.677	45.923	50.113	15.35
9.32	366.187	41.593	39.328	19.08
11.18	329.606	39.244	29.814	23.36
13.05	295.135	36.870	22.314	27.85
14.91	262.884	34.467	18.228	30.95
16.78	232.885	32.030	18.740	30.52
18.64	205.092	29.552	22.740	27.54
20.50	179.400	27.026	28.232	24.20
22.37	155.645	24.445	34.111	21.28
24.23	133.611	21.798	39.937	18.84
26.10	113.040	19.074	45.560	16.81
27.96	95.638	16.260	50.950	15.08
29.83	75.028	13.338	56.139	13.57
31.69	56.846	10.286	61.187	12.24
33.55	38.636	7.076	66.176	11.02
35.42	19.886	3.666	71.200	9.09

MODEL II

$U_F = 380.00 / V /$

$Z_M = 2.185 / CHM /$

$U_{30} = 37.5 / V /$

$\alpha = 18.637 / ST /$

Obgleichende: R_L

$\sigma_0 = 42.215 / m /$

$U_3 / V /$	$U_3 / A /$	Beta / ST /	$\sigma_{3wo} / A /$	$\sigma_{3wo} / V /$
0,00	1021,974	53,130	180,514	5,774
1,00	972,369	50,039	164,559	5,511
2,00	933,967	46,872	140,655	5,310
3,00	903,960	43,250	117,776	5,109
4,00	879,018	41,599	96,459	4,911
5,00	858,018	39,414	76,458	4,712
6,00	839,018	37,011	59,357	4,513
7,00	821,018	34,299	45,040	4,314
8,00	804,018	32,050	32,857	4,115
9,00	788,018	29,500	22,857	3,916
10,00	773,018	27,019	15,580	3,717
11,00	759,018	24,449	9,265	3,518
12,00	746,018	21,799	5,005	3,319
13,00	734,018	19,074	2,437	3,120
14,00	723,018	16,289	0,400	2,921
15,00	713,018	13,459	0,099	2,722
16,00	704,018	10,589	101,465	2,523
17,00	696,018	7,674	109,755	2,324
18,00	689,018	4,719	119,077	2,125

MODEL II

$U_F = 390,00 / V /$

$Z_M = 2,398 / OH, /$

$U_{30} = 40,5 / V /$

$\text{Alfa} = 26,696 / ST /$

Obciążenie: R_L

$J_0 = 69,722 / A /$

$U_3 / V /$	$U_3 / A /$	Beta / ST /	$J_{30} / A /$	$U_{30} / V /$
0,00	1830,545	52,130	553,495	2,92
2,09	1680,569	50,830	508,434	3,02
4,20	1532,266	49,542	464,350	3,13
6,27	1387,070	48,258	421,932	3,24
8,33	1249,215	46,925	381,921	3,35
10,44	1117,706	45,595	344,922	3,46
12,55	994,354	44,244	311,801	3,57
14,66	879,698	42,870	282,275	3,68
16,74	774,067	41,467	256,944	3,79
18,80	677,307	40,050	235,950	3,90
20,90	589,364	38,610	218,404	4,01
23,00	510,000	37,140	204,000	4,12
25,10	439,000	35,640	192,412	4,23
27,20	376,000	34,110	183,651	4,34
29,30	321,000	32,560	177,409	4,45
31,40	274,000	31,000	173,174	4,56
33,50	234,000	29,430	170,444	4,67
35,60	201,000	27,850	168,822	4,78
37,70	175,000	26,260	168,000	4,89
39,80	155,000	24,660	167,800	5,00
41,90	141,000	23,050	168,000	5,11
44,00	132,000	21,430	168,500	5,22
46,10	127,000	19,800	169,200	5,33
48,20	125,000	18,170	170,000	5,44
50,30	125,000	16,540	170,900	5,55
52,40	126,000	14,910	171,800	5,66
54,50	128,000	13,280	172,700	5,77
56,60	131,000	11,650	173,600	5,88
58,70	135,000	10,020	174,500	5,99
60,80	140,000	8,390	175,400	6,10
62,90	146,000	6,760	176,300	6,21
65,00	153,000	5,130	177,200	6,32
67,10	161,000	3,500	178,100	6,43
69,20	170,000	1,870	179,000	6,54
71,30	180,000	0,240	180,000	6,65

MODEL I

$L = 0.7860 / H /$
 $C_1 = 0.6340 / A/W /$
 $C_2 = 6.4600 / 1/T /$
 $Z_1 = 180.0$
 $Z_2 = 120.0$
 $S = 0.00260 / H /$
 $F_1 = 50.00 / Hz /$
 $F_3 = 150.00 / Hz /$
 $U_{FN} = 252.0, 265.0$
 $Alpha = / 20.0, 45.0 / ST /$

$U_{F1} = 252.00 / V /$
 $U_{30} = 164.90 / V /$
 $S_0 = -4.798 / H /$
 $Z_1 = 32.515 / CHN /$

$U_F = U_{FN} + 5 \cdot U_{F1} / V /$
 $U_{30} / V /$
 $Delta / ST /$
 $S_{3H} / T /$
 $Delta U_3 / V /$
 $S_0 / CHN /$
 $G / CHN /$
 239.40
 155.23
 -20.0
 -0.0124
 7.38
 3.0105
 0.0288
 264.60
 174.72
 -25.0
 -0.0124
 7.04
 3.0217
 0.0217
 20.0
 -0.0111
 5.10
 -0.0105
 0.0205
 45.0
 -0.0111
 8.99
 -0.0217
 0.0217

$U_{F1} = 265.00 / V /$
 $U_{30} = 178.05 / V /$
 $S_0 = -0.107 / H /$
 $Z_1 = 25.524 / CHN /$

$U_F = U_{FN} + 5 \cdot U_{F1} / V /$
 $U_{30} / V /$
 $Delta / ST /$
 $S_{3H} / T /$
 $Delta U_3 / V /$
 $B_0 / CHN /$
 $G / CHN /$
 251.75
 164.78
 -20.0
 -0.0115
 8.36
 3.0145
 0.0593
 270.25
 103.27
 -25.0
 -0.0156
 8.37
 -0.0145
 0.0595
 45.0
 -0.0156
 8.07
 -0.0198
 0.0293

Informacja

