

POLITECHNIKA LUBELSKA

Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej 202

Elektryka 24

Tadeusz Janowski

**MAGNETYCZNE POTRAJACZE
CZĘSTOTLIWOŚCI**

Lublin 1990

Opiniodawca
prof. dr inż. Ryszard Sikora

Wydano za zgodą Rektora Politechniki Lubelskiej

Wydawnictwo Uczelniane Politechniki Lubelskiej

Nakład 145 egz. 1,85, ark. wyd. 5,69, ark. druk. 7,0, papier offset, III kl.
Oddano do druku w lutym 1990 r. Druk ukończono w marcu 1990 r.
Zamówienie 29/90

Druk Zakład Poligraficzny Politechniki Lubelskiej
20-950 Lublin ul. J. Dąbrowskiego 13

SPIS TREŚCI

WSTĘP	5
1. OBWODY MAGNETYCZNE	11
1.1. Zasada działania magnetycznego potrajacza częstotliwości	11
1.2. Indukcja w magnetowodach	14
1.3. Aproksymacja krzywej magnesowania	16
1.4. Materiał na rdzenie	20
2. STAN JAŁOWY I STAN ZWARCIA	22
2.1. Napięcie wyjściowe w stanie jałowym	22
2.2. Prąd pierwotny w stanie jałowym	28
2.3. Prąd w stanie zwarcia potrajacza	33
3. STAN OBCIĄŻENIA	41
3.1. Charakterystyka zewnętrzna	41
3.2. Moc wyjściowa	51
3.3. Prąd pierwotny	58
3.4. Straty i sprawność	65
4. REGULACJA NAPIĘCIA	80
4.1. Regulacja napięcia wtórnego przez podmagne- sowanie rdzeni prądem stałym	80
4.2. Regulacja napięcia przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym	82
5. PROJEKTOWANIE	90
5.1. Założenia do projektu	91
5.2. Materiał na rdzenie	91
5.3. Charakterystyka zewnętrzna	92
5.4. Wstępne wyznaczenie wymiarów geometrycznych rdzenia	95
5.5. Uzwojenia	97
5.6. Parametry konstrukcyjne transformatorów potrajacza	99
LITERATURA	102

WSTĘP

Zwielokrotnienie częstotliwości w układzie statycznym, złożonym z nieliniowych elementów magnetycznych zrealizował po raz pierwszy J. Zenneck w 1899r. Prace w zakresie wykorzystania elementów magnetycznych dla celów przemiany częstotliwości prowadzili na początku naszego stulecia przede wszystkim M.Joly, G.Vallaurie, J.Epstein, O.V.Bronk i F.Spinelli. Trzej ostatni byli twórcami pierwszych opatentowanych wynalazków z dziedziny zwielokrotniania częstotliwości, zgłoszonych w latach 1902-1913. Po drugiej wojnie światowej, wskutek istotnego polepszenia jakości materiałów magnetycznych poprawiły się parametry użytkowe i poszerzył zakres zastosowań magnetycznych mnożników częstotliwości, co wywołało wzrost liczby prac naukowych i patentów. W okresie tym ukazało się w literaturze światowej kilkaset publikacji, udzielono kilkadziesiąt patentów, wydano kilka monografii [2],[3],[21],[92],[121]. Problematyce magnetycznych mnożników częstotliwości poświęcono wiele prac doktorskich i habilitacyjnych, np.: [4],[26],[28],[31],[36],[96],[103],[110],[115],[117]. Intensywny rozwój energoelektroniki ostatnich lat spowodował zastąpienie magnetycznych mnożników częstotliwości w niektórych zastosowaniach przez urządzenia półprzewodnikowe, jednakże w wielu dziedzinach stosowanie magnetycznych mnożników częstotliwości jest nadal korzystniejsze w stosunku do innych układów przetwarzających częstotliwość. Zastosowanie magnetycznych mnożników częstotliwości pozwala na ogół uniknąć jednego transformowania energii, co znacznie poprawia sprawność całego układu i może prowadzić do łącznego mniejszego zużycia materiałów i podzespołów. Szczególnie często stosowane są potrajacze, które obok zwielokrotnienia częstotliwości całkowicie symetryzują obciążenie jednofazowe oraz są najprostsze w badaniu. Aktualnie buduje się magnetyczne mnożniki częstotliwości o mocach do 7 MW [20] przy sprawnościach rzędu 95% i zwielokrotnieniu częstotliwości od 2 do 35 razy [2]. Ponadto istnieją magnetyczne dzielniki częstotliwości oraz mnożniki zwielokrotniające częstotliwość niecałkowitą liczbą razy, np. 1,5. Buduje się również mnożniki częstotliwości, w których wykorzy-

stuje się zarówno elementy magnetyczne jak i półprzewodnikowe [119].

Praca magnetycznych mnożników częstotliwości, zwłaszcza dużych mocy realizowana jest przy indukcjach (2,2-2,5) T i natężeniu pola magnetycznego (20-80) kA/metr [19]. W urządzeniach dużych mocy, które muszą charakteryzować się wysoką sprawnością oraz małym jednostkowym zużyciem materiałów zwielokrotnienie częstotliwości na ogół nie przekracza liczby 9. Przy takich częstotliwościach na wyjściu zużycie materiałów w magnetycznych mnożnikach częstotliwości jest w stosunku do zwykłych transformatorów o tej samej mocy i częstotliwości na wyjściu 1,5-5 razy większe [2]. Dobre własności eksploatacyjne, takie jak duża niezawodność działania, wysoka sprawność, poprawna współpraca z siecią zasilającą oraz możliwość uzyskania pożądanej charakterystyki zewnętrznej powoduje, że w zakresie częstotliwości wyjściowej do 450 Hz magnetyczne mnożniki częstotliwości są konkurencyjne w stosunku do innych przemienników częstotliwości.

Głównym obszarem zastosowań magnetycznych mnożników częstotliwości jest metalurgia i elektrotechnologie.

W metalurgii stosuje się magnetyczne mnożniki częstotliwości do zasilania pieców indukcyjnych do topienia metali i wytwarzania stopów [56], [57], [87]. Ponadto stosuje się magnetyczne mnożniki częstotliwości do zasilania nagrzewania indukcyjnego [91], urządzeń obróbki elektroerozyjnej [108], spawarek i nagrzewarek oporowych [80], pieców do nagrzewania grafitu i obróbki karbidu [108]. Przykładem aktualnych zastosowań może być zbudowany w 1975 r. przez firmę Meloney Electric Co Ltd w Toronto układ magnetycznych potrajaczy o mocy 20 MW do zasilania indukcyjnej nagrzewnicy kęsów stalowych [20]. Układ zasilający składa się z trzech magnetycznych potrajaczy częstotliwości o mocy wyjściowej 6,6 MW każdy. Układ zbudowano na zamówienie firmy Ajax Magnethermic Corporation w USA. W Republice Federalnej Niemiec firma Otto Junker buduje całe typoszeregi pieców indukcyjnych o mocach od 40 kW do 4650 kW zasilanych z magnetycznych mnożników częstotliwości [87], [109], przeznaczonych do produkcji stali i stopów metali kolorowych.

Tabl. 1. Charakterystyka pieców indukcyjnych do wytopu stali produkcji Otto Junker, zasilanych z magnetycznych mnożników częstotliwości [37]

Typ	Pojemność kg	Moc Pozorna kVA	Moc Czynna kW	Wydaźność kg/h	Jednostka zużycia 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	610
TFTSt 1500	1500	920	760	1060	610
TFTSt 2000	2000	1260	1050	1440	610
TFTSt 3000	3000	1500	1250	1710	620
TFTSt 4000	4000	2000	1650	2260	620
TFTSt 5000	5000	2600	2200	2960	620
TFTSt 6000	6000	3300	2750	3650	620
Miedź		150 Hz		1200°C	1200°C
TFTCu 150	150	130	110	190	450
TFTCu 300	300	200	165	320	440
TFTCu 600	600	350	290	610	440
TFTCu 900	900	470	390	850	440
TFTCu 1200	1200	500	480	1070	440
TFTCu 1800	1800	800	660	1500	440
TFTCu 2400	2400	1050	880	2020	440
TFTCu 3600	3600	1600	1320	3100	440
TFTCu 5000	5000	2250	1870	4400	440
Aluminium		150 Hz		700°C	700°C
TFTAl 50	50	50	40	40	770
TFTAl 100	100	85	70	80	830
TFTAl 250	250	170	145	200	820
TFTAl 400	400	265	220	320	820
TFTAl 500	500	340	285	420	820
TFTAl 800	800	530	440	660	860
TFTAl 1000	1000	660	550	850	850
TFTAl 1500	1500	980	820	1290	840
TFTAl 1850	1850	1260	1050	1600	830

W piecach tych obok potrajaczy stosuje się również pięciokrotne i dziesięciokrotne zwielokrotnienie częstotliwości.

Mnożniki te zasilane są z sieci o napięciach 10 kV i 15 kV, za pomocą transformatorów obniżających.

Firma Otto Junker GmbH w Lammersdorf wyprodukowała kilkadziesiąt

pieców indukcyjnych zasilanych z magnetycznych potrajaczy, pięciokrotników i dziewięciokrotników, w tym wiele jednostek o mocy przekraczającej 1 MW [109].

Ważną dziedziną zastosowań mnożników magnetycznych w ostatnich latach stały się instalacje wytwarzania ozonu [66], [67], [68], [70], [110]. W technologiach uzdatniania wody pitnej, przetwórstwie żywności oraz obróbce ścieków przemysłowych stosuje się ozon, wytwarzany z tlenu w procesie cichych wyładowań elektrycznych, w urządzeniach zwanych ozonatorami. Proces syntezy ozonu jest energochłonny a jego wydajność zależy od częstotliwości napięcia zasilającego. Przemysłowe ozonatory o mocach jednostkowych kilkaset kilowatów zasilane są ze specjalnych transformatorów napięciem do 50 kV, częstotliwości sieciowej bądź podwyższonej w granicach 100-600 Hz. Ozonator jest jednofazowym odbiornikiem energii elektrycznej, nieliniowym, charakteru pojemnościowego.

Zastosowanie magnetycznego mnożnika częstotliwości w układzie zasilania umożliwia uzyskanie wymaganego napięcia i częstotliwości, symetryzację obciążenia jednofazowego oraz kompensację biernej mocy pojemnościowej.

Magnetyczne mnożniki częstotliwości stosuje się również do zasilania silników indukcyjnych o prędkościach obrotowych wyższych od 3000 obrotów na minutę. W tym celu stosuje się najczęściej podwajacze, potrajacze i pięciokrotniki, rzadziej sześćcio i dziewięciokrotniki [16]. Moce silników zasilanych z magnetycznych mnożników częstotliwości wynoszą (100-500) W w przypadku silników jedno i dwufazowych oraz do 25 kW dla silników trójfazowych.

Silniki zasilane z magnetycznych mnożników częstotliwości są stosowane w sprzęcie gospodarstwa domowego [1], [2], [21] (odkurzacze, sokowirówki, wentylatory, miksery), sprzęcie rolniczym [2], [21] (maszynki do strzyżenia owiec, separatory pompy wodnej), elektronarzędziach (szlifierki, wiertarki) oraz w napędzie przemysłowym (wiertnicze pompy wgłębne, pompy gróźniowe, kompresory, rozpylacze odśrodkowe, wentylatory, elektrowrzecion włókien chemicznych [63]).

Podane tu główne dziedziny zastosowań nie wyczerpują wszystkich

możliwych, jednak wskazują, że jest ich dostatecznie dużo aby ich problematykę uznać za ważną i aktualną.

Jakkolwiek budowa magnetycznych mnożników częstotliwości niewiele odbiega od transformatorów, w ich działaniu występuje wiele różnic i problematyka optymalizacji tych urządzeń jest bardzo rozległa. Mimo stosunkowo długiej historii samej idei magnetycznych mnożników częstotliwości ich właściwy rozwój jako urządzeń dużej mocy przypada na okres kilkunastu ostatnich lat i wiąże się z poprawą własności magnetycznych blach transformatorowych. Dalszy postęp w technologii produkcji materiałów magnetycznych oraz wyraźne określenie obszarów zastosowań, w których magnetyczne mnożniki częstotliwości mają ewidentne zalety w stosunku do innych przetworników częstotliwości stwarzają perspektywy trwałego rozwoju tej problematyki. Duża różnica wartości mocy pozornej na wejściu i wyjściu tych urządzeń wskazuje na znaczne możliwości ich dalszego doskonalenia, szczególnie w odniesieniu do potrajaczy. Poza dalszymi doskonaleniami układów magnetycznych mnożników typu transformatorowego obserwuje się ożywienie prac w zakresie mnożników z polem wirującym [56], które ułatwiają realizację układów z wyjściem wielofazowym. Nowe możliwości rozwoju magnetycznych mnożników częstotliwości stwarza zastosowanie na rdzenie ferrytów, pozwalające tak kształtować obwód magnetyczny, aby przez odpowiednie usytuowanie uzwojeń zapewnić poprawę odpowiednich parametrów. Przykładem mnożnika z rdzeniem ferrytowym jest układ z wzajemnie prostopadłymi oknami (otworami) [113], umożliwiający uzyskanie częstotliwości $2nf$ i $(2n+1)f$. Mnożniki tego typu charakteryzują się sztywną charakterystyką zewnętrzną w całym zakresie pracy oraz sinusoidalnym napięciem wyjściowym. Urządzenia takie buduje się na moc do kilkuset watów.

Aktualnie problematyka badań naukowych w dziedzinie magnetycznych mnożników częstotliwości koncentruje się głównie wokół doskonalenia metodyki projektowania i technologii budowy jednostek dużej mocy. Do najbardziej istotnych zagadnień należy zaliczyć: zmniejszenie prądu stanu jałowego, zapewnienie większej sztywności charakterystyki zewnętrznej, lepsze wykorzystanie materiałów czynnych, doskonalenie układów kompensacji

mocy biernej oraz regulacji napięcia wyjściowego.

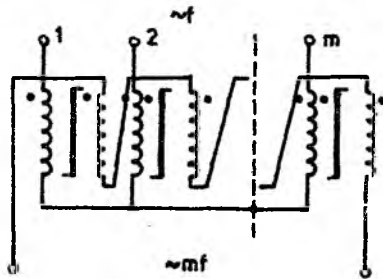
W pracy przedstawiono analizę podstawowych zjawisk w magnetycznych potrajaczach częstotliwości, istotnych przy projektowaniu, szczególnie urządzeń dużych mocy.

1. OBWOODY MAGNETYCZNE MNOŻNIKÓW

Zjawiska zachodzące w rdzeniach magnetycznych mnożników częstotliwości decydują o przetwarzaniu częstotliwości, przenoszeniu mocy, stratach i sprawności, przy czym najbardziej istotną właściwością jest ich nieliniowość.

Nieliniowość magnetowodu mnożnika jest określona charakterystyką magnesowania materiału oraz konstrukcją rdzeni, a przede wszystkim udziałem szczelin powietrznych.

Mnożniki symetryczne, stanowiące przedmiot pracy są złożone z jednofazowych transformatorów dwukolumnowych o jednakowych charakterystykach magnesowania i tak połączonych uzwojeniach, aby przy symetrycznym trójfazowym zasilaniu o częstotliwości f uzyskać symetryczny m -fazowy układ pierwszych harmonicznych strumieni, a na zaciskach wyjściowych tylko określoną m f harmoniczną napięcia (rys. 1.1).



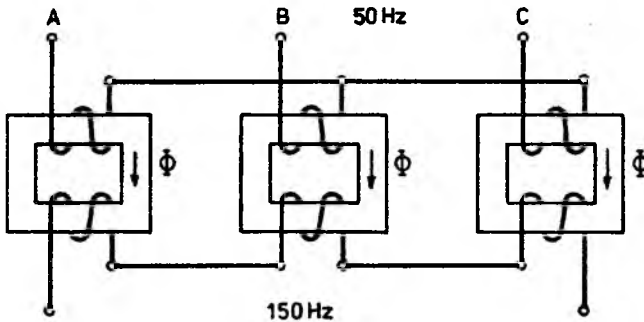
Rys.1.1. Ideowy schemat symetrycznego mnożnika częstotliwości typu transformatorowego.

Jako urządzenia dużych mocy buduje się symetryczne mnożniki typu transformatorowego, potrajacze, pięciokrotniki i dziewięciokrotniki [87], [108] i one będą analizowane w niniejszej pracy.

1.1. ZASADA DZIAŁANIA MAGNETYCZNEGO POTRAJACZA CZĘSTOTLIWOŚCI

Magnetyczny potrajacz częstotliwości złożony jest z trzech jednofazowych transformatorów, których uzwojenia pierwotne połączone są w gwiazdę i zasilane trójprzewodowo, a uzwojenia

wtórne w otwarty trójkąt (rys. 1.2).



Rys.1.2. Układ połączeń transformatorowego potrajacza częstotliwości.

Przy sinusoidalnym napięciu zasilania prąd magnesujący jest odkształcony, co wywołane jest nieliniową charakterystyką magnesowania rdzeni, szczególnie przy wysokich indukcjach, przy których pracują mnożniki.

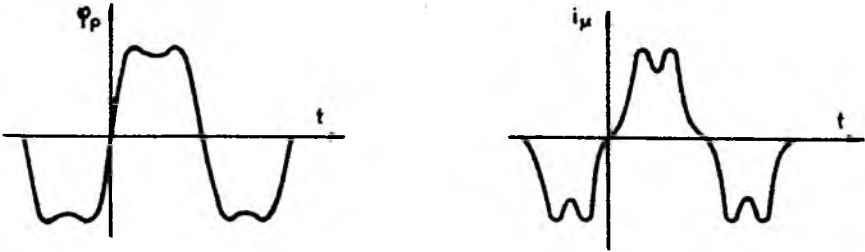
W transformatorze jednofazowym lub trójfazowym z przewodem zerowym w prądzie magnesującym wystąpią wszystkie harmoniczne nieparzyste, natomiast w potrajaczu, przy braku przewodu zerowego, w prądach magnesujących nie ma trzecich harmonicznych wielokrotności

$$i_{\mu p} = \hat{I}_1 \sin \omega t - \hat{I}_5 \sin 5\omega t + \hat{I}_7 \sin 7\omega t + \dots \quad (1.1)$$

Brak harmonicznych kolejności zerowej w prądach magnesujących potrajacza powoduje odkształcenie strumienia magnetycznego tymi harmonicznymi

$$\varphi_p = \hat{\Phi}_1 \sin \omega t + \hat{\Phi}_3 \sin 3\omega t + \hat{\Phi}_9 \sin 9\omega t + \dots \quad (1.2)$$

Wyższe harmoniczne strumieni mają w potrajaczu swobodne drogi powrotne i uzyskują znaczne wartości. Największa z nich trzecia ($\hat{\Phi}_3$) jest w potrajaczu strumieniem roboczym odpowiedzialnym za przenoszenie mocy do uzwojenia strony wtórnej. Pierwsza harmoniczna ($\hat{\Phi}_1$) strumienia jest w potrajaczu falą nośną, tworzącą



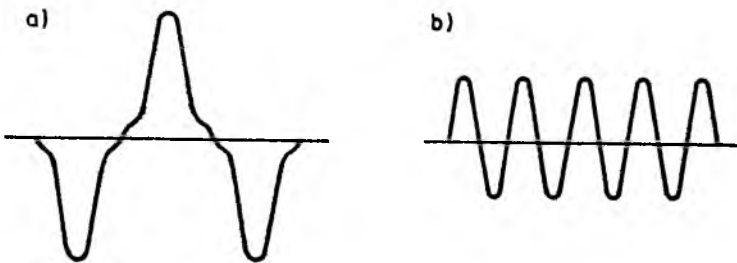
Rys.1.3. Prąd magnesujący strumień magnetyczny potrajać w stanie jałowym.

warunki do generacji trzeciej harmonicznej.

W uzwojeniach fazowych odkształcony strumień φ indukuje odkształcone siły elektromotoryczne

$$e_f = \hat{E}_1 \sin \omega t - \hat{E}_3 \sin 3\omega t - E_9 \sin 9\omega t + \dots \quad (1.3)$$

W uzwojeniach wtórnych połączonych w otwarty trójkąt odkształcone siły elektromotoryczne sumują się dając na zaciskach wyjściowych napięcie, w którym wystąpią tylko harmoniczne kolejności zerowej, tj. trzecie i dziewiąte natomiast pierwsze wyzerują się (rys. 1.4)



Rys.1.4. Napięcie fazowe (a) i napięcie wyjściowe potrajać w stanie jałowym.

Harmoniczne dziewiąte są dużo mniejsze od trzecich i pomijając je otrzymamy na zaciskach napięcie potrojonej częstotliwości. W stanie jałowym wartość skuteczna trzeciej harmonicznej siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniu wtórnym jednego transformatora potrajająca wynosi:

$$E_{30f} = \sqrt{2} f_3 z_2 S B_{30} \quad (1.4)$$

gdzie: E_{30f} - trzecia harmoniczna siły elektromotorycznej fazowej strony wtórnej

B_{30} - trzecia harmoniczna indukcji w stanie jałowym

f_3 - częstotliwość na wyjściu (150 Hz)

z_2 - liczba zwojów wtórnego uzwojenia fazowego

S - pole przekroju rdzenia

O wartości napięcia strony wtórnej potrajająca decyduje trzecia harmoniczna indukcji w rdzeniu B_3 , której wartość zależy od kształtu charakterystyki magnesowania i stopnia nasycenia obwo-
du.

1.2. INDUKCJA W MAGNETOWODACH

Miarą stopnia nasycenia magnetowodu jest wartość pierwszej harmonicznej indukcji B_1 , która jest proporcjonalna do napięcia na wejściu mnożnika. W magnetycznym potrajaczu, przy pominięciu wpływu rezystancji i reaktancji uzwojeń pierwotnych mamy następujący związek:

$$U_{1f} = E_{1f} = \sqrt{2} f_1 z_1 S B_1 \quad (1.5)$$

gdzie: U_{1f} - wartość skuteczna napięcia fazowego na wejściu potrajacza

E_{1f} - wartość skuteczna pierwszej harmonicznej siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniu fazowym strony pierwotnej

f_1 - częstotliwość na wejściu (50 Hz)

B_1 - amplituda pierwszej harmonicznej indukcji

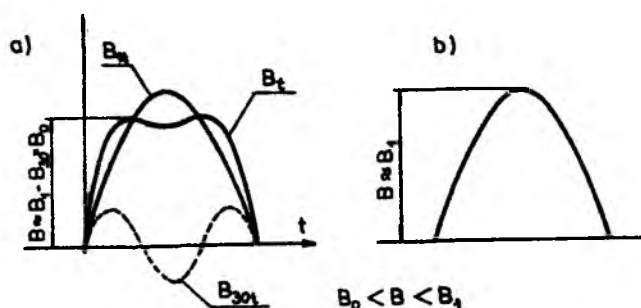
S - pole powierzchni przekroju rdzenia

Zależność (1.5) możemy zapisać:

$$B_1 = c U_1$$

W stanie jałowym potrajać tak określona amplituda indukcji B_1 nie jest wartością rzeczywistą występującą w rdzeniu, a jedynie wielkością obliczeniową. Rzeczywisty przebieg indukcji B w rdzeniu jest odkształcony, głównie trzecią harmoniczną B_{30} , która może osiągać wartość około 20% indukcji B_1 . Rzeczywista wartość indukcji w stanie jałowym równa jest w przybliżeniu różnicy amplitud pierwszej i trzeciej harmonicznej (rys. 1.5).

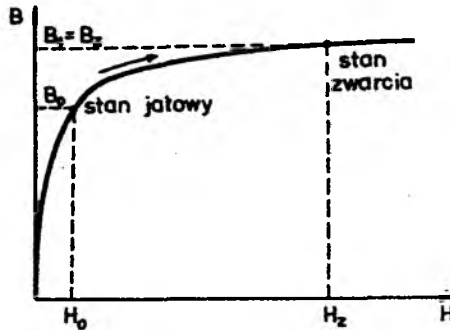
$$B \approx B_1 - B_{30} \quad (1.7)$$



Rys.1.5. Indukcja magnetyczna w rdzeniach potrajać, .
 a - w stanie jałowym, b - w stanie zwarcia.

O stratach mocy w stali magnetowodów mnożnika i prądzie magnetycznym decyduje indukcja rzeczywista. Wyjaśnia to, że przy indukcji obliczonej z napięcia tak jak dla transformatora w granicach (2,1-2,5)T jednostkowe straty mocy, liczone w rzeczywistości dla indukcji rzeczywistej niższej o około 20%, są tylko nieznacznie wyższe niż w transformatorach, w których stosuje się indukcje poniżej 2 T. W stanie zwarcia amperozwoje strony wtórnej o potrojonej częstotliwości kompensują trzecią harmoniczną indukcji B_{30} i przebieg indukcji B staje się sinusoidalny a wartość rzeczywista indukcji B zbliża się do wartości amplitudy pierwszej harmonicznej B_1 (rys. 1.5). Stan zwarcia nie występuje trwale w pracy mnożnika i nie ma konieczności uwzględniać indukcji B_1 przy obliczaniu strat mocy w stali i prądu

magnesującego. Straty mocy w stali magnetowodu mnożnika należy określać dla warunków obciążenia znamionowego, uwzględniając przy tym wartość prądu i charakter obciążenia. Wszystkie stany obciążenia zawarte są pomiędzy stanem jałowym i stanem zwarcia (rys. 1.6)



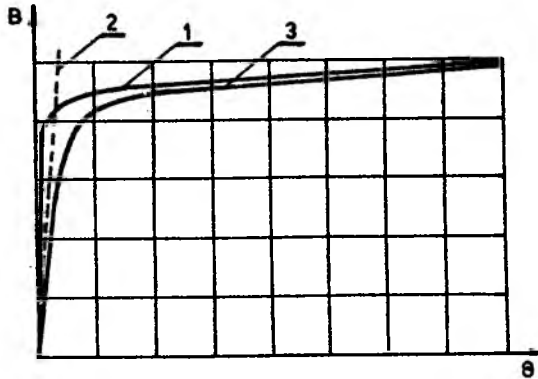
Rys.1.6. Wpływ obciążenia na wartość rzeczywistej indukcji B w rdzeniu potrajacza przy stałym napięciu zasilania.

Charakter obciążenia ma obok wartości prądu obciążenia istotny wpływ na wartość indukcji B w rdzeniu oraz udział trzeciej harmonicznej ($B_{3f}(B_1)$) i będzie szczegółowo analizowany w dalszej części pracy.

1.3. APROKSYMACJA KRZYWEJ MAGNESOWANIA OBWODU

Moc wyjściowa transformatorowego potrajacza częstotliwości oraz jego podstawowe parametry eksploatacyjne zależą w sposób zasadniczy od kształtu charakterystyki magnesowania rdzenia i punktu pracy na tej krzywej. Punktem wyjścia do analizy wszystkich zjawisk i poszukiwania metod obliczania poszczególnych wielkości fizycznych jest charakterystyka magnesowania rdzenia. W badaniach modelowych, gdy znany jest obiekt, charakterystykę magnesowania wyznacza się w drodze pomiarowej, najczęściej w próbie stanu jałowego jednofazowych transformatorów składowych potrajacza, natomiast dla analizy teoretycznej i obliczeń przy projektowaniu można się posługiwać tzw. charakterystyką

zastępczą. Zasadę konstrukcji charakterystyki zastępczej przedstawiono na rys. 1.7.



Rys.1.7. Konstrukcja zastępczej charakterystyki magnesowania obwodu.

- 1 - charakterystyka magnesowania blachy (krzywa katalogowa);
- 2 - charakterystyka magnesowania szczelin powietrznych;
- 3 - charakterystyka magnesowania rdzenia.

Charakterystykę magnesowania stali (1) i krzywą magnesowania szczelin powietrznych (2) we współrzędnych B , H wyznacza się w oparciu o katalogową charakterystykę magnesownia blachy $B=f(H)$ dla indukcji B sinusoidalnie zmiennej, odpowiednich wymiarów obwodu magnetycznego oraz konstrukcji rdzenia. Charakterystykę zastępczą (3) otrzymuje się jako wypadkową sumowania przepływów krzywej (1) i (2). Przy przechodzeniu ze współrzędnych (B, H) w $(B, \oint)$ należy uwzględnić średnią długość obwodu magnetycznego. Jak widać z rys. 1.7 szczeliny powietrzne znacznie zwiększają nachylenie początkowej części charakterystyki oraz nieznacznie obniżają poziom indukcji przy praktycznie niezmienionej jej części nasyczonej, przez co krzywa magnesowania, bardziej odbiega od krzywej prostokątnej. Prowadzi to do pogorszenia efektu potrajania częstotliwości. Dla analizy teoretycznej zjawisk w mnożniku należy uzyskaną charakterystykę zastę-

pczą w formie wykresu opisać odpowiednią funkcję zastępczą.

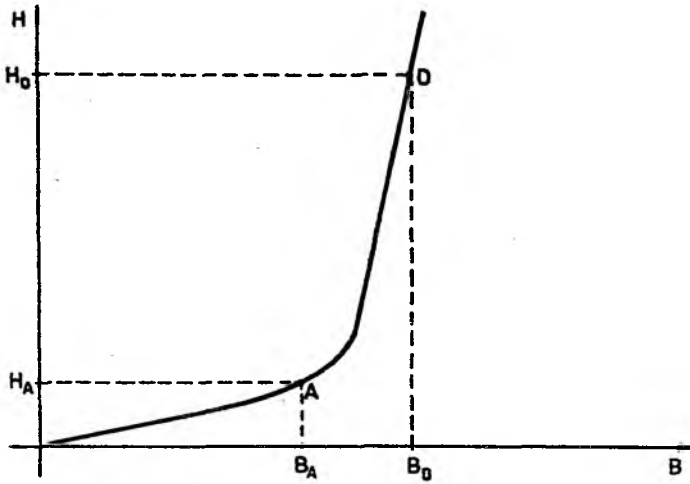
Z uwagi na różnorodność blach transformatorowych i konstrukcji obwodu magnetycznego funkcję zastępczą należy dobierać indywidualnie do danej charakterystyki magnesowania rdzenia uzyskanej z obliczeń przy projektowaniu bądź z pomiarów przy badaniach doświadczalnych. Aproksymację krzywej magnesowania obwodów magnetycznych potrający wykonać się najczęściej funkcjami typu liniowego (odcinkowego), hiperbolicznego, wielomianowego, parabolicznego, trygonometrycznego i wykładniczego [55]. Przy wyborze funkcji zastępczej kierujemy się przede wszystkim dokładnością odwzorowania krzywej rzeczywistej, ale jednocześnie bierzemy pod uwagę łatwość prowadzenia analizy, ogólność otrzymanych wyników oraz możliwość ich interpretacji. Dla obliczeń na maszynach cyfrowych najczęściej wykorzystuje się aproksymację liniową wieloodcinkową, natomiast przy analitycznym rozpatrywaniu zjawisk w mnożnikach najbardziej przydatną wydaje się być funkcja hiperboliczna [77]. Aproksymacja funkcją hiperboliczną daje dobre odwzorowanie w zakresie wyższych indukcji, tj. przy górnym zakrzywieniu i w części nasyconej charakterystyki magnesowania, co jest szczególnie ważne w mnożnikach częstotliwości. W związku z powyższym charakterystykę magnesowania przedstawiamy za pomocą funkcji zastępczej w postaci

$$H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B \quad (1,8)$$

gdzie: C_1 i C_2 - współczynniki uwzględniające kształt krzywej i zakres rozpatrywanej indukcji

Wartości liczbowe współczynników C_1 i C_2 wyznaczamy przyjmując dwa punkty na krzywej $H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B$ (rys. 1.8).

Punkt A najkorzystniej obierać jest na początku górnego zakrzywienia (kolana) charakterystyki magnesowania, natomiast punkt D w zakresie dużego nasycenia, w którym odbywa się praca potrająca (około $0,9 B_{mx}$) [25]. Podstawiając współrzędne punktów A i D do równania (1.1), po prostych przeróbkach, otrzymamy wyrażenie na współczynniki C_1 i C_2 w postaci:



Rys.1.8. Wyznaczanie współczynników aproksymacji.

$$C_1 = \frac{H_D}{\text{sh } C_2 B_D} \quad \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (1.9)$$

$$C_2 = \frac{\ln \frac{H_D}{H_A}}{B_D - B_A} \quad \frac{1}{\text{T}} \quad (1.10)$$

Współczynniki są liczbami mianowanymi i mają wymiar zgodny z układem SI.

Współczynniki C_1 , C_2 można również wyznaczyć metodą najmniejszych kwadratów. Aproksymacja funkcją hiperboliczną daje dobre wyniki w analizie magnetycznych potrajaaczy częstotliwości dla krzywych o niezbyt ostrym kolanie. Dla krzywych bardziej zbliżonych do prostokątnej dokładniejszą aproksymację można uzyskać stosując hiperboliczną funkcję sklejaną pierwszego stopnia, w przedziałach indukcji ΔB_i

$$H = C_{1i} \text{sh } C_{2i} B_i \quad (1.11)$$

Współczynniki C_{1i} , C_{2i} możemy wyznaczyć metodą wybranych wartości dla skrajnych punktów każdego przedziału ΔB_i . Liczba przedziałów zapewniająca wystarczająco dokładne odwzorowanie krzywej magnesowania jest niewielka. Aproksymacja odcinkowa funkcji

sinus hiperboliczny jest szczególnie przydatna przy analizie pięciokrotników i dziewięciokrotników.

1.4. MATERIAŁ NA RDZENIE

O wartości napięcia wyjściowego zwielokrotnionej częstotliwości, wielkości decydującej o przetwarzaniu częstotliwości i przenoszeniu, mocy przesądza udział wyższych harmonicznych indukcji (1.4). W przypadku magnetycznego potrajaacza istotny jest udział $B_{30}=f(B_1)$, który zależy od kształtu charakterystyki magnesowania $B=f(H)$ magnetowodu. Decydujący wpływ na kształt charakterystyki magnesowania obwodu ma materiał, z którego obwód wykonano. Rdzenie dużych mnożników, zasilanych napięciem o częstotliwości 50 Hz, wykonuje się z blachy transformatorowej [20], [81].

Duża różnorodność blach elektrotechnicznych oraz stały postęp technologii i wytwarzania, oraz poprawy właściwości, stwarza konieczność ciągłej weryfikacji poglądów na przydatność tych blach w budowie mnożników. Analiza wpływu kształtu charakterystyki magnesowania blachy i geometrii magnetowodu na podstawowe parametry mnożników pozwala sformułować kryteria wyboru materiału optymalnego. Optymalna blacha na rdzenie winna umożliwiać budowę rdzeni mnożników charakteryzujące się:

- dużym udziałem trzeciej harmonicznej indukcji $B_{30}=f(B_1)$
- małym prądem magnesującym i mało odkształconym
- małą stratnością

Udział trzeciej harmonicznej indukcji jest maksymalny dla prostokątnej charakterystyki magnesowania. Prostokątność krzywej magnesowania określona jako stosunek indukcji szczątkowej B_r do indukcji nasycenia B_s może być jednym z kryteriów oceny przydatności blachy na rdzenie mnożników magnetycznych. Współczynnik prostokątności

$$k_p = \frac{B_r}{B_s} \quad (1.12)$$

dla blachy elektrotechnicznej ET5 wynosi 0,85 do 0,9, a dla niektórych magnetycznych materiałów amorficznych może być bliższy jedności [124]. Udział trzeciej harmonicznej indukcji w

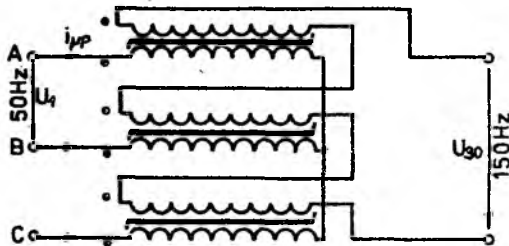
rdzeniach wykonanych z blachy transformatorowej ET5 osiąga wartość 0,5 T dla indukcji podstawowej harmonicznej równej 2,4 T, tj. około 21% ($B_{30}=0,21B_1$). Jednostkowe straty mocy przy indukcji 2,4 T i częstotliwości 50 Hz wynoszą $P_F=4,6$ W/kg (p. 5.2). Materiały o wysokim współczynniku prostokątności pozwalają budować mnożniki o względnie małym prądzie magnesującym. Rdzenie mnożników o niewielkich mocach jednostkowych, o częstotliwości na wejściu znacznie wyższej od sieciowej, buduje się z ferrytów [113] bądź z amorficznych materiałów magnetycznych [124]. Rdzeń mnożnika musi pracować przy indukcji nasycenia B_1 i dla podwyższonej częstotliwości kryterium dopuszczalnych strat mocy w rdzeniu, ograniczonych dopuszczalnym nagrzewaniem się rdzeni, jest tu bardzo istotne. Stosuje się tu materiały o stosunkowo niskiej indukcji nasycenia i o dużym współczynniku prostokątności; takich jak Vitrovac 6025F, METGLAS 2714A, supermaloj, ferryty [8], [124]. Materiały te pozwalają budować mnożniki na częstotliwości wejściowe do 10 kHz, przy jednostkowych stratach mocy nie przekraczających 10 W/kg.

2. STAN JAŁOWY I STAN ZWARCIA

2.1. NAPIĘCIE WYJŚCIOWE W STANIE JAŁOWYM

W budowie transformatora trójfazowego i potrajacza typu transformatorowego jest pełna analogia, natomiast w wytwarzaniu napięcia wtórnego zachodzi istotna różnica. W transformatorze o wartości napięcia wtórnego decyduje strumień główny, który jest w przybliżeniu sinusoidalny i proporcjonalny do napięcia pierwotnego, natomiast w potrajaczu typu transformatorowego napięcie wyjściowe (wtórne) indukuje tylko trzecia harmoniczna odkształconego strumienia głównego. Udział trzeciej harmonicznej strumienia (indukcji) jest warunkowany określonym stanem nasycenia rdzenia (miejsce pracy na krzywej) oraz kształtem charakterystyki magnesowania. Wyznaczenie wartości napięcia zaciskowego wtórnego w potrajaczu wymaga odpowiednich metod, uwzględniających szczególność zachodzących w nim zjawisk. Jak wykazały badania doświadczalne [77] przy wyznaczaniu napięcia wyjściowego w stanie jałowym można pominąć straty mocy w rdzeniu, rezystancje i reaktancje rozproszenia uzwojeń oraz założyć, że odkształcony strumień magnetyczny zawiera tylko pierwszą i trzecią harmoniczną. Takie założenia upraszczające przyjmujemy do dalszych rozważań nad metodami wyznaczania napięcia wyjściowego magnetycznych potrajaczy częstotliwości.

Jakkolwiek istnieje kilka rodzajów magnetycznych potrajaczy częstotliwości, jako urządzenia do przetwarzania dużych mocy stosuje się przede wszystkim potrajacze transformatorowe typu Spinelli (ryś. 2.1) i taki układ będzie dalej analizowany.

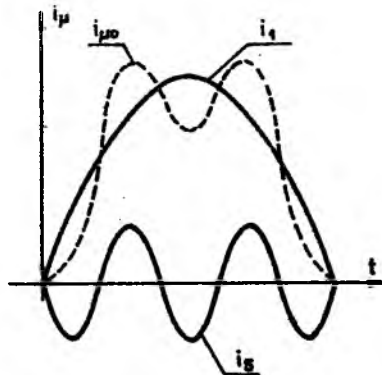


Rys.2.1. Schemat zastępczy transformatorowego potrajacza częstotliwości.

Ferromagnetyczny potrajacz częstotliwości, którego schemat przedstawiono na rys. 2.1 składa się z trzech jednakowych, jednofazowych transformatorów, których uzwojenia pierwotne połączone w gwiazdę bez przewodu zerowego, a uzwojenia wtórne w otwarty trójkąt. Uzwojenia pierwotne zasilane są z trójfazowej sieci symetrycznej. Jak już wspomniano wyżej praca transformatorów potrajacza odbywa się w zakresie nasycenia ich obwodów magnetycznych, tj. przy indukcjach 2,2-2,5 T. Przy tak wysokiej indukcji i nieliniowej charakterystyce magnesowania rdzeni prąd magnesujący w transformatorach jest odkształcony, przy czym brak przewodu zerowego w układzie zasilania potrajacza powoduje, że w jego prądach magnesujących nie występują harmoniczne tworzące układy zerowe, tj. nieparzyste podzielone przez trzy (3,9,15...). Wartości chwilowe prądów magnesujących opisuje równanie

$$\begin{bmatrix} i_{\mu A} \\ i_{\mu B} \\ i_{\mu C} \end{bmatrix} = \sum_{k=1,5,7,11,13} I_k \begin{bmatrix} \sin k(\omega t + \varphi_k) \\ \sin k(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_k) \\ \sin k(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_k) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

gdzie: I_k - amplituda harmonicznej prądu rzędu k
 φ_k - faza początkowa k -tej harmonicznej prądu



Rys.2.2. Kształt prądu magnesującego w stanie jałowym potrajacza.

Taki kształt prądów magnesujących powoduje odkształcenie strumieni magnetycznych i odpowiadających im indukcji w rdzeniach transformatorów potrajacza, które można zapisać:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{tA} \\ \Phi_{tB} \\ \Phi_{tC} \end{bmatrix} = \sum_{k=3,9,15} \Phi_k \begin{bmatrix} \cos k(\omega t + \varphi_k) \\ \cos k(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_k) \\ \cos k(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_k) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

w równaniu tym oznaczają:

Φ_t - wartość chwilową strumienia magnetycznego

Φ_k - amplituda harmonicznego strumienia rzędu k

W rdzeniach jednofazowych transformatorów potrajacza wyższe harmoniczne strumieni mają swobodne drogi powrotne i dzięki temu osiągają znaczne wartości. Największą wartość uzyskuje trzecia harmoniczna strumienia Φ_{3t} , która w potrajaczu spełnia rolę strumienia roboczego, podobnie jak strumień główny w transformatorach. W uzwojeniach fazowych strumienie Φ_t indukują napięcia

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \sum_{k=1,3,9} \hat{U}_k \begin{bmatrix} \sin k(\omega t + \varphi_{uk}) \\ \sin k(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_{uk}) \\ \sin k(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_{uk}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

W uzwojeniach wtórnych, połączonych szeregowo suma harmoniczných napięć niepodzielnych przez trzy zeruje się i na zaciskach wyjściowych występuje napięcie

$$U_{20} = 3 \sum_{k=3,9,15,\dots} \hat{U}_{2k} \sin k(\omega t + \varphi_{uk}) \quad (2.4)$$

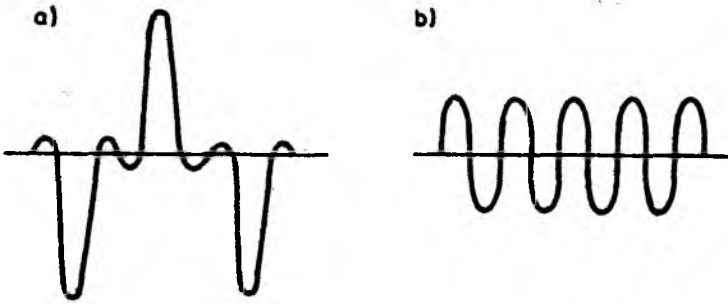
gdzie: U_{20} - wartość chwilowa napięcia wyjściowego

$\hat{U}_{2k}$ - amplitudy napięcia wtórnego rzędu k

φ_{uk} - faza początkowa k-tej harmonicznej

Harmoniczne napięcia rzędu 9 i wyższe mają amplitudy o znacznie mniejszej wartości i można je pominąć, natomiast harmoniczne

rzędu 3 stanowią napięcie wyjściowe o częstotliwości potrójonej w stosunku do częstotliwości napięcia zasilającego.



Rys. 2.3. Kształt napięć wtórnych potrajacza; a - napięcie fazowe; b - napięcie wyjściowe (zaciskowe).

Wartość skuteczną napięcia wyjściowego w stanie jałowym potrajacza określa zależność

$$U_{20} = 3U_{30} = 3\sqrt{2}\pi f_3 z_2 S B_{30}$$

w której: U_{30} - skuteczna wartość 3-ciej harmonicznej napięcia indukowanego w uzwojeniu wtórnym jednego transformatora

B_{30} - amplituda trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym

f_3 - częstotliwość na wyjściu (150 Hz)

z_2 - liczba zwojów uzwojenia wtórnego transformatora

S - pole przekroju rdzenia

Wartość trzeciej harmonicznej indukcji magnetycznej B_{30} jest określana stanem nasycenia oraz kształtem charakterystyki magnesowania rdzenia transformatora potrajacza. Stopień nasycenia odnosi się do wartości indukcji harmonicznej podstawowej B_1 , ponieważ jej wartość jest praktycznie stała i określona przez wartość napięcia pierwotnego. Wartość indukcji B_{30} , konieczna do wyznaczenia napięcia wyjściowego U_{30} jest funkcją pierwszej harmonicznej indukcji ($U_{30}=f(B_1)$). W oparciu o układ połączeń z rys. 2.1 możemy dla stanu jałowego napisać:

$$i_{\mu A} + i_{\mu B} + i_{\mu C} = 0 \quad (2.5)$$

Przy wyznaczaniu $B_3=f(B_1)$ założymy, że odkształcony strumień magnetyczny zawiera tylko pierwszą i trzecią harmoniczną. Prądy magnesujące wymagają odpowiedniej indukcji w rdzeniach potraja-
cza

$$\begin{aligned} B_{tA} &= B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t \\ B_{tB} &= B_1 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) - B_{30} \cos 3\omega t \\ B_{tC} &= B_1 \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) - B_{30} \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (2.6)$$

przy czym B_1 i B_{30} są to amplitudy odpowiednio pierwszej i trzeciej harmonicznej.

Przyjmując w równaniu (2.6) argument $\omega t = 0$, otrzymamy:

$$\begin{aligned} B_{tA} &= B_1 - B_{30} \\ B_{tB} &= -\frac{1}{2} B_1 - B_{30} \\ B_{tC} &= -\frac{1}{2} B_1 - B_{30} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Jeżeli uwzględnić, że $i_{\mu}=f(B_t)$ dla czasu $t=0$, równanie prądów (2.5) przyjmie postać

$$f(B_1 - B_{30}) = 2f(\frac{1}{2} B_1 + B_{30}) \quad (2.8)$$

Równanie (2.8) rozwiązać można graficznie bądź analitycznie, jeżeli charakterystykę magnesowania przedstawimy funkcją zastępczą. Aproxymując krzywą magnesowania funkcją sinus hiperboliczny

$$H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B_1 \quad (2.9)$$

przy czym: C_1, C_2 - stałe wyznaczone dla danej charakterystyki magnesowania obwodu

B_1 - amplituda pierwszej harmonicznej indukcji,
równanie (2.8) przyjmie postać

$$C_1 \operatorname{sh} C_2 (B_1 - B_{30}) = C_1 \operatorname{sh} C_2 (\frac{1}{2} B_1 + B_{30}) \quad (2.10)$$

Rozwiązując równanie (2.10) ze względu na B_3 otrzymujemy równanie

$$B_{30} = \frac{1}{C_2} \operatorname{ar th} \frac{\operatorname{sh} B_1 C_2 - 2 \operatorname{sh} \frac{C_2 B_1}{2}}{\operatorname{ch} B_1 C_2 + 2 \operatorname{ch} \frac{C_2 B_1}{2}} \quad (2.11)$$

umożliwiające wyznaczenie amplitudy trzeciej harmonicznej indukcji przy znanej charakterystyce magnesowania i zadanej wartości amplitudy pierwszej harmonicznej indukcji. Znając $B_{30} = f(B_1)$ z zależności (1.4) wyznaczamy napięcie wyjściowe potrajacza $U_2 = f(U_1)$.

Rozwiązanie w postaci równania (2.11) jest kłopotliwe w obliczeniach praktycznych. Uwzględniając fakt, że rdzenie transformatorów potrajacza pracują przy wysokich indukcjach ($B_1 > 2T$), zależność (2.11) można znacznie uprościć. Przedstawiając w zależności (2.10) sinus hiperboliczny w postaci funkcji wykładniczej, otrzymamy

$$e^{C_2(B_1 - B_{30})} - e^{-C_2(B_1 - B_{30})} = 2 \left[e^{C_2(\frac{1}{2}B_1 + B_{30})} - e^{-C_2(\frac{1}{2}B_1 + B_{30})} \right] \quad (2.12)$$

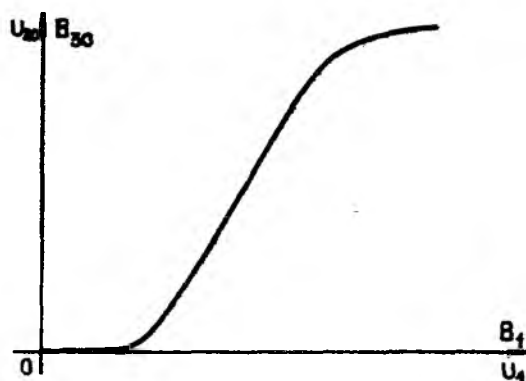
Dla wysokich indukcji ($B_1 > 1,5 T$) wyrażenia $e^{-C_2(B_1 - B_{30})}$

i $e^{-C_2(\frac{1}{2}B_1 + B_{30})}$ mają bardzo małe wartości i można je pominąć i wtedy równanie (2.12) po odpowiednich uproszczeniach i przekształceniach przyjmie postać

$$B_{30} = \frac{1}{4} B_1 - \frac{1}{2} \frac{\ln 2}{C_2} \quad (2.13)$$

Zależność (2.13) jest bardzo wygodna w obliczeniach i daje wyniki w obszarze interesujących indukcji B_1 praktycznie takie same jak zależność (2.11). Jest to równanie prostej pokrywającej się w przedziale indukcji od 0,5 do 2,3 T z krzywą wyznaczoną na podstawie zależności (2.11), co ilustruje rys. 2.4.

Sposób wyznaczenia wartości liczbowych stałych C_1 i C_2 podano w rozdziale 1.3.



Rys.2.4. Charakterystyka stanu jałowego magnetycznego potrajacza częstotliwości.

2.2. PRĄD PIERWOTNY W STANIE JAŁOWYM

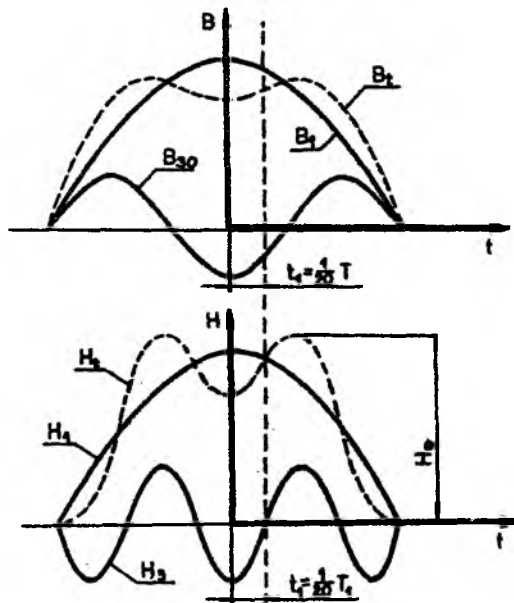
Z uwagi na wysokie wartości indukcji w rdzeniach mnożników magnetycznych prąd stanu jałowego osiąga znaczne wartości (70-90% prądu znamionowego) i w znacznym stopniu decyduje o prądzie pierwotnym w warunkach obciążenia. Wartość prądu magnesującego przesądza o wymiarach uzwojenia pierwotnego. Dla prawidłowego zaprojektowania filtrów kompensujących moc bierną, stosowanych w potrajaczach większych mocy konieczna jest znajomość nie tylko wartości skutecznej odkształconego prądu pierwotnego ale również wartości poszczególnych harmonicznych. W układzie połączeń potrajacza (gwiazda bez przewodu zerowego) w prądzie pierwotnym wystąpią harmoniczne nieparzyste z wyjątkiem harmonicznych tworzących układy kolejności zerowej, a więc 1, 5, 7, 11, itd. Prąd stanu jałowego potrajacza, analogicznie jak w transformatorze może być rozpatrywany jako suma składowej czynnej, reprezentującej straty mocy w uzwojeniu pierwotnym i rdzeniu oraz składowej biernej reprezentującej moc bierną magnesującą. Składowa czynna, zmieniająca się sinusoidalnie z częstotliwością sieciową ma wartość znacznie mniejszą od składowej biernej i praktycznie nie wpływa na wartość skuteczną prądu stanu jałowego. Można ją pominąć. Składowa bierna prądu pierwotnego

jest odkształcona, a o jej wartości skutecznej decyduje pierwsza i piąta harmoniczna, natomiast siódma i wyższe mogą być pominięte [78]. Piąta harmoniczna prądu pierwotnego potrącająca ma w stosunku do pierwszej znak minus, przeciwnie niż jest to w transformatorze jednofazowym. Przyjmując założenia upraszczające takie jak przy wyznaczaniu napięcia prąd magnesujący w stanie jałowym możemy wyznaczyć dysponując charakterystyką magnesowania obwodu $B=f(H)$ dla indukcji B zmieniającej się sinusoidalnie, wymiarami geometrycznymi rdzenia i przekładnią zwojową transformatora potrącająca $\mathcal{V}=z_1/z_2$ oraz charakterystyką $B_{30}=f(B_1)$. Uwzględniając omówione wyżej założenia upraszczające wartości chwilowe indukcji i natężenia pola magnetycznego w obwodzie magnetycznym jednego transformatora potrącająca można zapisać w postaci zależności

$$B_t = B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t \quad (2.14)$$

$$H_t = H_1 \cos \omega t - H_3 \cos 3\omega t \quad (2.15)$$

i zilustrować rysunkami



Rys.2.5. Przebieg indukcji (a) i natężenie pola magnetycznego (b) w obwodzie magnetycznym transformatora potrącająca.

Amplitudy harmonicznych wyznaczmy z równań (2.14) i (2.15) w oparciu o rys. 2.5, dobierając takie czasy t , w których osiągną one swoje ekstrema.

Dla czasu $t=0$

$$B_t = B_1 - B_{30} \quad \text{i} \quad H_t = H_1 - H_5 \quad (2.16)$$

oraz dla czasu $t = \frac{1}{20} T = \frac{\pi}{10}$

$$B_t = B_1 \cos \frac{\pi}{10} - B_{30} \cos \frac{3\pi}{10} ; \quad H_t = H_1 \cos \frac{\pi}{10} \quad (2.17)$$

Przedstawiając charakterystykę magnesowania obwodu omawianą wyżej funkcją zastępczą

$$H = C_1 \operatorname{sh} C_2 B \quad (2.18)$$

wyznaczamy wartości natężenia pola magnetycznego H_1 i H_5 obliczając ich amplitudy dla wybranych czasów.

Dla czasu $t=0$

$$H_t = H_1 - H_5 = C_1 \operatorname{sh} C_2 (B_1 - B_{30}) \quad (2.19)$$

i dla czasu $t = \frac{T}{20} = \frac{\pi}{10}$

$$H_t = H_1 \cos \frac{\pi}{10} = C_1 \operatorname{sh} C_2 (B_1 \cos \frac{\pi}{10} - B_{30} \cos \frac{3\pi}{10}) \quad (2.20)$$

Stąd amplituda pierwszej harmonicznej natężenia pola magnetycznego

$$H_1 = \frac{1}{\cos \frac{\pi}{10}} C_1 \operatorname{sh} C_2 (B_1 \cos \frac{\pi}{10} - B_{30} \cos \frac{3\pi}{10}) \quad (2.21)$$

Amplitudę piątej harmonicznej natężenia pola magnetycznego H_5 obliczamy korzystając ze znanej wartości H_t i obliczonej wartości amplitudy H_1

$$H_5 = H_t - H_1 \quad (2.22)$$

Wartości H_t i H_1 można również odczytać z charakterystyki magnesowania obwodu $B=f(H)$ dla wyznaczonych wartości indukcji

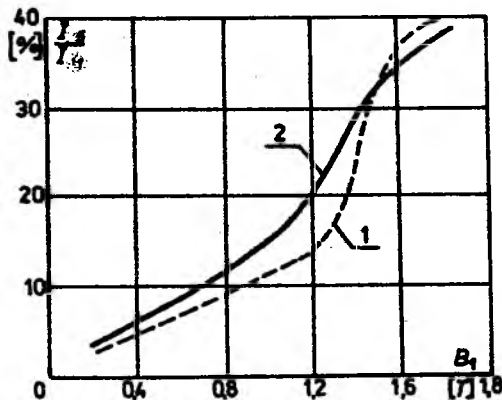
B_t i B_1 . W oparciu o wyznaczone amplitudy harmonicznych natężenia pola możemy wyznaczyć amplitudy harmonicznych prądu magnesującego

$$\hat{I}_1 = \frac{H_1 l}{z_1} \quad (2.23)$$

$$\hat{I}_5 = \frac{H_5 l}{z_1}$$

przy czym: l - długość średnia obwodu magnetycznego transformatora potrójacza
 z_1 - liczba zwojów uzwojenia pierwotnego transformatora potrójacza

Stopień odkształcenia prądu magnesującego zależy od wartości indukcji B_1 co ilustruje rys. 2.6, na którym przedstawiono stosunek amplitud $\hat{I}_5/\hat{I}_1$ obliczonych i wyznaczonych w drodze pomiaru dla modelu potrójacza.



Rys.2.6. Zależność $\hat{I}_5/\hat{I}_1 = f(B_1)$;
 1 - wyniki obliczeń; 2 - wyniki pomiaru.

Wartość skuteczną prądu magnesującego obliczamy sumując poszczególne harmoniczne

$$I_\mu = \sqrt{I_1^2 + I_5^2} \quad (2.24)$$

Amplitudę odkształconego natężenia pola magnetycznego H_0 (rys. 2.5b) wyznaczymy różniczkując równanie (2.15) względem

czasu t . Przyrównując pierwszą pochodną do zera obliczamy argument ωt , dla którego natężenie pola magnetycznego H_t uzyskuje wartość maksymalną

$$\frac{dH_t}{dt} = -H_1\omega \sin\omega t + H_5 5\omega \sin 5\omega t = 0 \quad (2.25)$$

Rozwiązując równanie (2.25) otrzymujemy

$$\omega t = \arcsin \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} \left(5 - \sqrt{\frac{4H_1}{5H_5} + 5} \right)} \quad (2.26)$$

Podstawiając (2.26) do (2.15) otrzymujemy wyrażenie na wartość maksymalną natężenia pola magnetycznego w rdzeniu potrójacza w stanie jałowym

$$H = H_1 \cos \left[\arcsin \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} \left(5 - \sqrt{\frac{4}{5} \frac{H_1}{H_5} + 5} \right)} - \right. \\ \left. + H_5 \cos 5 \left[\arcsin \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2} \left(5 - \sqrt{\frac{4}{5} \frac{H_1}{H_5} + 5} \right)} \right] \right] \quad (2.27)$$

przy czym amplitudy pierwszej H_1 i piątej H_5 natężenia pola magnetycznego wyznaczamy z zależności (2.21) i (2.22).

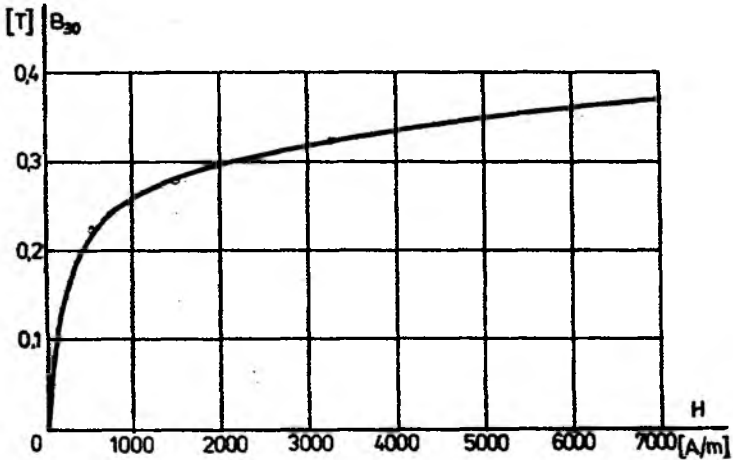
Amplitudę prądu magnesującego potrójacza obliczamy z natężenia pola magnetycznego

$$I_\mu = \frac{Hl}{z_1} \quad (2.28)$$

gdzie: l - średnia długość obwodu magnetycznego

z_1 - liczba zwojów uzwojenia pierwotnego transformatora potrójacza

Wyznaczając w opisany wyżej sposób wartości natężenia pola H i prądu magnesującego I_μ dla odpowiednio dużej liczby punktów znanej charakterystyki $B_{30} = f(B_1)$ budujemy charakterystyki $B_{30} = f(H)$ lub $B_{30} = f(I_\mu)$, (rys. 2.7).

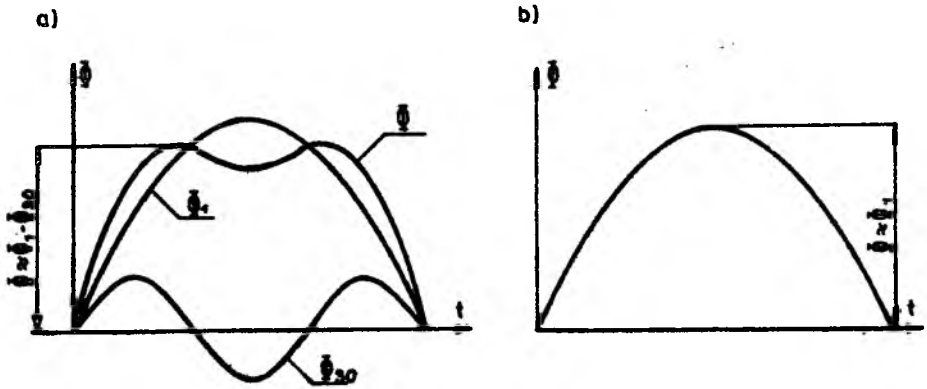


Rys.2.7. Charakterystyka $B_{30}=f(H)$ dla modelu wykonanego z blachy ET.5. [78]

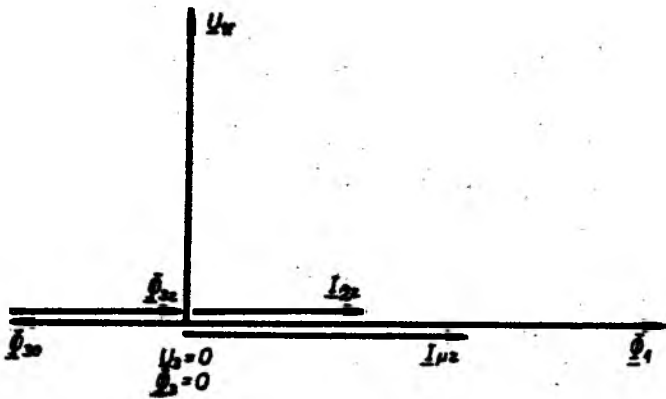
2.3. PRĄD W STANIE ZWARCIA POTRAJACZA

W stanie zwarcia potrajacza częstotliwości, przy zwarcu zacisków wtórnych rdzenie transformatorów są magnesowane przez oba uzwojenia. W uzwojeniach pierwotnych płyną prądy zawierające harmoniczne tworzące symetryczne układy trójfazowe (1,5,7,... itd.) natomiast w uzwojeniach wtórnych układy kolejności zerowej (3,9,15,...itd.). Występowanie w amperozwojach magnesujących wszystkich harmonicznych nieparzystych zapewnia praktycznie sinusoidalne strumienie magnetyczne w rdzeniach transformatorów potrajacza w stanie zwarcia. Odkształcony strumień w stanie jałowym staje się sinusoidalnym po przejściu do stanu zwarcia (rys. 2.8).

Przy pominięciu rezystancji i reaktancji rozproszeniowych prąd zwarcia strony wtórnej (przepływ uzwojenia wtórnego) o potrójonej częstotliwości kompensuje strumień trzeciej harmonicznej $\vec{Q}_3$ występujący w rdzeniu w stanie jałowym (rys. 2.9).



Rys.2.8. Kształt strumienia magnetycznego w rdzeniach transformatorów potrójacza:
 a) w stanie jałowym, b) w stanie zwarcia.



Rys.2.9. Wykres wskazowy potrójacza w stanie zwarcia.

Kompensowanie trzeciej harmonicznej strumienia przez przepływ prądu zwarcia uzwojenia wtórnego powoduje tylko nieznaczny wzrost skutecznej wartości prądu pierwotnego przy przejściu od stanu jałowego do stanu zwarcia. Powyższa jakościowa analiza stanu zwarcia pozwala przyjąć następujące założenia upraszcza-

jące:

- strumień główny w stanie zwarcia jest sinusoidalny i równy co do wartości pierwszej harmonicznej odkształconego strumienia w stanie jałowym;
- prąd magnesujący płynący z sieci zniekształcony jest tylko piątą harmoniczną;
- prąd strony wtórnej jest sinusoidalny o częstotliwości potrojonej w stosunku do pierwszej harmonicznej prądu pierwotnego

Ponadto podobnie jak przy analizie stanu jałowego pomijamy reaktancje i rezystancje uzwojeń. Przy takich założeniach upraszczających możemy wyznaczyć prąd zwarcia strony wtórnej potrafiąc. Korzystając z aproksymacji krzywej magnesowania takiej samej jak przy analizie stanu jałowego możemy przepływ uzwojenia pierwotnego, konieczny do wytworzenia sinusoidalnego strumienia pierwszej harmonicznej Φ_1 , określić równaniem:

$$\hat{I}_{\mu z_1} = l C_1 \sinh C_2 B_1 \sin \omega t \quad (2.29)$$

Przepływ $\hat{I}_{\mu z_1}$ jest zastępczym przepływem ujmującym sumę przepływów uzwojenia pierwotnego i wtórniego. W zastępczym przepływie występują wszystkie harmoniczne nieparzyste, łącznie z harmonicznymi nieparzystymi, tworzącymi układy kolejności zerowej. Poszczególne harmoniczne zastępczego prądu magnesującego wyznaczmy rozwijając funkcję wykładniczą $\sinh B_1 \sin \omega t$ w szereg potęgowy

$$I_{\mu} \frac{z_1}{l C_1} = \frac{C_2 B_1}{1!} \sin \omega t + \frac{(C_2 B_1)^3}{3!} \sin^3 \omega t + \frac{(C_2 B_1)^5}{5!} \sin^5 \omega t + \dots \quad (2.30)$$

Przekształcając otrzymane wyrażenie w szereg Fouriera otrzymamy:

$$\sin^{2k+1} \omega t = 2^{-2k} \sum_{r=0}^k (-1)^r \binom{2k-1}{k-r} \sin(2r+1) \omega t \quad (2.31)$$

Po odpowiednich przeróbkach i uporządkowaniu otrzymuje się wyrażenie:

$$\begin{aligned}
i_{\mu} \frac{z_1}{1C_1} = & \left[\frac{C_2 B_1}{1!} + \frac{3}{4} \frac{(C_2 B_1)^3}{3!} + \frac{5}{8} \frac{(C_2 B_1)^5}{5!} + \dots \right] \sin \omega t + \\
& + \left[\frac{1}{4} \frac{(C_2 B_1)^3}{3!} + \frac{5}{16} \frac{(C_2 B_1)^5}{5!} + \frac{21}{64} \frac{(C_2 B_1)^7}{7!} + \dots \right] \sin 3\omega t + \\
& + \left[\frac{1}{16} \frac{(C_2 B_1)^5}{5!} + \frac{7}{64} \frac{(C_2 B_1)^7}{7!} + \frac{3}{32} \frac{(C_2 B_1)^9}{9!} + \dots \right] \sin 5\omega t \quad (2.32)
\end{aligned}$$

w którym amplitudy harmoniczných nieparzystych są funkcjami Bessela pierwszego rodzaju o argumentie urojonym ($jC_2 B_1$) pomnożonym przez $-j$. Wyrażenie (2.32) możemy również zapisać w postaci

$$\begin{aligned}
i_{\mu} \frac{z_1}{1C_1} = & 2 \left\{ \frac{C_2 B_1}{2} \left[\frac{1}{0!1!} + \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^2 \frac{1}{1!2!} + \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^4 \frac{1}{2!3!} + \dots \right] \sin \omega t + \right. \\
& - \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^3 \left[\frac{1}{0!3!} + \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^2 \frac{1}{1!4!} + \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^4 \frac{1}{2!5!} + \dots \right] \sin 3\omega t + \\
& \left. + \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^5 \left[\frac{1}{0!5!} + \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^2 \frac{1}{1!6!} + \left(\frac{C_2 B_1}{2} \right)^4 \frac{1}{2!7!} + \dots \right] \sin 5\omega t + \right\} \quad (2.33)
\end{aligned}$$

lub

$$i_{\mu} \frac{z_1}{1C_1} = -2j \sum_{r=0}^{\infty} \left[J_{2r+1}(jC_2 B_1) \sin(2r+1)\omega t \right] \quad (2.34)$$

Amplitudę trzeciej harmoniczných prądu magnesującego określa zależność

$$\hat{I}_{\mu 3} = -2j \frac{1C_1}{z_1} J_3(jC_2 B_1) \quad (2.35)$$

a jej wartość skuteczną

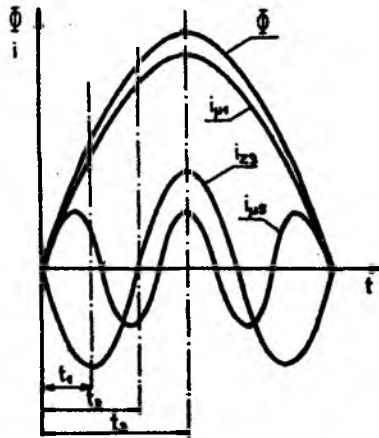
$$I_{\mu 3} = \frac{1C_1}{z_1} \sqrt{2} |(-j)J_3(jC_2 B_1)| \quad (2.36)$$

Odnosząc trzecią harmoniczną do uzwojenia wtórnego prąd zwarcia strony wtórnej wyniesie

$$I_{22} = I_{\mu 3} \frac{z_1}{z_2} \quad (2.37)$$

Prąd zwarcia strony wtórnej jest wielkością bardzo istotną dla analizy obciążalności potrajacza i wyznaczania jego charakterystyk zewnętrznych. Przedstawiony wyżej sposób obliczania prądu zwarcia nie jest jedynym.

Przedstawimy inny sposób [79], który od strony rachunkowej może być wygodniejszy. Przyjmując te same założenia co poprzednio, tzn. w stanie zwarcia strumień magnetyczny jest sinusoidalny, z sieci dopływają pierwsza i piąta harmoniczna prądu, natomiast w uzwojeniu wtórnym płynie tylko trzecia harmoniczna, możemy przebiegi przedstawić jak na rys. 2.10.



Rys.2.10. Przebiegi strumienia, Φ , i prądów $i_{\mu 1}$, $i_{\mu 5}$ oraz i_{z3} w transformatorze magnetycznego potrajacza częstotliwości.

Obierając chwile t_1 , t_2 , t_3 , w których odpowiednie harmoniczne prądu osiągnęły swoje ekstrema określamy dla tych czasów wartości napięcia magnetycznego H_1 .

$$H_{t_1} = \sqrt{2} I_{\mu 1} z_1 \sin \frac{\pi}{6} + \sqrt{2} I_{\mu 5} z_1 \sin 5 \frac{\pi}{6} - \sqrt{2} I_{z3} z_2 \sin 3 \frac{\pi}{6} \quad (2.38)$$

$$H_{t_2} l = \sqrt{2} I_{\mu 1} z_1 \sin \frac{\pi}{3} + \sqrt{2} I_{\mu 5} z_1 \sin 5 \frac{\pi}{3} \quad (2.39)$$

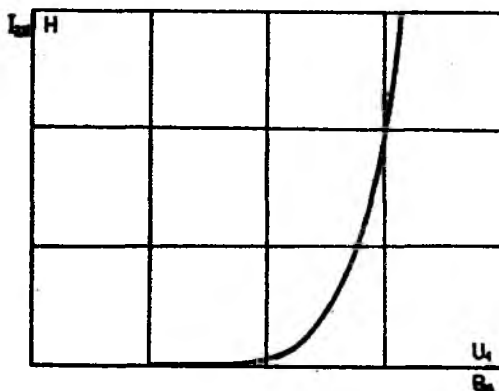
$$H_{t_3} l = \sqrt{2} I_{\mu 1} z_1 \sin \frac{\pi}{2} + \sqrt{2} I_{\mu} z_1 \sin 5 \frac{\pi}{2} - \sqrt{2} I_{z3} z_2 \sin 3 \frac{\pi}{4} \quad (2.40)$$

w których: H_{t_1} , H_{t_2} , H_{t_3} - wartości chwilowe natężenia pola magnetycznego dla czasów t_1 , t_2 , t_3
 l - średnia długość rdzenia
 pozostałe oznaczenia jak poprzednio

Rozwiązując powyższy układ równań (2.38), (2.39), (2.40) otrzymujemy równanie prądu zwarcia strony wtórnej w postaci:

$$I_{z2} = \frac{1}{\sqrt{2} z_2} \left[\frac{1}{3} H_{t_3} - \frac{2}{3} H_{t_1} \right] \quad (2.41)$$

Potrzebne do obliczeń wartości natężenia pola H_{t_1} i H_{t_3} możemy obliczyć z równania aproksymującego (2.9) lub odczytać z charakterystyki magnesowania obwodu H_{t_1} dla indukcji $B_{t_1} = \frac{1}{2} B_1$ a H_{t_3} dla indukcji $B_{t_3} = B_1$. Obydwa sposoby obliczania prądu zwarcia strony wtórnej dają wyniki bardzo zbliżone do siebie i dobrze zgadzające się z wynikami pomiarów [79]. Kształt charakterystyki $I_{z2} = f(U_1)$ magnetycznego potrajacza częstotliwości przedstawiono na rys. 2.11.

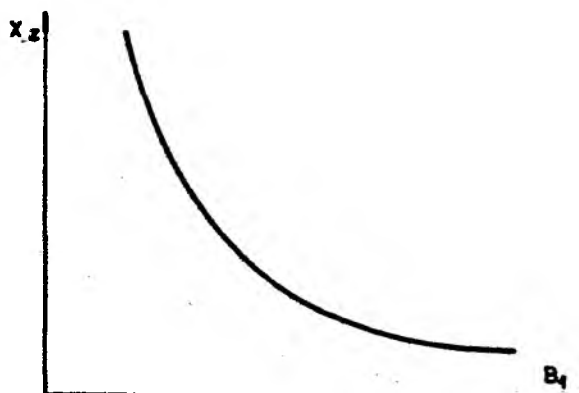


Rys. 2.11. Charakterystyka zwarcia $I_{z2} = f(U_1)$ magnetycznego potrajacza częstotliwości.

Prąd zwarcia w potrajaczu nie jest proporcjonalny do napięcia zasilającego jak w transformatorze i procentowe znamionowe napięcie zwarcia jest mało użyteczne. Pracę magnetycznych potrajaczy realizuje się zwykle przy stosunku I_n/I_z około 0,7. Prąd zwarcia jest dla danego potrajacza bez dodatkowych układów regulacyjnych wielkością stałą i bardzo istotną przy projektowaniu, natomiast napięcie zwarcia mocno zależy od charakteru obciążenia i tym samym nie ma większego znaczenia. Ważną wielkością w analizie stanu zwarcia jest impedancja zwarcia a szczególnie reaktancja

$$X_z = \frac{U_{z0}}{I_{z2}} \quad (2.42)$$

W transformatorach reaktancja zwarcia jest praktycznie stała, natomiast w potrajaczach bardzo zależy od napięcia zasilającego tj. od stanu nasycenia rdzeni.



Rys.2.12. Zależność reaktancji zwarcia od stanu nasycenia rdzeni potrajacza.

Korzystając z zależności (1.4) możemy reaktancję zwarcia wyrazić jako

$$X_z = \frac{3\sqrt{2}\pi f_3 z_2 \dot{I}_z}{I_{z2}} \quad (2.43)$$

W stanie zwarcia strumień wzbudzany przez uzwojenie wtórne kompensuje strumień trzeciej harmonicznej Φ_{30} wytworzonej przez uzwojenie pierwotne w stanie jałowym ($\Phi_{30} \approx \Phi_z$). Strumień Φ_z od prądu zwarcia możemy określić:

$$\Phi_z = \frac{2 I_{z2}}{l} \mu_{3z} S \quad (2.44)$$

gdzie: μ_{3z} - przenikalność magnetyczna rdzenia

l - średnia długość rdzenia

S - przekrój rdzenia

Podstawiając (2.44) do (2.43) otrzymamy zależność na reaktancję zwarcia

$$X_z = 6\pi f_2 \frac{z_2^2}{l} \mu_{3z} S \quad (2.45)$$

w której: f_2 - częstotliwość wtórna (150 Hz)
 z_2 - liczba zwojów uzwojenia wtórnego transformatora potrójacza
 μ_{3z} , l , S - jak w (2.44)

Zależność (2.45) pozwala obliczyć X_z na podstawie danych konstrukcyjnych potrójacza i warunków zasilania (punkt na charakterystyce magnesowania).

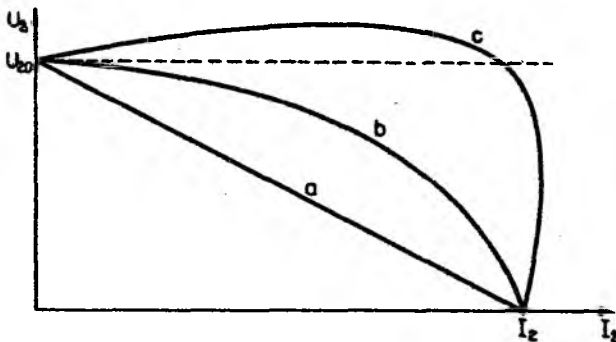
Z uwagi na dużą zmienność X_z jej przydatność w analizie pracy magnetycznych potrójaczy jest ograniczona. Należy stwierdzić, że badania doświadczalne przeprowadzone na modelu magnetycznego potrójacza częstotliwości potwierdziły dużą zgodność wyników uzyskanych przedstawionymi wyżej metodami z pomierzonymi [79].

3. STAN OBCIĄŻENIA

Prąd obciążenia w uzwojeniach wtórnych wzbudza w rdzeniach strumień potrójonej częstotliwości o fazie determinowanej charakterem obciążenia. Strumień ten może trzecią harmoniczną strumienia wzbudzonego przez prąd pierwotny osłabiać bądź wzmacniać zależnie od współczynnika mocy odbiornika. Jakościowa analiza wpływu obciążenia na napięcie wyjściowe potrajacza pozwala stwierdzić, że przy obciążeniu indukcyjnym oddziaływanie strumienia magnetycznego indukowanego przez prąd obciążenia jest rozmagne-sowujące, natomiast przy obciążeniu pojemnościowym wzmacnia strumień wytworzony przez prąd magnesujący. Zjawisko reakcji prądu obciążenia w uzwojeniu wtórnym na trzecią harmoniczną strumienia wytworzonego przez prąd magnesujący uzwojeń pierwotnych powoduje, że napięcie wyjściowe potrajacza silnie zależy od wartości i charakteru obciążenia. Charakterystyka zewnętrzna magnetycznego potrajacza częstotliwości, $U_2=f(I_2)$ przy $U_1=\text{const.}$ i $\cos \varphi_2=\text{const.}$ jest bardzo podatna (miękką), przy czym domagne-sowujące oddziaływanie obciążenia pojemnościowego powoduje jej usztywnienie.

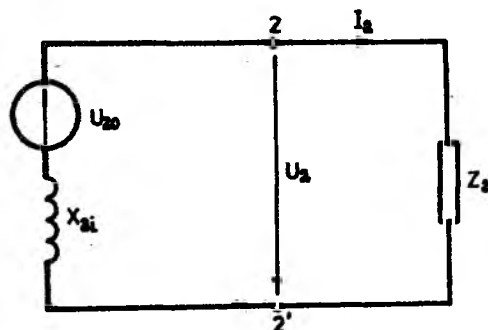
3.1. CHARAKTERYSTYKA ZEWNĘTRZNA

Charakterystyki zewnętrzne $U_2=f(I_2)$ przy $U_1=\text{const.}$ i $\cos \varphi_2=\text{const.}$ przedstawia rys. 3.1.



Rys.3.1. Charakterystyki zewnętrzne magnetycznego potrajacza częstotliwości przy różnych charakterystykach obciążenia, a - charakter indukcyjny, b - czynny ($\cos \varphi = 1,0$), c - pojemnościowy.

Analityczne ujęcie charakterystyk zewnętrznych oraz badanie wpływu różnych czynników na ich kształt jest kłopotliwe z uwagi na trudny do uwzględnienia wpływ oddziaływania obciążenia na kształt i amplitudę strumienia wypadkowego w rdzeniach potrajacza. Przy analizie pracy maszyn elektrycznych i transformatorów charakterystykę zewnętrzną wyznacza się najczęściej na podstawie schematu zastępczego. Schemat zastępczy magnetycznego potrajacza częstotliwości jest mało przydatny do wyznaczania charakterystyki zewnętrznej ze względu na duży wpływ wartości i charakteru obciążenia na wartość indukowanego napięcia U_2 oraz dużą zmienność reaktancji wewnętrznej X_{21} strony wtórnej potrajacza. Schemat zastępczy i odpowiadające mu wykresy wektorowe pozwalają jednak przeprowadzić jakościową analizę wpływu charakteru i wartości obciążenia na zaciskowe napięcie wtórne.



Rys.3.2. Generatorowy schemat zastępczy strony wtórnej potrajacza;

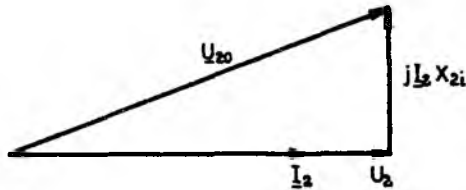
X_{21} - reaktancja wewnętrzna, równa reaktancji zwarcia

Z_2 - impedancja obciążenia (odbiornika).

Zgodnie z przyjętymi wcześniej założeniami upraszczającymi pominięto w schemacie zastępczym rezystancje i reaktancje rozproszenia uzwojeń, a potrajacz przedstawiono jako generator o napięciu stanu jałowego U_{20} i reaktancji wewnętrznej X_{21} równej reaktancji zwarcia. Mechanizm oddziaływania prądu obciążenia I_2 na napięcie wtórne U_2 przy różnych charakterach obciążenia ilustrują wykresy wektorowe podane na rysunkach od 3.3 do 3.7.

Prąd obciążenia I_2 wytwarza strumień oddziaływania strony wtórnej Φ_{2p} , który sumując się z trzecią harmoniczną strumienia głównego stanu jałowego Φ_{30} daje strumień wypadkowy Φ_3 przesunięty w fazie względem strumienia stanu jałowego Φ_{30} o kąt γ . Oddziaływanie strumienia od prądu obciążenia I_2 zależnie od charakteru obciążenia φ_2 i przesunięcia strumieni γ może powodować obniżenie wartości indukowanego napięcia wtórnego przy obciążeniu czynnym i czynno-indukcyjnym, bądź też jego wzrost przy obciążeniu pojemnościowym i czynno-pojemnościowym. W oparciu o wykresy wskazowe można wyznaczyć dla zadanego napięcia wtórnego w stanie jałowym U_{20} , napięcie wtórne U_2 przy zadanym prądzie obciążenia I_2 i jego charakterze φ_2 . Wyznaczymy wszystkie możliwe przypadki obciążenia.

Obciążenie czynne: $Z_0 = R$



Rys.3.3. Wykres wektorowy obwodu wtórnego potrójnika przy obciążeniu czynnym.

Na podstawie rys. 3.3. możemy napisać

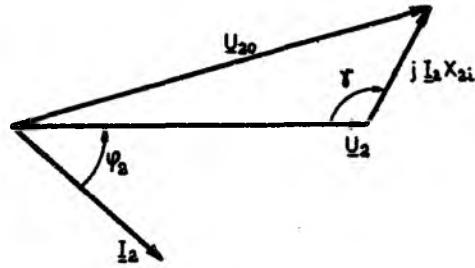
$$U_2 = \sqrt{U_{20}^2 - (I_2 X_{2l})^2} = U_{20} \sqrt{1 - \left(\frac{I_2}{I_{2z}}\right)^2} \quad (3.1)$$

gdzie: U_{20} - napięcie wyjścia w stanie jałowym

U_2 - napięcie wyjściowe przy obciążeniu

Obciążenie czynno-indukcyjne: $Z_0 = R_0 + jX_0$

Obciążenie czynno-indukcyjne w praktyce występuje najczęściej.



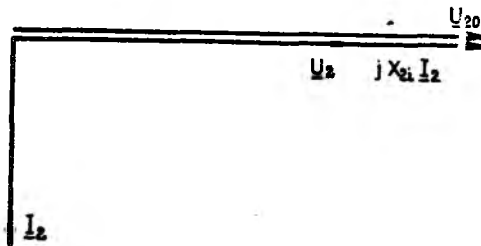
Rys.3.4. Wykres wektorowy obwodu wtórnego potrójacza przy obciążeniu czynno-indukcyjnym.

$$U_{20}^2 = U_2^2 + [X_{2i}I_2]^2 - 2X_{2i}U_2I_2\cos\varphi_2 \quad (3.2)$$

Przyjmując, że $X_{2i}=X_z$ oraz $X_z=U_{20}/I_{2z}$ otrzymamy

$$U_2 = U_{20} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{I_2}{I_{2z}}\right)^2 \cos^2 \varphi_2} - \frac{I_2}{I_{2z}} \sin \varphi_2 \right] \quad (3.3)$$

Obciążenie indukcyjne : $Z_o = jX_o$

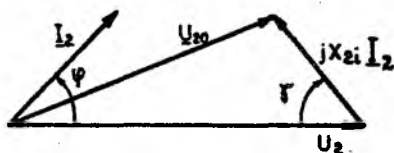


Rys.3.5. Wykres wektorowy obwodu wtórnego przy obciążeniu indukcyjnym.

$$U_2 = U_{20} \left(1 - \frac{I_2}{I_{2z}} \right) \quad (3.4)$$

Obciążenie czynno-pojemnościowe: $Z_o = R_o - jX_o$

Obciążenie czynno-pojemnościowe występuje w praktyce przy zasilaniu ozonatorów oraz może wystąpić przy przekompensowaniu odbiorników czynno-indukcyjnych.



Rys.3.6. Wykres wektorowy obwodu wtórnego przy obciążeniu czynno-pojemnościowym.

$$U_2 = U_{20} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{I_2}{I_{2z}} \right)^2 \cos^2 \varphi_2} + \frac{I_2}{I_{2z}} \sin \varphi_2 \right] \quad (3.5)$$

Przy obciążeniu czynno-pojemnościowym spadek napięcia na reaktancji wewnętrznej potrajać może powiększać napięcie na zaciskach wyjściowych potrajać do wartości przekraczającej napięcie stanu jałowego U_{20} . Dla stanu zwarcia ($I_2 = I_{2z}$) napięcie U_2 może mieć wartość równą zero lub równą $2U_{20} \sin \varphi_2$.

Obciążenie pojemnościowe: $Z_0 = -jX_0$

Takie obciążenie w praktyce występuje bardzo rzadko.

Przy kompensacji równoległej odbiorników czynno-indukcyjnych, np. nagrzewnic indukcyjnych stosuje się kompensację równoległą kondensatorami. W przypadku zaistnienia awaryjnej przerwy w nagrzewnicy z nieodłączonym kondensatorem kompensującym powstanie przypadek obciążenia praktycznie pojemnościowego. Wystąpi znaczny wzrost napięcia U_2 .

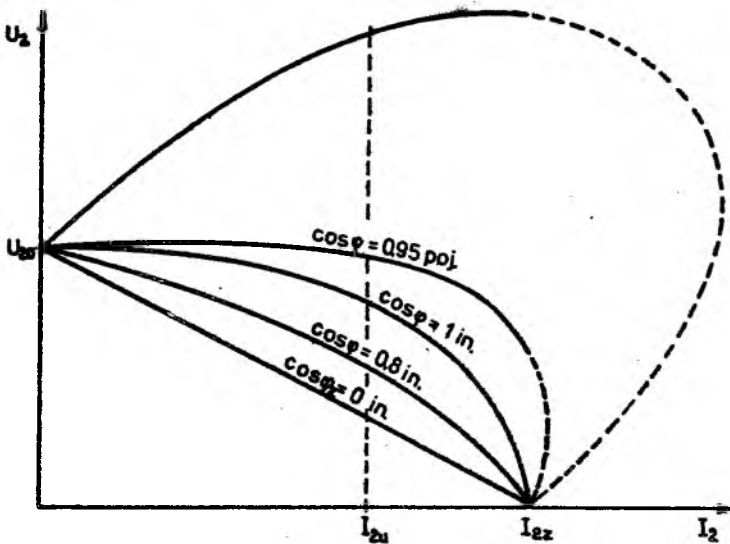


Rys.3.7. Wykres wektorowy obwodu wtórnego przy obciążeniu pojemnościowym.

Dla przyjętych założeń: ($X_{21}=X_{22}=\text{const}$) napięcie wtórne osiągnie dla stanu zwarcia wartość

$$U_2 = 2U_{20}\sin\varphi_2 \approx 2U_{20} \quad (3.6)$$

W rzeczywistości napięcie nie osiągnie podwojonej wartości napięcia stanu jałowego niemniej może wzrosnąć znacznie ponad wartość znamionową. Powyższe rozważania pozwalają przedstawić charakterystyki zewnętrzne $U_2=f(I_2)$ przy różnych charakterach obciążenia (Rys. 3.8)



Rys.3.8. Charakterystyki zewnętrzne magnetycznego potrajacza częstotliwości dla różnych charakterów obciążeń ($X_{21}=X_{22}=\text{const}$; $U_1=\text{const}$).

Przebieg charakterystyk bardzo zależy od charakteru obciążenia. Przy nieznacznym przekompensowaniu pojemnościowym ($\cos\varphi_2=0,95$ ppj.) uzyskuje się praktycznie sztywną charakterystykę zewnętrzną.

Opisany wyżej sposób wyznaczania charakterystyk zewnętrznych pozwala analizować pracę potrajacza przy dowolnym obciążeniu i dowolnym jego charakterze. Z uwagi na dużą zmienność reakcji wewnętrznej X_{21} dokładność wyznaczania charakterystyki ze-

wewnętrznej $U_2=f(I_2)$ przy $U_2=\text{const}$ i $\cos \varphi_2=\text{const}$ jest stosunkowo mała. Dla prądów I_2 bliskich prądu zwarcia I_z reaktancja wewnętrzna X_{21} stosunkowo mało różni się od reaktancji zwarcia X_z i dokładność wyznaczania jest dość duża, natomiast dla małych obciążeń, bliskich stanu jałowego reaktancja znacznie rośnie i z obliczeń otrzymamy zawyżone wartości napięcia U_2 . Poprawę dokładności wyznaczania napięcia wtórnego można uzyskać uzmienniając reaktancję X_{21} , przedstawiając ją jako funkcję prądu obciążenia $X_2=f(I_2)$, przy $B_1=\text{const}$. Reaktancja wewnętrzna X_{21} odwzorowuje oddziaływanie prądu obciążenia na wartość indukowanej siły elektromotorycznej E_3 poprzez strumień Φ_{31} . W stanie zwarcia przy założeniu braku rezystancji i reaktancji uzwojeń strumień Φ_{31} całkowicie kompensuje strumień Φ_{30} . Zmiana stosunku tych strumieni odpowiada zmianie reaktancji wewnętrznej X_{21} , co możemy zapisać:

$$X_{21} = X_z \frac{\Phi_{30}}{\Phi_{31}} = X_z \frac{U_{20}}{U_{21}} \quad (3.7)$$

U_{21} - zmniejszenie napięcia wyjściowego

Napięcie U_{21} jest to wartość napięcia wyjściowego o jaką zmieni się napięcie U_{20} wskutek oddziaływania prądu obciążenia I_2 i możemy je interpretować jako spadek napięcia na reaktancji wewnętrznej X_{21} czyli

$$U_{21} = X_{21} I_z \quad (3.8)$$

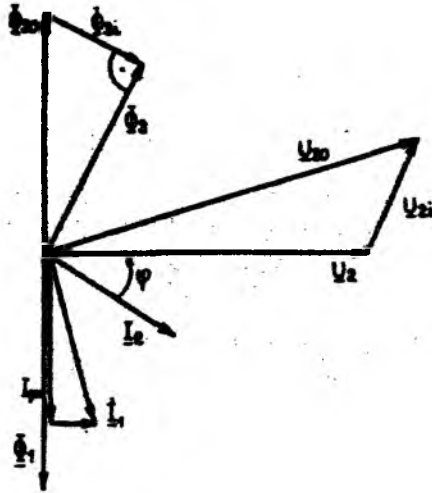
Zapisując reaktancję zwarcia jako

$$X_z = \frac{U_{20}}{I_{2z}} \quad (3.9)$$

oraz uwzględniając (3.7) otrzymamy na U_{21} wyrażenie:

$$U_{21} = U_{20} \sqrt{\frac{I_z}{I_{2z}}} \quad (3.10)$$

Wzajemne związki pomiędzy napięciami prądami i strumieniami dla przypadku obciążenia czynno-indukcyjnego przedstawia wykres wektorowy (Rys. 3.9).



Rys.3.9. Oddziaływanie prądu obciążenia przy odbiorniku czynno-indukcyjnym.

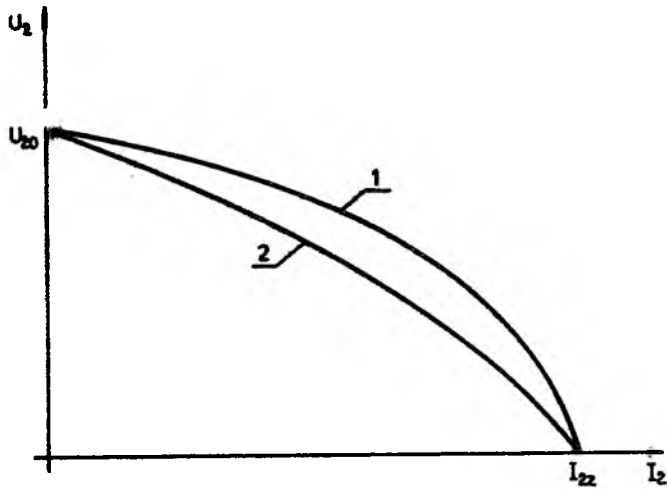
Na podstawie wykresu (rys. 3.9) możemy dla obwodu wtórnego z obciążeniem czynno-indukcyjnym napisać:

$$(U_2 \cos \varphi_2)^2 + (U_{2i} + U_2 \sin \varphi_2)^2 = U_{20}^2 \quad (3.11)$$

Uwzględniając (3.10) otrzymamy równanie określające napięcie wyjściowe przy zmiennej reaktancji wewnętrznej X_{2i}

$$U_2 = U_{20} \sqrt{1 - \frac{I_2}{I_{20}} (\cos^2 \varphi_2 - \sin^2 \varphi_2)} \quad (3.12)$$

Charakterystyka zewnętrzna $U_2=f(I_2)$ przy $U_1=\text{const.}$ i $\cos \varphi_2=\text{const.}$ będzie przebiegać poniżej charakterystyki wyznaczonej przy $X_{2i}=\text{const.}$ z równania (3.3) i będzie bardziej zgodna z wynikami eksperymentalnymi [117], [122]. Na rys. 3.10 przedstawiono charakterystyki przy $X_{2i}=\text{const.}$ oraz przy zmiennym X_{2i} . Analogicznie postępując jak dla obciążenia czynno-indukcyjnego możemy napisać równania napięcia wtórnego $U_2=f(I_2)$ przy $X_{2i}=f(I_2)$ dla innych charakterów obciążenia:



Rys.3.10. Porównanie charakterystyk zewnętrznych potrająca dla obciążenia czynno-indukcyjnego;
1 - dla $X_{21} = \text{const}$; 2 - $X_{21} = f(I_2)$.

Obciążenie czynne: $Z_o = R_o$; $\cos \varphi_2 = 1$

$$U_2 = U_{20} \sqrt{1 - I_2 / I_{2z}} \quad (3.13)$$

Obciążenie indukcyjne: $Z_o = jX_o$; $\cos \varphi_2 = 0_{\text{ind}}$.

$$U_2 = U_{20} \left(1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_{2z}}} \right) \quad (3.14)$$

Obciążenie czynno-pojemnościowe: $Z_o = R_o - jX_o$

$$U_2 = U_{20} \sqrt{1 - \frac{I_2}{I_{2z}} (\cos^2 \varphi_2 + \sin^2 \varphi_2)} \quad (3.15)$$

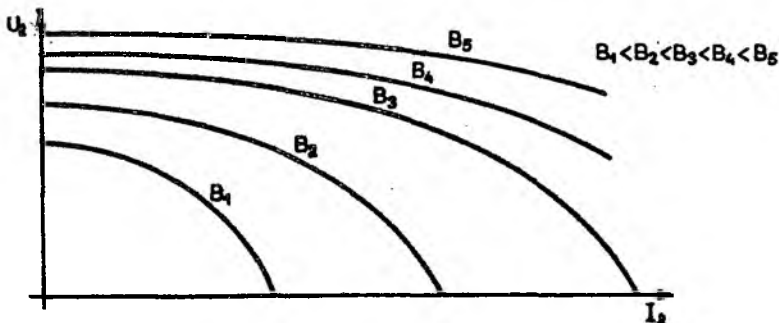
Obciążenie pojemnościowe: $Z_o = -jX_o$; $\varphi_2 = 0_{\text{poj}}$.

$$U_2 = U_{20} \left(1 + \sqrt{\frac{I_2}{I_{2z}}} \right) \quad (3.16)$$

Charakterystyki zewnętrzne dla obciążenia czynnego, czynno-indukcyjnego i indukcyjnego przy zmiennej reaktancji wewnętrznej

$X_{21}=f(I_2)$ będą przebiegać poniżej charakterystyk wyznaczonych dla stałej reaktancji ($X_{21}=\text{const.}$). Dla obciążenia czynno-pojemnościowego i pojemnościowego strumień od prądu obciążenia $\vec{I}_{31}$ będzie wzmacniał strumień główny $\vec{I}_{30}$ i charakterystyki przy zmiennej reaktancji wewnętrznej ($X_{21}=f(I_2)$) będą przebiegać poniżej charakterystyki dla wyznaczonych przy stałej reaktancji wewnętrznej ($X_{21}=\text{const.}$).

Powyższą analizę przebiegu charakterystyki zewnętrznej $U_2=f(I_2)$ przeprowadziliśmy przy stałym napięciu zasilania U_1 i odpowiadającej mu indukcji B_1 . Charakterystyka zewnętrzna jest wyznaczona przede wszystkim przez napięcie wtórne w stanie jałowym U_{20} i prąd zwarcia I_{2z} . Wielkości te zależą od trzeciej harmonicznej indukcji B_3 , której wartość warunkuje kształt krzywej magnesowania magnetowodu potrajacza. Dla danego rdzenia przebieg charakterystyki zależęć będzie przede wszystkim od stopnia nasycenia rdzenia czyli od indukcji B_1 . Trzecia harmoniczna indukcji B_3 rośnie ze wzrostem indukcji B_1 , dla wyższych nasyczeń otrzymamy wyższe napięcie wtórne U_{20} i większą wartość prądu zwarcia I_{2z} , charakterystyka zewnętrzna będzie bardziej zbliżona do charakterystyki zewnętrznej transformatora. Podwyższanie indukcji w obszarze dużych nasyczeń wiąże się jednak z szybkim wzrostem prądu magnesującego i strat mocy w rdzeniu i nie może być dowolnie powiększana. Rodzinę charakterystyk zewnętrznych $U_2=f(I_2)$ dla obciążenia czynno-indukcyjnego o stałym współczynniku mocy ($\cos \varphi_2=\text{const}$) przy różnych indukcjach B_1 przedstawiono na rys. 3.11.



Rys.3.11. Charakterystyki zewnętrzne potrajacza przy różnych nasyceniach rdzeni dla obciążenia czynno-indukcyjnego.

Przy danym nasyceniu stali magnetycznych i określonym współczynniku mocy obciążenie kształt charakterystyki zewnętrznej $U_2=f(I_2)$ jednoznacznie określa największą moc wyjściową potrająca. W transformatorowych potrającach częstotliwości przeznaczonych do zasilania pieców i nagrzewarek indukcyjnych [57], [91], nagrzewarek oporowych [81]; zgrzewarek, należy dążyć do wykorzystania ich największych mocy przechodnych. Jest to szczególnie ważne w piecach i nagrzewarkach indukcyjnych, w których wzбудnik jest zazwyczaj trwale połączony z mnożnikiem częstotliwości i stan jałowy w normalnej eksploatacji nie występuje. W zastosowaniu do zasilania silników indukcyjnych przy wyborze punktu pracy na charakterystyce zewnętrznej potrająca należy uwzględnić dopuszczalną dla nich zmianę napięcia i warunki rozruchu [82]. Z powyższego wynika, że wymagana charakterystyka zewnętrzna $U_2=f(I_2)$ oraz charakterystyka magnesowania obwodu $B=f(H)$ stanowią punkt wyjścia w projektowaniu magnetycznych mnożników częstotliwości.

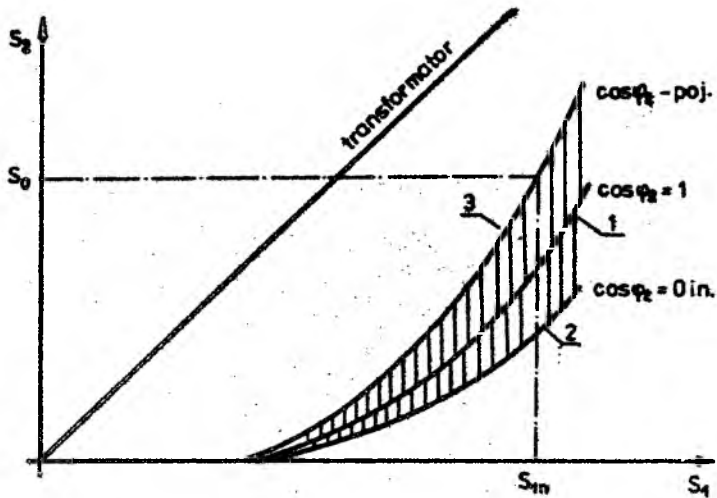
3.2. MOC WYJŚCIOWA

W transformatorze dwuuzwojeniowym w stanie obciążenia moc pozorna uzwojenia pierwotnego i wtórnego jest jednakowa niezależnie od charakteru obciążenia. W magnetycznym potrającu, ze względu na dużą moc bierną magnesującą, konieczną do wytwarzania stanu nasycenia moc pozorna uzwojenia pierwotnego S_1 jest dwa do trzech razy większa od mocy uzwojenia wtórnego S_2 . Ponadto moc strony wtórnej, którą będziemy nazywać mocą wyjściową albo mocą przenoszoną znacznie zależy od charakteru obciążenia i zdefiniowanie jej jako iloczyn napięcia i prądu

$$S_2 = U_2 I_2 \quad (3.17)$$

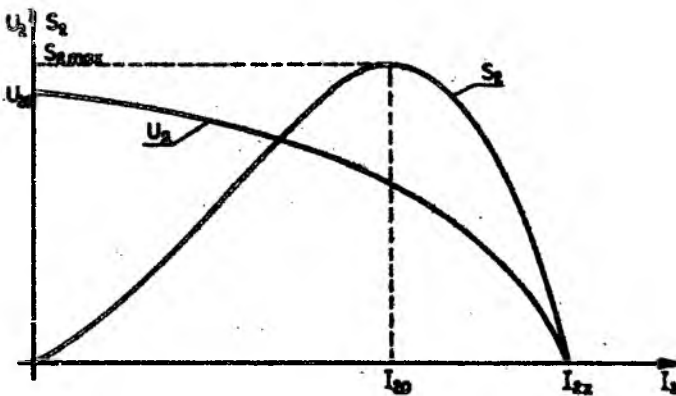
jest niewystarczające. Przy tej samej mocy po stronie pierwotnej moc S_2 może mieć różne wartości, zależnie od charakteru obciążenia (rys. 3.13).

Analizę stanu obciążenia prowadzić będziemy w zasadzie dla obciążenia czynnego ($\cos \varphi_2=1$) i moc strony wtórnej S_2 będzie wtedy jednoznacznie określona. Należy jednak uwzględnić, że moc



Rys.3.13. Moc pozorna potrajacza.

S_2 nie będzie monotonicznie rosnąć ze wzrostem prądu I_2 do prądu I_{2z} , ponieważ charakterystyka zewnętrzna $U_2=f(I_2)$ jest bardzo podatna. Moc pozorna $S_2=f(I_2)$ po osiągnięciu swojego maximum maleje do zera przy prądzie zwarcia I_{2z} .



Rys.3.14. Moc wyjściowa potrajacza przy $\cos \varphi_2=1$ i stałym napięciu zasilania U_1 .

Jest pożądane, aby pracę magnetycznego potrajacza realizować przy maksymalnej mocy S_{2max} , bowiem wykorzystanie materiałów czynnych będzie największe. Wartość maksymalna mocy S_{2max} zależy od charakteru obciążenia i jest najniższa przy obciążeniu

indukcyjnym a największa przy pojemnościowym. Moc $S_{2\max}$ nie może osiągać wartości dowolnie dużych, bowiem wartość napięcia U_2 nie może przekroczyć wartości dopuszczalnej ze względów izolacyjnych, a prąd I_2 nie może przekroczyć dopuszczalnych gęstości w uzwojeniu. W prowadzonych tu rozważaniach nie będziemy uwzględniać powyższych ograniczeń. Moc $S_{2\max}$ zmienia się w szerokich granicach i nie jest wygodna do porównań w analizie stanu obciążenia. Prąd zwarcia potrająca I_{2z} jest większy od prądu znamionowego I_{2n} , który powinien mieć wartość bliską prądowi I_{20} przy maksymalnej mocy. Napięcie wyjściowe U_2 przy stabilnej pracy nie powinno zbyt dużo przekraczać napięcia stanu jałowego U_{20} . Biorąc pod uwagę powyższe granice wprowadzimy pojęcie mocy granicznej albo mocy odniesienia potrająca:

$$S_{2r} = U_{20} I_{2z} \quad (3.18)$$

Moc wyjściowa potrająca S nie powinna być w zasadzie wyższa od mocy odniesienia S_{2r} . Korzystając z charakterystyk zewnętrznych $U_2 = f(I_2)$ wyznaczonych w p. 3.1 wyznaczmy prądy I_2 przy których moc wyjściowa S_2 osiąga wartość maksymalną $S_{2\max}$. Przy obciążeniu czynnym i stałej reaktancji wewnętrznej, charakterystyka zewnętrzna $U_2 = f(I_2)$ opisana jest równaniem (3.) i moc S_2 wyraża się równaniem:

$$S_2 = U_2 I_2 = U_{20} I_2 \sqrt{1 - \left(\frac{I_2}{I_{2z}}\right)^2} \quad (3.19)$$

Prąd I_2 , przy którym moc wyjściowa S_2 osiągnie wartość maksymalną wyznaczmy przyrównując pochodną S_2 mocy względem I_2 do zera

$$\frac{dS_2}{dI_2} = U_{20} \frac{1 - 2\left(\frac{I_2}{I_{2z}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{I_2}{I_{2z}}\right)^2}} = 0 \quad (3.20)$$

Rozwiązaniem powyższego równania jest

$$I_2 = I_{2m} = \frac{I_{2z}}{\sqrt{2}} \approx 0,7 I_{2z} \quad (3.21)$$

Przy obciążeniu czynnym maksymalną moc wyjściową potrajacz osiągnie przy prądzie równym 70% prądu zwarcia. Moc maksymalna wyniesie

$$S_{2m} = U_2 I_{2m} = U_{20} \sqrt{1 - \left(\frac{I_2}{I_{2m}}\right)^2} \frac{I_{2z}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{20} I_{2z}}{2} \quad (3.22)$$

Moc maksymalna S_{2m} osiągnie więc przy obciążeniu czynnym i stałej reaktancji wewnętrznej X_{21} połowę mocy odniesienia S_{2r}

$$S_{2m} = \frac{U_{20} I_{2z}}{2} = \frac{S_{2r}}{2} \quad (3.23)$$

Przy zmiennej reaktancji wewnętrznej X_{21} wg (3.7) maksimum mocy S_2 dla obciążenia czynnego wystąpi przy prądzie

$$I_{2m} = \frac{2}{3} I_{2z} \quad (3.24)$$

a więc nieco niższym niż dla reaktancji zwarcia.

Postępując podobnie jak dla obciążenia czynnego określimy prąd I_{2m} , przy którym występuje maksimum mocy pozornej S_{2m} dla obciążenia czynno-indukcyjnego oraz czynno-pojemnościowego przy reaktancji X_{2z} stałej i zmiennej X_{21} .

Obciążenie czynno-indukcyjne;

- reaktancja wewnętrzna stała X_{2z}

$$I_{2m} = I_{2z} \frac{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi_2}}{\sqrt{2 \cos \varphi_3}} \quad (3.25)$$

- reaktancja wewnętrzna zmienna X_{21}

$$I_{2m} = I_{2z} \frac{3 + \cos^2 \varphi_2 - \sqrt{9 + \cos^4 \varphi_2 - 10 \cos^2 \varphi_2}}{6 \cos^2 \varphi_2} \quad (3.26)$$

Obciążenie czynno-pojemnościowe;

- reaktancja wewnętrzna stała X_{2z}

$$I_{2m} = I_{2z} \frac{\sqrt{1 + \sin \varphi_2}}{\sqrt{2} \cos \varphi_2} \quad (3.27)$$

- reaktancja wewnętrzna zmienna X_{2i}

$$I_{2m} = I_{2z} \frac{3 + \cos^2 \varphi_2 + \sqrt{9 + \cos^4 \varphi_2 - 10 \cos^2 \varphi_2}}{6 \cos \varphi_2} \quad (3.28)$$

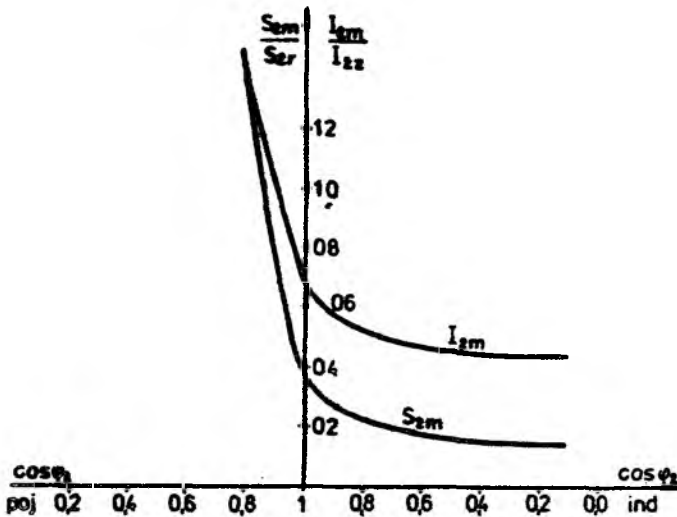
Zależności (3.24) do (3.28) pozwalają określić prąd I_{2m} , przy którym wystąpi maksimum mocy wyjściowej S_2 , dla dowolnego charakteru obciążenia, a tym samym wyznaczyć wartość maksymalną mocy pozornej dla tych warunków pracy potrójacza. Wyniki obliczeń prądu, przy którym moc wyjściowa osiąga wartość maksymalną I_{2m} odniesiono do prądu zwarcia I_{2z} oraz moc maksymalną S_{2m} odniesioną do mocy granicznej S_{2r} dla różnych współczynników mocy podano w tabelicy 3.1.

Tabl.3.1. Maksymalna moc wyjściowa.

Obciążenie	Czynno-indukcyjne			Czynne	Czynno-pojemnościowe		
$\cos \varphi$	0,2	0,6	0,8	1,0	0,9	0,8	0,7
I_{2m}/I_{2z} (X_{2z})	0,50	0,53	0,56	0,71	0,94	1,12	1,32
I_{2m}/I_{2z} (X_{2i})	0,46	0,47	0,50	0,67	1,03	1,40	1,90
S_{2m}/S_{2r} (X_{2i})	0,15	0,17	0,20	0,38	0,88	1,45	2,36
P_{2m}/S_{2r} (X_{2i})	0,03	0,10	0,16	0,38	0,80	1,15	1,65

Na podstawie wyników obliczeń zestawionych w tab. 3.1 możemy stwierdzić, że zmiana reaktancji oddziaływania obciążenia X_{2i} powoduje zmniejszenie prądu I_{2m} , przy którym moc wyjściowa jest największa S_{2m} , średnio o około 10%. Moc wyjściowa mnożnika zależy od charakteru obciążenia może zmieniać swoją wartość kilkanaście razy. Wzrost mocy S_{2m} powyżej mocy odniesienia S_{2r} przy obciążeniu pojemnościowym należy traktować tylko jako po-

tencjonalną możliwość jej uzyskania. Przetwarzanie takiej mocy wymaga odpowiednich uzwojeń dopuszczających znaczny wzrost napięcia U_2 ponad napięcie stanu jałowego U_{20} oraz prąd większy od prądu zwarcia I_{2z} , a ponadto rozwiązania problemu stabilnej pracy. Wpływ charakteru obciążenia na moc maksymalną przy stałej indukcji nasycenia przedstawiono na rys. 3.15.



Rys.3.15. Wpływ charakteru obciążenia na wartość prądu I_{2m}/I_{2z} i mocy maksymalnej S_{2m}/S_{2r} .

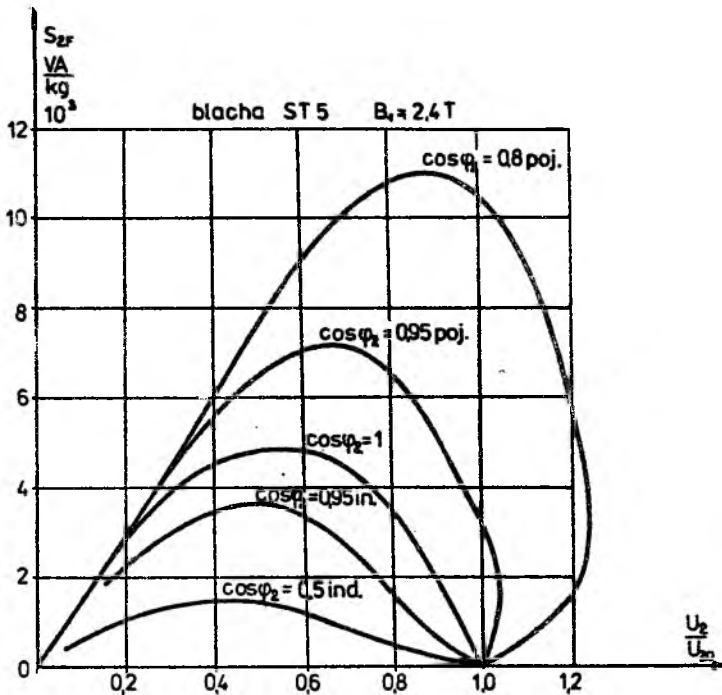
Przy obciążeniu czynnym maksymalna moc S_{2m} wynosi około 0,4 mocy odniesienia ($0,4 S_{2r}$). Przy obciążeniu czynno-indukcyjnym moc S_{2m} maleje stosunkowo wolno, by dla $\cos \varphi_2 = 0,2$ osiągnąć $0,15 S_{2m}$. Dla obciążeń czynno-pojemnościowych moc bardzo zależy od współczynnika mocy i dla $\cos \varphi_2 = 0,9$ osiąga moc odniesienia S_{2r} . Tak szybki wzrost maksymalnej mocy pozornej S_{2m} od współczynnika mocy $\cos \varphi_2$ wskazuje na dużą skuteczność pojemnościowej kompensacji obciążeń czynno-indukcyjnych. W praktyce stosuje się kompensację równoległą przy dużych mocach i większych $\cos \varphi_2$ oraz szeregową dla odbiorników małej mocy o niskim $\cos \varphi_2$. Przy odbiornikach o charakterze czynno-pojemnościowym, np. ozonatorach, można uzyskać dużą wartość mocy wyjściowej oraz zmniejszenie prądu magnesującego.

Maksymalną moc pozorną strony wtórnej S_{2m} określają zjawiska zachodzące w rdzeniu magnetycznym i można ją odnosić do masy stali magnetowodu [31]. Przyjmując, że masa rdzenia jest równa iloczynowi średniej długości linii pola l_{sr} i przekroju S_{Fe} gęstość mocy w rdzeniu S_{2F} wyniesie

$$S_{2F} = \frac{S_{2m}}{l_{sr} S_{Fe} g k_i} \quad (3.29)$$

gdzie: S_{2F} - gęstość mocy w rdzeniu
 g - ciężar właściwy stali
 k_i - współczynnik wypełniania przekroju żelazem

Gęstość mocy S_{2F} dla podobnych konstrukcji potrajaży jest miarą wykorzystania materiału i może być użyteczna przy obliczaniu i projektowaniu tych urządzeń.

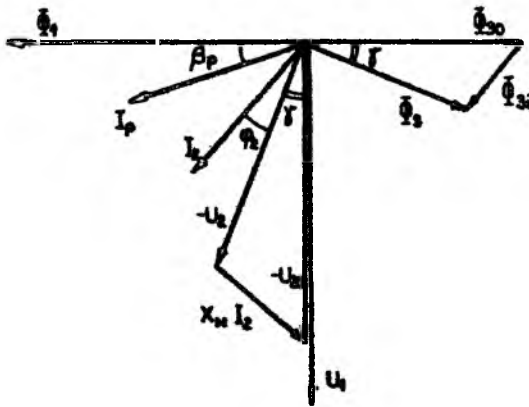


Rys.3.16. Gęstość mocy w rdzeniu potrajaży przy stałym napięciu zasilania U_1 i różnym charakterze obciążenia.

3.3. PRĄD PIERWOTNY

Prąd pierwotny w stanie obciążenia decyduje o przekroju uzwojeń pierwotnych, stratach mocy oraz współpracy z siecią zasilającą. Istotna jest tu znajomość nie tylko wartości skutecznej ale również kształtu czyli wartości poszczególnych harmonicznych. O wartości prądu pierwotnego i jego harmonicznych decyduje kształt charakterystyki magnesowania rdzenia, poziom nasycenia, wartość i charakter obciążenia.

W stanie obciążenia o indukcji w rdzeniu decyduje wypadkowy przepływ od prądów w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym, przy czym faza trzeciej harmonicznej strumienia od prądu obciążenia jest warunkowana współczynnikiem mocy obciążenia $\cos \varphi_3$ i strumień wypadkowy $\vec{\Phi}_3$ jest przesunięty względem strumienia $\vec{\Phi}_{30}$ o kąt δ .



Rys.3.17. Wykres wektorowy transformatora z układu magnetycznego potrójnego przy obciążeniu czynno-indukcyjnym.

Aproksymując krzywą indukcji $B=f(H)$ funkcją hiperboliczną (1.8) możemy związki pomiędzy prądami pierwotnymi, wtórnymi oraz indukcjami w rdzeniach określić na podstawie prawa przepływu równaniem:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i'_1 \\ i'_2 \\ i'_2 \end{bmatrix} = \frac{C_1 l_{st}}{Z_1} \begin{bmatrix} \text{sh} C_2 B_A \\ \text{sh} C_2 B_B \\ \text{sh} C_2 B_C \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

w którym oznaczono:

- i_A, i_B, i_C - wartości chwilowe prądów pierwotnych
- i'_2 - prąd obciążenia przeliczony na stronę pierwotną
- l_{gr} - średnia długość drogi strumienia w rdzeniu
- Z_1 - liczba zwojów uzwojenia pierwotnego
- C_1, C_2 - współczynniki aproksymacji

Prądy pierwotne potrójaczą określają zależności:

$$\begin{aligned} i_A &= \hat{I}_1 \cos(\omega t + \beta_1) + \hat{I}_5 \cos(5\omega t + \beta_5) + \hat{I}_7 \cos(7\omega t + \beta_7) + \dots \\ i_B &= \hat{I}_1 \cos(\omega t + \beta_1 - \frac{2}{3}\pi) + \hat{I}_5 \cos(5\omega t + \beta_5 + \frac{2}{3}\pi) + \hat{I}_7 \cos(7\omega t + \beta_7 - \frac{2}{3}\pi) + \dots \\ i_C &= \hat{I}_1 \cos(\omega t + \beta_1 + \frac{2}{3}\pi) + \hat{I}_5 \cos(5\omega t + \beta_5 - \frac{2}{3}\pi) + \hat{I}_7 \cos(7\omega t + \beta_7 - \frac{2}{3}\pi) + \dots \end{aligned} \quad (3.31)$$

Prąd obciążenia sprowadzony do strony pierwotnej (wejścia) wyznacza równanie:

$$i'_2 = \frac{Z_2}{Z_1} i_2 = \frac{Z_2}{Z_1} \hat{I}_2 \cos(3\omega t + \beta_3) \quad (3.32)$$

Indukcję w rdzeniach poszczególnych transformatorów potrójaczą określają równania:

$$\begin{aligned} B_A &= B_1 \cos \omega t - B_3 \cos(3\omega t - \gamma) \\ B_B &= B_1 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) - B_3 \cos(3\omega t - \gamma) \\ B_C &= B_1 \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) - B_3 \cos(3\omega t - \gamma) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Rozwiązując równania (3.30) dla określonych warunków pracy potrójaczą z uwzględnieniem równań (3.31), (3.32) i (3.33) wyznaczamy amplitudy i fazy poszczególnych harmonicznych prądów na wejściu potrójaczą.

Znając amplitudy harmonicznych możemy wyznaczyć wartości skuteczne prądów. Kąt przesunięcia fazowego strumienia trzeciej harmonicznej $\vec{B}_3$ przy obciążeniu o współczynniku mocy $\cos \varphi_2$ względem strumienia trzeciej harmonicznej w stanie jałowym $\vec{B}_{30}$ zależy od obciążenia.

Na podstawie wykresu (rys. 3.17)

$$\gamma = \pm \arccos\left(\frac{U_2}{U_{20}} \cos \varphi_2\right) - \varphi_2 \quad (3.34)$$

przy czym znak + dla $|\gamma| \geq |\varphi_2|$
a znak - dla $|\gamma| \leq |\varphi_2|$

Amplitudy harmoniczných prądów $\hat{I}_1, \hat{I}_5, \hat{I}_7$ i kąty przesunięcia fazowego $\beta_1, \beta_5, \beta_7 \dots$ są określone przez prąd obciążenia i_2 oraz pierwszą i trzecią harmoniczną indukcji w rdzeniu. Znaając amplitudę i fazę prądu obciążenia i_2 , długość obwodów magnetycznych l_{gr} , liczby zwojów z_1 i z_2 oraz charakterystykę magnesowania rdzenia możemy z równań (3.30), (3.31), (3.32) i (3.33) wyznaczyć wartości chwilowe prądów pierwotnych. Ponieważ prądy pierwotne tworzą symetryczne układy trójfazowe, wyznaczmy prąd tylko jednej fazy.

Uwzględniając związki:

$$\operatorname{sh}(z \cos \alpha) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \cos(2k+1)\alpha \quad (3.35)$$

$$\operatorname{ch}(z \cos \alpha) = J_0(z) + 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k}(z) \cos 2k\alpha \quad (3.36)$$

gdzie: $J_k(z)$ - zmodyfikowana funkcja Bessela pierwszego rodzaju, rzędu k -tego

oraz $\operatorname{sh}(x-y) = \operatorname{sh}x \operatorname{ch}y - \operatorname{ch}x \operatorname{sh}y$

możemy na podstawie (3.30) i (3.33) dla fazy A napisać:

$$\begin{aligned} i_A + i_2 = & \frac{C_1 l_{gr}}{z_1} \left\{ \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(C_2 B_1) \cos(2k+1)\omega t \right] \times \right. \\ & \times \left[J_0(C_2 B_3) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(C_2 B_3) \cos 2k(3\omega t - \gamma) \right] + \\ & - \left[J_0(C_2 B_1) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(C_2 B_1) \cos 2k\omega t \right] \times \\ & \left. \times \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(C_2 B_3) \cos(2k+1)(3\omega t - \gamma) \right] \right\} \quad (3.37) \end{aligned}$$

Po wykonaniu rachunków i uwzględnieniu związku

$$\cos(x \pm y) = \cos x \cos y \mp \sin x \sin y \quad (3.38)$$

oraz wprowadzeniu oznaczeń

$$F_p = 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(C_2 B_3) [J_{3k-p}(C_2 B_1) - J_{3k+p}(C_2 B_1)] \sin k \gamma \quad (3.39)$$

$$G_p = 2 J_0(C_2 B_3) J_p(C_2 B_1) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(C_2 B_3) \times \\ \times [J_{3k-p}(C_2 B_1) + J_{3k+p}(C_2 B_1)] \cos k \gamma \quad (3.40)$$

otrzymamy

$$i_A + i_2 = \frac{C_1 l_{sr}}{z_1} \sum_{p=1,3,5..} (F_p \sin p \omega t + G_p \cos p \omega t) \quad (3.41)$$

lub oznaczając $\hat{I}_p = \frac{l_{sr} C_1}{z_1} \sqrt{F_p^2 + G_p^2}$

$$i_A = \sum_{p=1,3,5,7,..} \hat{I}_p \cos(p \omega t + \beta_p) \quad (3.42)$$

gdzie:

$$\sin \beta_p = \frac{-F_p}{\sqrt{F_p^2 + G_p^2}} ; \quad \cos \beta_p = \frac{G_p}{\sqrt{F_p^2 + G_p^2}} ;$$

Wyrażenie (3.42) pozwala wyznaczyć wartości chwilowe poszczególnych harmonicznych prądu pierwotnego potrającza.

Wartość chwilowa pierwszej harmonicznej prądu pierwotnego:

$$i_1 = \hat{I}_1 \cos(\omega t + \beta_1) \quad (3.43)$$

gdzie:

$$\hat{I}_1 = \frac{l_{sr} C_1}{z_1} \sqrt{F_1^2 + G_1^2} \quad (3.44)$$

$$\beta_1 = \arctg \frac{-F_1}{G_1} \quad (3.45)$$

$$F_1 = 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{G_k}{C_2 B_1} J_k(C_2 B_3) J_{3k}(C_2 B_1) \sin k \gamma \quad (3.46)$$

$$G_1 = 2 J_0(C_2 B_3) J_1(C_2 B_1) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(C_2 B_3) [J_{3k-1}(C_2 B_1) + J_{3k+1}(C_2 B_1)] \cos k \gamma \quad (3.47)$$

Wartość chwilowa piątej harmonicznej

$$i_5 = \hat{I}_5 \cos(5\omega t + \beta_5) \quad (3.48)$$

gdzie:

$$\hat{I}_5 = \frac{I_{sr} C_1}{Z_1} \sqrt{F_5^2 + G_5^2} \quad (3.49)$$

$$\beta_5 = \arctg \frac{-F_5}{G_5} \quad (3.50)$$

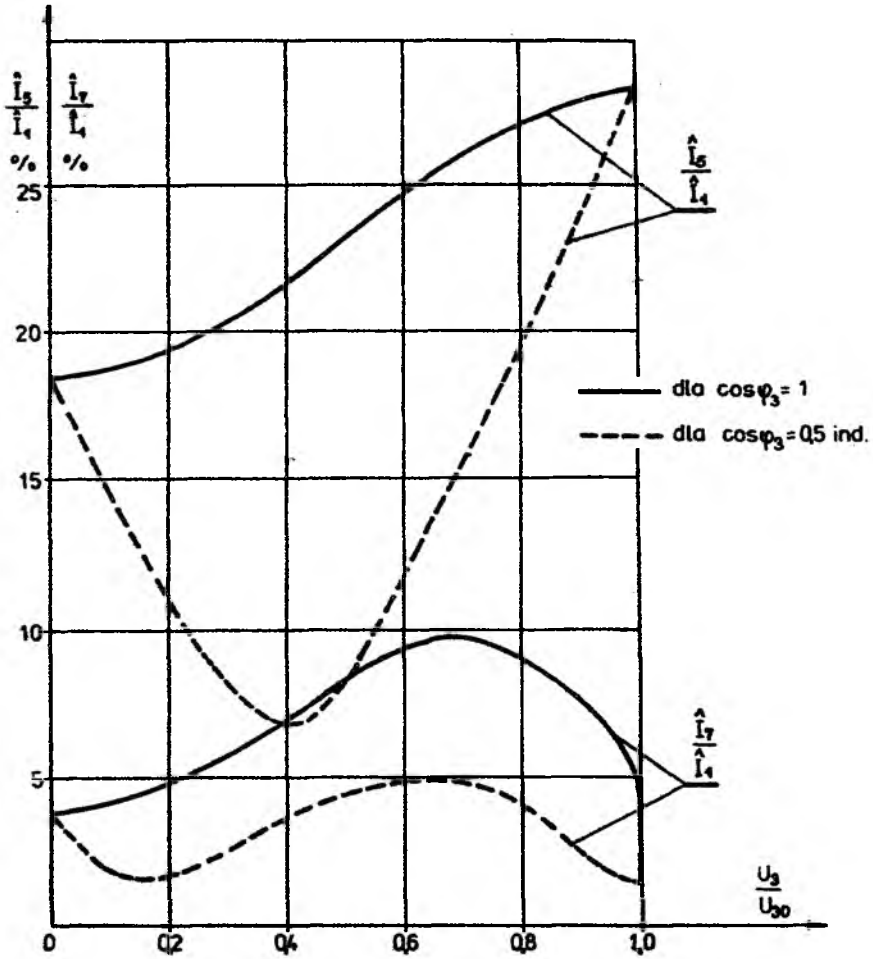
$$F_5 = 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(C_2 B_3) [J_{3k-5}(C_2 B_1) - J_{3k+5}(C_2 B_1)] \sin k \gamma \quad (3.51)$$

$$G_5 = 2 J_0(C_2 B_3) J_5(C_2 B_1) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(C_2 B_3) [J_{3k-5}(C_2 B_1) - J_{3k+5}(C_2 B_1)] \cos k \gamma \quad (3.52)$$

Podobnie obliczamy inne harmoniczne. Harmoniczna trzecia wystąpi tylko w prądzie obciążenia. Wartość funkcji Bessela w wyrażeniu na F_p i G_p szybko maleje ze wzrostem rzędu p i w praktyce wystarcza uwzględnić tylko kilka pierwszych wyrazów. Również rząd obliczonych harmonicznych należy ograniczyć do siódmej ponieważ uwzględniono tylko pierwszą i trzecią harmoniczną indukcji.

Wartość skuteczną prądu pierwotnego potrójaczą możemy wyznaczyć korzystając z obliczonych amplitud harmonicznych

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2}(\hat{I}_1^2 + \hat{I}_5^2 + \hat{I}_7^2 + \dots)} \quad (3.53)$$



Rys.3.18. Udział piątej i siódmej harmonicznej prądu pierwotnego modelu potrajacza w funkcji napięcia wyjściowego przy $U_1 = \text{const.}$

Często jednak chcemy znać tylko wartość skuteczną i liczenie poszczególnych harmonicznych jest zbyt uciążliwe. Korzystając z równania (3.30) wyznaczmy wartość skuteczną prądu pierwotnego bez uprzedniego obliczenia amplitud poszczególnych harmonicznych. Zgodnie z definicją wartości skutecznej możemy napisać:

$$\sqrt{I_1^2 + I_2^2} = \frac{1}{z_1} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \text{sh}^2 C_2 B_A d(\omega t)} \quad (3.54)$$

Uwzględniając znane związki:

$$\operatorname{sh}^2 x = \frac{\operatorname{ch} 2x - 1}{2} \quad \text{ i } \quad \operatorname{ch}(x-y) = \operatorname{ch} x \operatorname{ch} y - \operatorname{sh} x \operatorname{sh} y \quad (3.55)$$

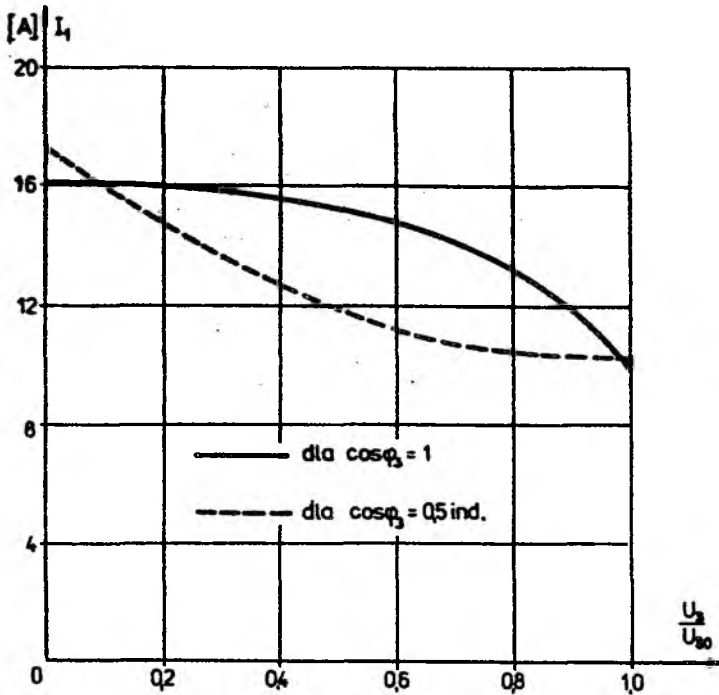
funkcja w zależności (3.54) przyjmie postać:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \operatorname{sh}^2 C_2 \left[B_1 \cos \omega t - B_3 \cos(3\omega t - \gamma) \right] d(\omega t) = \\ & = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \left[J_0(2C_2 B_1) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(2C_2 B_1) \cos 2k\omega t \right] \right. \\ & \quad \left[J_0(2C_2 B_3) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(2C_2 B_3) \cos(6\omega t - 2k\gamma) \right] + \\ & \quad - \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(2C_2 B_1) \cos(2k+1)\omega t \right] \\ & \quad \left. \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(2C_2 B_3) \cos[3(2k+1)\omega t - (2k+1)\gamma] - 1 \right] \right\} d(\omega t) \quad (3.56) \end{aligned}$$

Po wykonaniu odpowiednich przekształceń w (3.56) na podstawie (3.57) określimy skuteczną wartość prądu pierwotnego

$$I_1 = \sqrt{\left(\frac{I_0 C_1}{Z_1}\right)^2 \frac{1}{2} \left\{ \left[J_0(2C_2 B_1) J_0(2C_2 B_3) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(2C_2 B_1) J_{2k}(2C_2 B_3) \cos k\gamma \right] - 1 \right\} - (I_0')^2} \quad (3.57)$$

Zależność (3.57) pozwala wyznaczyć wartość skuteczną prądu pierwotnego potrącając we wszystkich możliwych stanach pracy bez konieczności uprzedniego określania poszczególnych harmonicznych. Do obliczania prądu w stanie jałowym wygodniej jest korzystać z zależności (2.24), a prądu w stanie zwarcia z zależności (2.37) lub (2.41). W stanie obciążenia mimo uciążliwości obliczeń związanych z korzystaniem z funkcji Bessela zależność (3.57) może być przydatna przy projektowaniu mnożników, szczególnie o większych mocach jednostkowych. Wartość poszczególnych harmonicznych w prądzie pierwotnym bardzo zależy od charakteru obciążenia (rys. 3.18) i dokładne ich wyznaczenie jest konieczne nie tylko do obliczania wartości skutecznej.



Rys.3.19. Wartość skuteczna prądu pierwotnego w funkcji napięcia wejściowego przy obciążeniu czynnym i czynno-indukcyjnym oraz $U_1 = \text{const.}$

3.4. STRATY I SPRAWNOŚĆ

Magnetyczne mnożniki częstotliwości pracują przy indukcji 2,2–2,5 T i strumienie w rdzeniach oraz prądy w uzwojeniach pierwotnych są silnie odkształcone. W uzwojeniach wtórnych płyną prądy potrojonej częstotliwości, a przepływ tych uzwojeń w istotny sposób wpływa na wartość i kształt strumieni magnetycznych w rdzeniach. Powoduje to, że straty mocy w stali rdzeni zależą od wartości i charakteru obciążenia. Prąd pierwotny w stanie jałowym, z uwagi na duży prąd magnesujący, osiąga 60% prądu przy obciążeniu znamionowych. Z tych względów przyjmowane w transformatorach nazywanie strat w stali jałowymi a strat w miedzi uzwojeń obciążeniowymi nie może być stosowane w magnetycznych mnożnikach częstotliwości.

Mnożniki dużych mocy zasilające piece lub nagrzewnice indukcyjne są często połączone na stałe z tymi odbiornikami i stan jałowy podczas eksploatacji w zasadzie nie występuje. Straty mocy w rdzeniach i uzwojeniach analizować będziemy w stanie obciążenia.

Straty w stali magnetowodów.

Odształcenie strumienia magnetycznego, głównie trzecią harmoniczną powodują, że maksymalna rzeczywista indukcja w rdzeniu jest około 20% niższa od amplitudy pierwszej harmonicznej B_1 i straty jednostkowe są niższe niż wynikałoby to z wynoszącej około 2,5 T indukcji B_1 [117]. O powiększeniu strat wiropądowych z racji odształcenia indukcji decyduje udział trzeciej harmonicznej; natomiast o stratach histerezyowych rzeczywista indukcja maksymalna i liczba wierzchołków w półokresie przebiegu indukcji [31], [47], [121]. Ścisłe wyrażenie strat w żelazie w sposób matematyczny jest bardzo trudne i dla różnych celów stosuje się różne zapisy [47], [121]. Za pracę [121] podamy zapis umożliwiający analizę strat histerezyowych i wiropądowych przy zmianach częstotliwości, odształcenia oraz zmian udziału strat histerezyowych i wiropądowych w bilansie strat:

$$P_{Fe} = m_r \Delta P_k \left[k_u h_u \left(\frac{f_1}{f_p} \right) \left(\frac{B}{B_p} \right)^\alpha + k_w h_w \left(\frac{f_1}{f_p} \right)^\beta \left(\frac{B}{B_p} \right)^\gamma \right] \quad (3.59)$$

- gdzie:
- P_{Fe} - straty mocy w stali rdzenia potrająca
 - m_r - masa rdzenia
 - k_d - współczynnik uwzględniający zwiększenie strat związane z konstrukcją i technologią budowy rdzenia
 - ΔP - stratność blachy wyznaczona w aparacie Epsteina przy częstotliwości f_p , indukcji sinusoidalnej B_p dla próbek ciętych w kierunku walcowania i wyważania
 - B - indukcja maksymalna w rdzeniu
 - f_1 - częstotliwość podstawowej harmonicznej
 - h_u i h_w - udziały składowej histerezyowej i wiropądowej w stratności blachy

k_h, k_w - współczynniki uwzględniające zmiany strat histereзовych i wiroprowadowych wywołane odkształceniem indukcji

α - wykładnik potęgi przy przeliczaniu strat histereзовych w zależności od indukcji

β - wykładnik potęgi przy przeliczaniu strat wiroprowadowych od częstotliwości $\beta = 1,5$ dla blachy zimnowalcowanej [47]

γ - wykładnik potęgi przy przeliczaniu strat wiroprowadowych w zależności od grubości blachy

g - grubość blachy rdzenia

Wzór (3.59) określa straty mocy w jednym rdzeniu; straty potrajać będą trzykrotną wartość wyliczoną ze wzoru.

Straty histereзовe.

Straty histereзовe powstają przy przemagnesowaniu stali rdzenia. Miara tych strat jest powierzchnia pętli histerezy. Wartość tych strat wyznacza się na podstawie pomiarów lub wzorów empirycznych. Wpływ odkształcenia indukcji w magnetycznym potrajać możemy uwzględnić korzystając z zależności (3.59)

$$P_{ho} = P_s B k_d k_h \quad (3.60)$$

gdzie: P_{ho} - straty histereзовe przy odkształconej indukcji

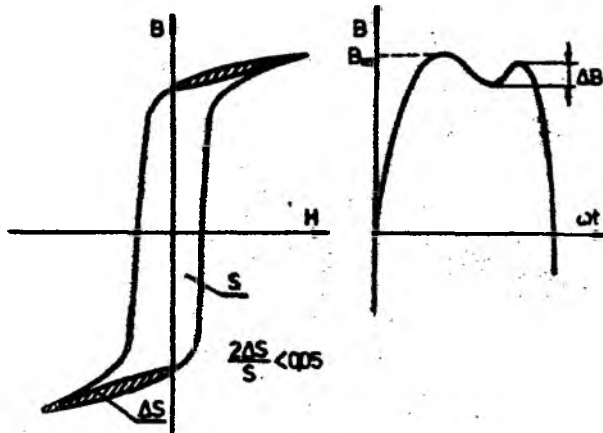
P_s - straty histereзовe przy sinusoidalnej indukcji

Rzeczywistą indukcję maksymalną w rdzeniu potrajać możemy wyznaczyć z zależności:

$$B = B_1 \cos \omega t - B_3 \cos(3\omega t - \gamma) \quad (3.61)$$

gdzie: γ - kąt przesunięcia strumienia Φ_{30} i Φ_{31} (rys. 3.17).

Odkształcenie indukcji B powoduje, że w półokresie wystąpią dwa maksima i dojdzie dodatkowo pętla histerezy, (rys. 3.20). Przy dużych nasyceniach powierzchnie dodatkowe pętli histerezy są bardzo małe i możemy je pominąć. Przy takim założeniu, współczynnik wzrostu strat histereзовych wywołanych odkształceniem możemy zapisać:



Rys.3.20. Pętla histerezy przy indukcji odkształconej.

$$k_h \approx 1 + (0,6-0,7) \frac{\Delta B}{B_m} \quad (3.62)$$

Wartości k_h dla rdzenia potrajacza wykonanego z blachy ET 5 przy indukcji 2,4 T osiąga największą wartość 1,05 w stanie jałowym i maleje ze wzrostem obciążenia. Możemy więc przyjąć, że odkształcenie indukcji nie powoduje wzrostu strat histerezowych ($k_h \approx 1$).

Straty wioprowadowe.

Straty mocy w stali powstające wskutek indukowanych przez przemienne pole magnetyczne prądów wirowych są proporcjonalne do kwadratu indukcji. Uwzględniając, że indukcja w potrajaczu jest odkształcona tylko trzecią harmoniczną (3.61) straty wioprowadowe w potrajaczu możemy zapisać:

$$P_{wo} = C(B_1^2 + 3^2 B_3^2) = P_{ws} \left[1 + \left(\frac{3B_3}{B_1} \right)^2 \right] \quad (3.63)$$

gdzie: P_{wo} - straty wioprowadowe przy indukcji odkształconej
 P_{ws} - straty wioprowadowe przy indukcji sinusoidalnej

Przyjmując, że wartość maksymalna odkształconej indukcji równa jest amplitudzie indukcji sinusoidalnej możemy zapisać:

$$P_{wo} = P_{ws} \frac{P_{ws}}{P_w} \left[1 + \left(\frac{3B_3}{B_1} \right)^2 \right] \quad (3.64)$$

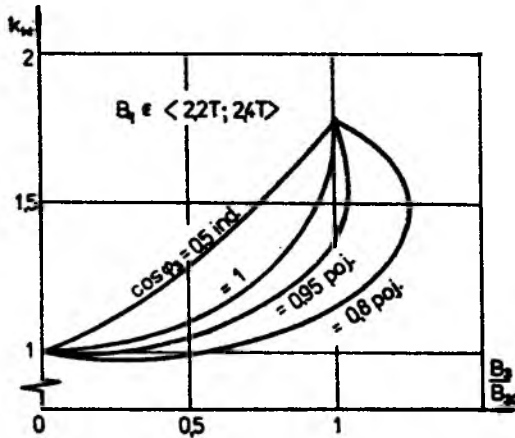
Również stosunkowi strat wiropędowych odpowiada stosunek kwadratów amplitud indukcji, przy zapisaniu

$$P_{wo} = k_w P_{ws} \quad (3.65)$$

współczynnik wzrostu strat wiropędowych wskutek odkształcenia indukcji możemy zapisać:

$$k_w = \left[1 + \left(\frac{3B_3}{B_1} \right)^2 \right] \left(\frac{B_1}{B_m} \right)^2 \quad (3.66)$$

Zależność współczynnika wzrostu strat wiropędowych k_w od wartości i charakteru obciążenia przedstawiono na rys. 3.21.



Rys.3.21. Zależność współczynnika wzrostu strat wiropędowych od wartości i charakteru obciążenia. [47]

Rozdział strat na histerezyowe i wiropędowe.

Ścisły rozdział strat na histerezyowe i wiropędowe w rdzeniach

z blachy anizotropowej jest niemożliwy, a znany sposób częstotliwościowy jest daleki od ścisłości i ma charakter umowny.

Rozdział jest jednak konieczny do stosowania omawianych wyżej metod obliczeniowych.

W magnetycznych potrajaczach w stanie jałowym indukcja jest odkształcona, natomiast w stanie zwarcia sinusoidalna. Straty histerezy przy indukcji sinusoidalnej i odkształconej są jednakowe. Dokonując pomiaru strat mocy w rdzeniach potrajacza w stanie jałowym i stanie zwarcia przy jednakowej indukcji ($B_1 = B_m$) możemy rozdzielić straty na histerezy i wiropądowe. Jeżeli stosunek strat histerezy do wiropądowych oznaczmy przez q

$$q = \frac{P_{hsin}}{P_{wsin}} \quad (3.67)$$

straty w rdzeniu przy indukcji sinusoidalnej będą

$$P_{Fs} = P_{ws}(1 + q) \quad (3.68)$$

Straty histerezy nie zależą od odkształcenia indukcji

$$P_{ho} \approx P_{hs} \quad (3.69)$$

Straty wiropądowe w stanie jałowym

$$P_{wo} = k_w P_{ws} \quad (3.70)$$

gdzie: k_w wg (3.66)

Całkowite straty w żelazie rdzeni w stanie jałowym przy $B_m = B_1$ wyznaczmy

$$P_{Fo} = P_{Fs} \frac{k_w + k_h q}{q + 1} \quad (3.71)$$

Oznaczając stosunek strat całkowitych w stanie zwarcia do strat w stanie jałowym przy $B_1 = B_m$ dla tej samej indukcji przez

$$r = \frac{P_{Fs}}{P_{Fo}} \quad (3.72)$$

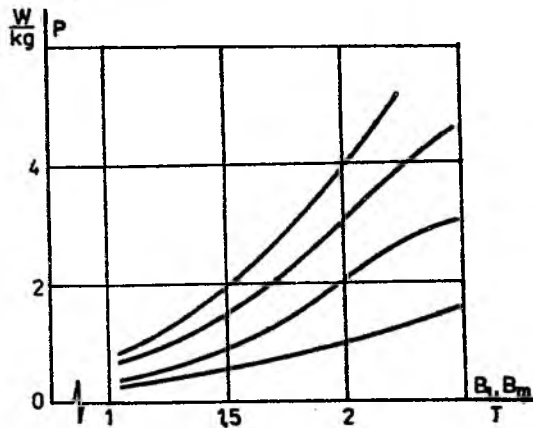
wyznaczymy współczynnik q

$$q = \frac{rk_w - 1}{1 - rk_h} \quad (3.73)$$

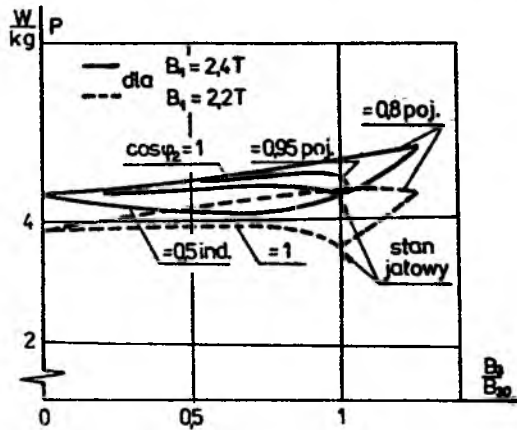
Udziały strat przy sinusoidalnej indukcji wynoszą:

$$h_w = \frac{1}{1+q} ; \quad h_h = 1 - h_w \quad (3.74)$$

Straty w rdzeniu potrająca przy indukcji sinusoidalnej i odkształconej w funkcji indukcji maksymalnej przedstawiono na rys. 3.22 a straty całkowite na rys. 3.23.



Rys.3.22. Straty w żelazie w funkcji indukcji i ich rozdział.



Rys.3.23. Zależność strat w żelazie od wartości i charakteru obciążenia.

Straty w uzwojeniach.

Straty podstawowe w miedzi uzwojeń magnetycznego potrajacza wyznaczamy podobnie jak w transformatorze na podstawie skutecznych wartości prądów i rezystancji uzwojeń dla prądu stałego, z równania.

$$\Delta P_{up} = 3(R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2) \quad (3.75)$$

w którym: R_1, R_2 - rezystancje uzwojeń fazowych, pierwotnego i wtórnego zmierzone prądem stałym

I_1, I_2 - wartości skuteczne prądów w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym

Rezystancje uzwojeń należy przeliczać na temperaturę pracy uzwojeń lub na umowną temperaturę dla transformatorów 75°C. Przy prądzie przemiennym straty w uzwojeniach rosną wskutek zjawiska naskórkowości oraz prądów wirowych indukowanych przez strumienie rozproszenia. W transformatorowych potrajaczach należy uwzględnić wzrost strat dodatkowych wskutek znacznego odkształcenia prądu pierwotnego i strumienia rozproszenia oraz potrojonej częstotliwości prądu w uzwojeniu wtórnym. Duże wartości indukcji w potrajaczu, odkształcenie prądu pierwotnego oraz potrojona częstotliwość prądu wtórnego powodują, że straty dodatkowe stanowią większy udział w stratach uzwojeń niż w transformatorach i nie można ich pomijać nawet dla niezbyt dużych jednostek. Całkowite straty w uzwojeniach ΔP_u możemy wyrazić jako sumę strat podstawowych ΔP_p i strat dodatkowych ΔP_d ,

$$\Delta P_u = \Delta P_p + \Delta P_d \quad (3.76)$$

lub jako iloczyn strat podstawowych i współczynnika strat dodatkowych poszczególnych uzwojeń

$$\Delta P_u = k_1 \Delta P_{up1} + k_2 \Delta P_{up2} \quad (3.77)$$

Straty dodatkowe zależą od wymiarów przewodów oraz kształtu i częstotliwości prądu, będą więc inne dla każdego uzwojenia. Współczynnik strat dodatkowych można określić jako

$$k = \frac{\Delta P_u}{\Delta P_{up}} = \frac{\Delta P_{ud} + \Delta P_{ud}}{P_{up}} = 1 + \chi \quad (3.78)$$

gdzie:

$$\chi = \frac{P_{ud}}{P_{up}} \quad (3.79)$$

jest względnym wzrostem strat mocy w miedzi uzwojeń. Wyznaczenie współczynnika strat dodatkowych k w uzwojeniach magnetycznego potrająca częstotliwości jest zagadnieniem złożonym, bowiem musimy uwzględnić przestrzenny rozkład i zawartość wyższych harmonicznnych odkształconego strumienia rozproszenia, odkształcenie prądu pierwotnego, potrojona częstotliwość prądu wtórnego oraz wpływ wartości i charakteru obciążenia na trzecią harmoniczną strumienia, a ponadto usytuowanie uzwojeń względem rdzenia, kształt przewodu, sposób nawinięcia uzwojeń i inne. Analizę strat dodatkowych mocy w uzwojeniach magnetycznego potrająca częstotliwości przedstawiono w pracach [31], [47], [49]. W niniejszej pracy przedstawiono sposób wyznaczenia współczynnika strat dodatkowych mocy w magnetycznym potrającu częstotliwości o uzwojeniach cylindrycznych z drutu o przekroju prostokątnym, wtórnym usytuowanym przy rdzeniu i pierwotnym zewnętrznym. Przyjmując, że w obszarze uzwojeń występuje tylko składowa osiowa pola rozproszenia H_y oraz, że obszar uzwojeń jest liniowy, scharakteryzowany przez μ_0 oraz konduktywność przewodów γ , pole elektromagnetyczne w wybranym przewodzie pq przy gęstości prądu j , zgodnie z prawami Maxwella możemy opisać równaniem:

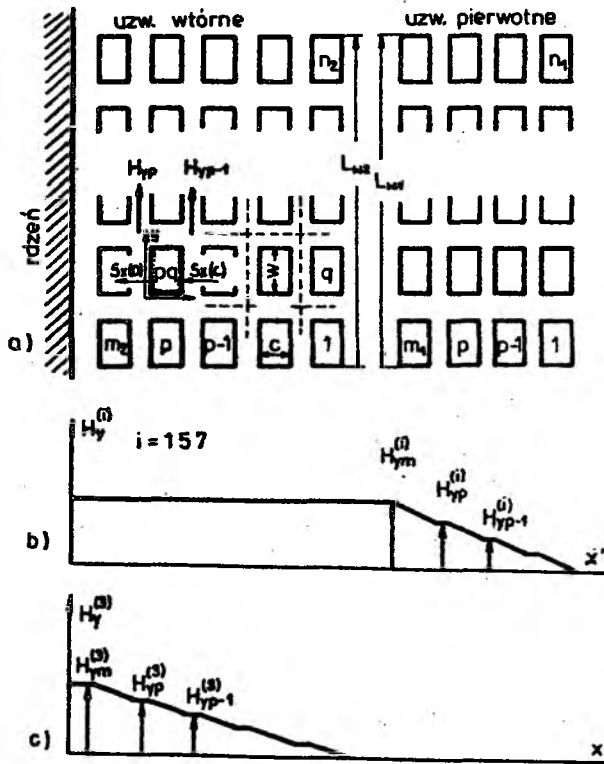
$$\frac{d^2 \underline{E}(x)}{dx^2} = \left(\frac{w'}{w} j\omega \mu_0 \gamma \right)^2 \underline{E}_z(x) \quad (3.80)$$

Przy pominięciu grubości izolacji $w' = w$ oraz oznaczeniu

$$j\omega \mu_0 \gamma = \sqrt{w}^2 \quad (3.81)$$

rozwiązaniem równania (3.80) jest

$$\underline{E}_z(x) = \underline{A}_1 e^{\sqrt{w} x} + \underline{A}_2 e^{-\sqrt{w} x} \quad (3.82)$$



Rys.3.24. Oznaczenia przyjęte do obliczania strat mocy w uzwojeniach magnetycznego potrajacza częstotliwości,

- a - usytuowanie uzwojeń względem rdzenia; oznaczono wielkości rozpatrywanego zwoju pq.
- b - rozkład natężenia pola magnetycznego wytworzonego przez przepływ uzwojenia pierwotnego.
- c - rozkład trzeciej harmonicznej natężenia pola magnetycznego wytworzonego przez prąd obciążenia w uzwojeniu wtórnym.

Stosując II równanie Maxwella otrzymamy składową osiową pola.

$$H_y = \frac{\sqrt{w}}{j\omega\mu_0} (\underline{A}_1 e^{\sqrt{w}x} - \underline{A}_2 e^{-\sqrt{w}x}) \quad (3.83)$$

Stałe $\underline{A}_1$ i $\underline{A}_2$ możemy wyznaczyć z warunków brzegowych składowych natężenia pola magnetycznego na powierzchni rozpatrywanego przewodu (rys. 3.24). Po odpowiednich przekształceniach algebraicznych otrzymamy równania:

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_1 \\ \underline{A}_2 \end{bmatrix} = \frac{j\omega\mu_0}{2\sqrt{w}\operatorname{sh}\sqrt{w}c} \begin{bmatrix} H_{yp-1} - H_{yp}e^{-\sqrt{w}c} \\ H_{yp-1} - H_{yp}e^{\sqrt{w}c} \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

Straty mocy czynnej w przewodzie o długości l możemy wyznaczyć jako różnicę strumienia mocy wnikającego przez boczne powierzchnie rozpatrywanego przewodu pq. Dla jednej pulsacji ω otrzymamy

$$\Delta P_{pq\omega} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\left(l \int_0^w \underline{E}_z(c) \underline{H}_y^*(c) dy - l \int_0^w \underline{E}_z(o) \underline{H}_y^*(o) dy \right) \right] \quad (3.85)$$

Obszar uzwojeń jest środowiskiem liniowym i całkowite straty mocy wywołane odkształconym strumieniem rozproszenia można obliczyć przez superpozycję poszczególnych harmonicznych. Całkowite straty mocy obu uzwojeń możemy obliczyć z równania:

$$\begin{aligned} \Delta P_{pq} = \frac{1}{cw\gamma} \sum_{i,r} \left\{ I_i^2 + \frac{1}{2} w^2 \left[(H_{1yp}^{(i)} - H_{1yp-1}^{(i)})^2 \varphi_1(\xi^{(i)}) + \right. \right. \\ \left. \left. + H_{1yp}^{(i)} H_{1yp-1}^{(i)} \psi(\xi^{(i)}) \right] + \frac{1}{2} w^2 \left[(H_{2yp}^{(r)} - H_{2yp-1}^{(r)})^2 \varphi_1(\xi^{(r)}) + \right. \right. \\ \left. \left. + H_{2yp}^{(r)} H_{2yp-1}^{(r)} \psi(\xi^{(r)}) \right] \right\} \quad (3.86) \end{aligned}$$

w którym:

I_i - wartość skuteczna i -tej harmonicznej prądu w przewodzie,

$H_{1yp}^{(i)}, H_{1yp-1}^{(i)}$ - amplitudy i -tych harmonicznych natężenia pola magnetycznego, wytworzonego przez rozpatrywane uzwojenie,

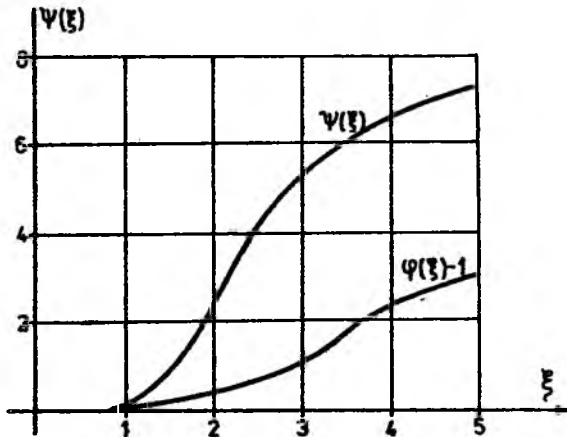
$H_{2yp}(r)$, $H_{2yp-1}(r)$ - amplitudy r -tych harmonicznych natężenia pola magnetycznego wytworzone przez prąd przez sąsiednie uzwojenia,

$\xi(n) = c\sqrt{\frac{1}{2}(n\omega\mu_0)}$ - zredukowana szerokość przewodu dla n -tej harmonicznej natężenia pola magnetycznego, $n \in (1, r)$

$$\varphi_1(\xi) = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi} - 1;$$

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{\operatorname{sh} \xi - \sin \xi}{\operatorname{ch} \xi + \cos \xi};$$

Przebieg parametrów $\psi(\xi)$ i $\varphi(\xi)-1$ podano na rys. 3.25.



Rys.3.25. Przebieg parametrów $\psi(\xi)$ i $\varphi(\xi)-1$ w funkcji zredukowanej grubości przewodu.

Zależność (3.86) pozwala obliczyć straty w poszczególnych zwojach :

- straty podstawowe zależne od harmonicznych prądu γ_{cw}

wyraz pierwszy $\frac{1}{\gamma_{cw}} \sum_i I_i^2$

oraz straty dodatkowe, wywołane poszczególnymi harmonicznymi odkształconego pola - pozostałe wyrazy.

Możemy więc z (3.86) wyznaczyć współczynnik strat dodatkowych k dla poszczególnych uzwojeń.

Uzwojenie pierwotne.

$$\mathcal{R} = \frac{\sum_{i=1,5,7,\dots} h_i^2 \alpha_{II}^2 [\psi(\xi^{(1)}) + \frac{1}{3} (m_1^2 - 1) \psi(\xi^{(1)})]}{1 + h_5^2 + h_7^2 + \dots} \quad (3.87)$$

gdzie: $\alpha_I = \frac{n_1 w_1}{L_{w1}}$; $h_1 = \frac{I_1}{I_1}$

Krytyczna grubość przewodu, tj. grubość przy której straty w uzwojeniu P_u osiągają minimum

$$c_{cr} = a \left(\frac{L_{w1}}{n_1 w_1} \right)^{\frac{1}{2}} \left[F(h_1) (m_1^2 - 0,2) \right]^{-\frac{1}{4}}$$

gdzie:

$$F(h_1) = \frac{1 + 5^2 h_7^2 + 7^2 h_7^2}{1 + h_5^2 + h_7^2} ;$$

a parametr a dla miedzi równy jest $1,75 \cdot 10^{-2}$ m [49].

Średni współczynnik strat dodatkowych k dla uzwojenia pierwotnego potrójacza przy liczbie warstw 5 wynosi ok. 1,3 [49].

Uzwojenie wtórne.

Uzwojenie wtórne wewnętrzne jest przenikane przez strumień magnetyczny rozproszenia indukowany przez przepływy obydwu uzwojeń.

Współczynnik strat dodatkowych w uzwojeniu wewnętrznym możemy wyrazić jako:

$$k = 1 + \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 \quad (3.88)$$

gdzie:

$$\mathcal{R}_1 = m_2 \alpha_{II}^2 \sum_{i=1,5,7} s_i^2 \psi\left(\frac{1}{3} \xi^{(3)}\right) \quad (3.89)$$

$$\mathcal{R}_2 = \alpha_{II}^2 \left[\psi_1(\xi^{(3)}) + \frac{1}{3} (m_2^2 - 1) \psi(\xi^{(3)}) \right] \quad (3.90)$$

$$\alpha_{II} = \frac{n_2 w}{L_{w2}} ; \quad s_1 = \frac{I_1}{I_2}$$

I_1 - wartość skuteczna 1-tej harmonicznej prądu pierwotnego

I_2 - prąd obciążenia

$\xi(3)$ - zredukowana grubość przewodu dla trzeciej harmonicznej natężenia pola magnetycznego.

Krytyczna grubość przewodu.

$$c_{cr} = a \left(\frac{L_{w2}}{n_2 w_2} \right)^{\frac{1}{2}} \left[F(s_1) m_2^2 + 3(m_2^2 - 0,2) \right]^{\frac{1}{4}} \quad (3.91)$$

gdzie:

$$F(s_1) = s_1^2 + 5^2 s_5^2 + 7^2 s_7^2$$

Parametr a dla miedzianego przewodu wynosi $1,33 \cdot 10^{-2} \text{ m}$.

Współczynnik strat dodatkowych w uzwojeniu wtórnym wewnętrznym k wynosi około 1,35.

Przedstawiona wyżej metoda wyznaczania strat dodatkowych pozwala określić współczynnik strat dodatkowych we wszystkich możliwych przypadkach usytuowania uzwojeń, wymiarów i kształtu przewodów, odkształcenia prądów oraz wartości i charakteru obciążenia. Metoda może być stosowana również dla innych mnożników niż potrajacze. Z uwagi na ograniczone miejsce możliwe do poświęcenia zagadnieniu strat mocy nie przedstawiono tu szczegółowej analizy innych wariantów. Na podstawie wyników zawartych w pracach [47], [31], [49], [121] i przeprowadzonych wyżej rozważań możemy stwierdzić, że straty dodatkowe mocy w uzwojeniach magnetycznych potrajaczy częstotliwości odniesione do grubości krytycznej, są wyższe niż w transformatorach o kilka procent. Krytyczna grubość przewodów jest w potrajaczu o połowę niższa niż przy pracy transformatorowej. Straty w rdzeniach przy indukcji $B_1 = 2,4 \text{ T}$ są około trzy razy wyższe niż dla transformatora przy indukcji $B_1 = 1,6 \text{ T}$. Straty w uzwojeniach i straty w rdzeniach magnetycznych potrajaczy częstotliwości zależą od wartości i charakteru obciążenia. Straty w żelazie mają największą wartość w stanie zwarcia i najmniejszą w stanie jałowym.

Sprawność.

Korzystając z definicji sprawności dla transformatorów, dla magnetycznych mnożników z chłodzeniem naturalnym możemy napisać:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_F + \Delta P_U} \quad (3.92)$$

gdzie: P_2 - moc wyjściowa przy znanym $\cos \varphi_2$
 $\Delta P_F, \Delta P_U$ - straty mocy w rdzeniach i uzwojeniach
 przy obciążeniu P_2 i $\cos \varphi_2$

Straty w stali magnetowodu potrająca są około 3 razy wyższe od strat mocy tej samej wielkości transformatora. Straty w uzwojeniu, z racji większych wymiarów uzwojenia pierwotnego w stosunku do uzwojenia wtórnego, określone mocą P_2 są większe niż w transformatorze około 2 razy. Sprawność magnetycznego potrająca częstotliwości możemy więc zgrubsza szacować z zależności:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + 3\Delta P_{Ft} + 2\Delta P_{Ut}} \quad (3.93)$$

gdzie: ΔP_{Ft} i ΔP_{Ut} - straty mocy transformatora o mocy znamionowej równej mocy wyjściowej potrająca częstotliwości.

Moc wyjściowa P_2 magnetycznego potrająca częstotliwości bardzo zależy od charakteru obciążenia i charakterystyki zewnętrznej. Wpływa to w istotny sposób na sprawność. Maksymalna sprawność wystąpi przy odpowiednio dobranym obciążeniu charakteru czynno-pojemnościowego.

4. REGULACJA NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO

Napięcie wyjściowe magnetycznego potrajacza częstotliwości w dużym stopniu zależy od wartości i charakteru obciążenia, (p. 3.1). Przy najczęściej występującym obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym zmienność napięcia wyjściowego, przy przejściu od stanu jałowego do obciążenia znamionowego, jest znaczna. Odbiorniki elektryczne zasilane z magnetycznych mnożników częstotliwości, którymi najczęściej są piece indukcyjne, silniki, ozonatory, wymagają napięcia o wartości regulowanej, bądź też stałej, niezależnej od obciążenia oraz wahań napięcia sieci, z której zasilany jest potrajacz. Regulację napięcia wyjściowego magnetycznego potrajacza częstotliwości można realizować różnymi metodami:

- regulację napięcia na wejściu przez stosowanie autotransformatorów regulacyjnych
- włączanie kondensatorów równolegle bądź szeregowo z obciążeniem
- podmagnesowanie prądem stałym
- zmianę impedancji włączonej pomiędzy punkty zerowe potrajacza i sieci zasilającej

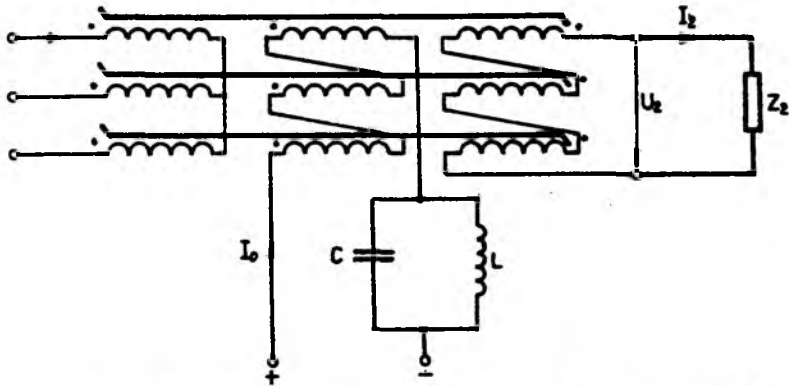
Wpływ napięcia zasilającego oraz charakteru obciążenia na napięcie wyjściowe (charakterystykę zewnętrzną) zostały przeanalizowane w p. 3.1 i nie będą tu omawiane. Regulacja przez zmianę napięcia zasilającego jest niekorzystna z uwagi na duży prąd magnesujący.

4.1. REGULACJA NAPIĘCIA WTÓRNEGO PRZEZ PODMAGNESOWANIE RDZENI PRĄDEM STAŁYM

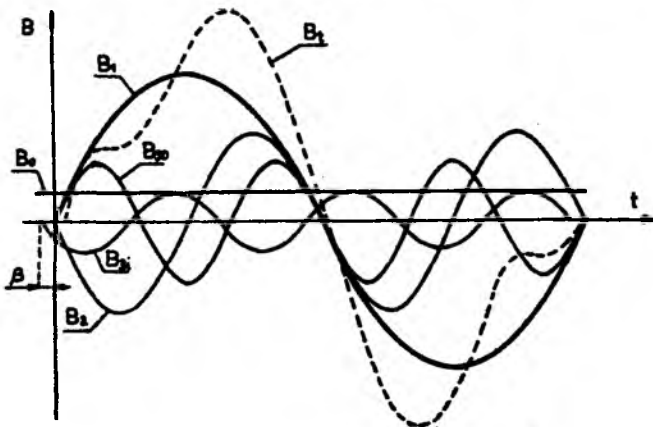
Podmagnesowanie prądem stałym rdzeni transformatorów potrajacza dokonywane jest za pomocą uzwojeń połączonych podobnie jak uzwojenia wtórne w otwarty trójkąt i zasilanych prądem stałym (rys. 4.1) o regulowanej wartości.

W uzwojeniu podmagnesującym obok prądu stałego indukuje się napięcie podobnie jak w uzwojeniu wtórnym i na jego zaciskach wystąpi składowa zmienna potrojonej częstotliwości. Aby w uzwojeniu podmagnesującym nie płynął prąd przemienny stosuje się

filtry LC. Podmagnesowanie prądem stałym o indukcji B wywołuje odkształcenie przebiegu indukcji B harmonicznymi parzystymi, głównie drugą B_2 . Przebieg indukcji B w magnetowodzie transformatora magnetycznego potrajacza częstotliwości przedstawiono na rys. 4.2.



Rys.4.1. Schemat magnetycznego potrajacza częstotliwości



Rys.4.2. Indukcja w rdzeniu transformatora potrajacza z podmagnesowaniem prądem stałym;

B_1 - podstawowa harmoniczna indukcji,

B_{30} - trzecia harmoniczna indukcji.

Wywołana składową stałą indukcji B_0 druga harmoniczna indukcji B_2 zmniejsza trzecią harmoniczną indukcji B_3 a tym samym napięcie wyjściowe magnetycznego potrajacza częstotliwości U_2 .

Wzrost prądu stałego w uzwojeniu podmagnesowującym powoduje obniżenie napięcia wyjściowego a więc uzyskujemy regulację napięcia w dół. Płynna regulacja prądu stałego może być łatwo realizowana w układach tyrystorowych.

4.2. REGULACJA NAPIĘCIA PRZEZ ZMIANĘ IMPEDANCJI W PRZEWODZIE ZEROWYM

Zasada regulacji napięcia przez zmianę wartości i fazy impedancji w przewodzie zerowym wynika bezpośrednio z zasady działania magnetycznego potrajacza częstotliwości.

Jeżeli punkt zerowy gwiazdy uzwojeń pierwotnych nie jest połączony z przewodem zasilającym sieci, nie mogą dopłynąć prądy kolejności zerowej, głównie trzeciej harmonicznej; strumień oraz indukowane napięcia są odkształcone.

Wskutek połączenia uzwojeń wtórnych w otwarty trójkąt harmoniczne niepodzielne przez trzy zerują się, a w napięciu wyjściowym sumują się napięcia potrójonej częstotliwości i ich wielokrotności. Harmoniczne wyższe od trzech, czyli dziewiąte i piętnaste, są niewielkie i przy ich pominięciu otrzymujemy napięcie wyjściowe potrójonej częstotliwości.

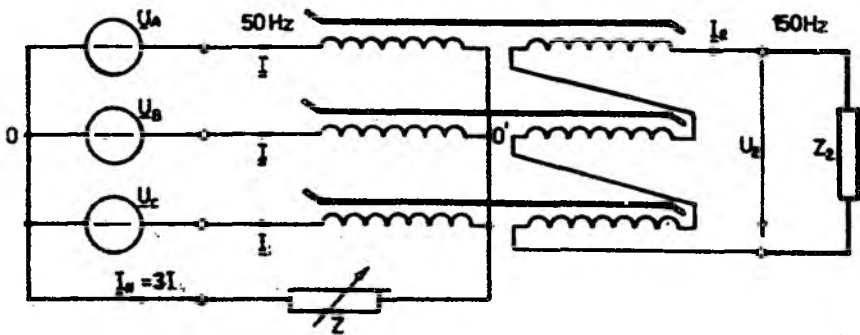
Jeżeli punkt zerowy uzwojeń pierwotnych połączyć z punktem zerowym sieci zasilającej, to w prądzie pierwotnym mogą płynąć trzecie harmoniczne i strumień magnetyczny w rdzeniach będzie sinusoidalny, niezależnie od wartości indukcji. Przy sinusoidalnym strumieniu napięcie wyjściowe potrajacza jest równe zeru.

Przy pośrednich wartościach prądu przewodu zerowego napięcie wyjściowe może przybierać wszystkie wartości pośrednie, zawarte pomiędzy wartością największą, odpowiadającą przerwie w przewodzie zerowym, a wartością równą zeru, przy bezimpedancyjnym zwarcie punktów zerowych.

Włączając impedancję pomiędzy punkty zerowe uzwojeń pierwotnych i sieci zasilającej możemy wpływać na wartość i fazę trzeciej harmonicznej prądu w uzwojeniach pierwotnych, a przez to na zmianę wartości napięcia wyjściowego.

Przy pojemnościowym charakterze impedancji w przewodzie zerowym występuje domagnesowanie strumieniem potrójonej częstotliwości,

co prowadzi do wzrostu napięcia wyjściowego, czyli regulacji napięcia w górę.



Rys.4.3. Magnetyczny potrajacz częstotliwości z impedancją w przewodzie zerowym.

Charakter rezystancyjny, indukcyjny i rezystancyjno-indukcyjny powoduje odmagnesowanie trzeciej harmonicznej, a tym samym obniżenie napięcia wyjściowego, czyli mamy regulację w dół. Dobierając odpowiednio impedancje przewodu zerowego możemy więc regulować, bądź stabilizować napięcie wyjściowe magnetycznego potrajacza częstotliwości.

Mechanizm oddziaływania prądu potrójonej częstotliwości płynącego przez uzwojenia pierwotne jest analogiczny jak prądu obciążenia w uzwojeniach wtórnych. Przepływ od uzwojenia pierwotnego i prądu trzeciej harmonicznej ($\hat{I}_3$ Z_1) wywołuje indukcję B_{32} , która sumuje się z indukcją stanu jałowego B_{30} oraz indukcją oddziaływania obciążenia B_{31} .

$$B_{32} = f(z_1 \frac{1}{3} \hat{I}_N) = f(z_1 \hat{I}_3) \quad (4.1)$$

gdzie: $\hat{I}_N$ - prąd w przewodzie zerowym

$\hat{I}_3$ - amplituda trzeciej harmonicznej prądu w uzwojeniu pierwotnym ($\hat{I}_N = 3\hat{I}_3$)

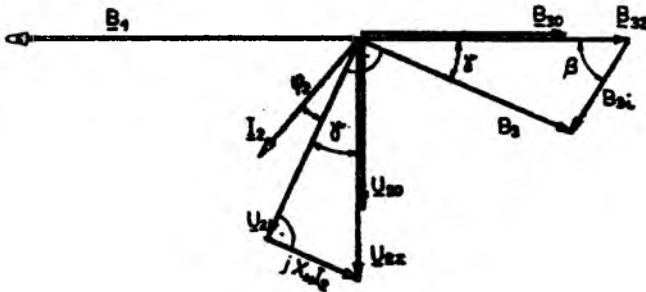
z_1 - liczba zwojów uzwojenia pierwotnego transformatora potrajacza

Fazę B_{3z} względem B_1 i B_{30} określa charakter impedancji Z w przewodzie zerowym. Wartość chwilowej indukcji w magnetowodzie transformatora potrająca można zapisać:

$$B_t = B_1 \cos \omega t - B_{30} \cos 3\omega t + B_{31} \sin(3\omega t - \varphi - \gamma) + B_{32} \cos(3\omega t - \gamma) \quad (4.2)$$

gdzie: γ - faza B_3 względem B_{30} (rys. 4.4)

B_{3z} - indukcja od prądu w przewodzie zerowym



Rys.4.4. Wykres wektorowy indukcji i napięć przy obciążeniu czynno-indukcyjnym i pojemności w przewodzie zerowym.

Kąty γ i β łatwo wyznaczyć z wykresu (rys. 4.4)

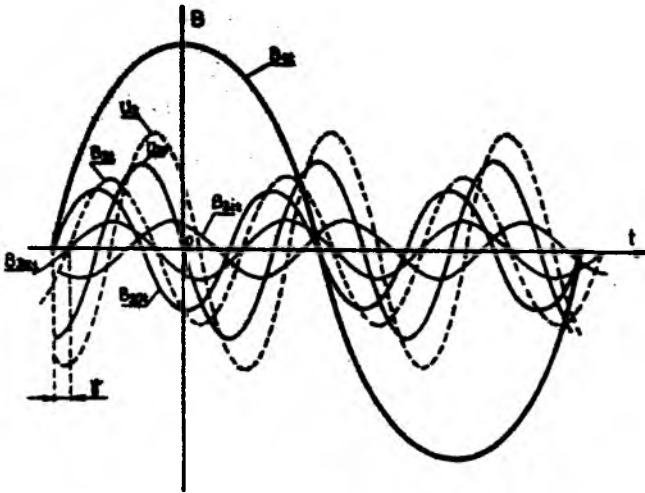
$$\gamma = \arccos \left(\frac{U_2}{U_{20}} \cos \varphi_2 \right) - \varphi_2 \quad (4.3)$$

$$\beta = 90 - \gamma \pm \varphi_2 \quad (4.4)$$

Przebiegi wartości chwilowych indukcji i napięć przy obciążeniu czynno-indukcyjnym i włączonej pojemności w przewodzie zerowym przedstawiono na rys. 4.5.

Przy pojemnościowej impedancji w przewodzie zerowym następuje wzrost strumienia trzeciej harmonicznej i podwyższenie napięcia wyjściowego o wartość U_{2z} . Wzrost ten może całkowicie skompensować spadek napięcia od prądu obciążenia $(jX_w I_2) \cos \beta$ i napięcie przy obciążeniu U_2 może być wyższe od napięcia wyjściowego w stanie jałowym U_{20} . Możemy więc uzyskać tu regulację napięcia w górę. Przy impedancji w przewodzie zerowym czynnej lub czyn-

no-indukcyjnej, strumień magnetyczny indukowany przez prąd przewodu zerowego zmniejsza całkowity strumień trzeciej harmonicznej w rdzeniu i obniża napięcie U_{20} .

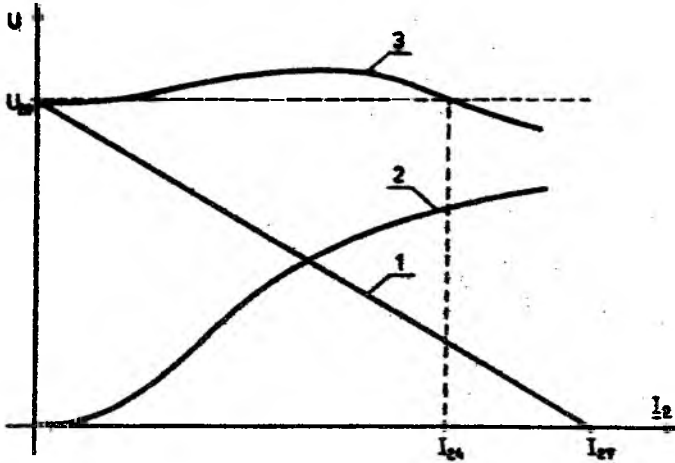


Rys.4.5. Przebiegi wartości chwilowych indukcji i napięć przy obciążeniu czynno-indukcyjnym i włączonej pomiędzy punkty neutralne uzwojeń pierwotnych O' i sieci O impedancji pojemnościowej:

B_{1t} - pierwsza harmoniczna indukcji; B_{30} - trzecia harmoniczna indukcji w stanie jałowym; B_{3it} - indukcja oddziaływania obciążenia; B_{3zt} - indukcja od prądu w przewodzie zerowym; B_{3t} - indukcja trzeciej harmonicznej przy obciążeniu i prądzie w przewodzie zerowym; φ - przesunięcie fazowe B_{3t} względem B_{30t} .

Możemy uzyskać przy takiej impedancji Z regulację napięcia w dół. Przy miękkih charakterystykach zewnętrznych regulacja w dół prowadzi do zmniejszenia mocy wyjściowej S_2 a więc pogorszenia wykorzystania materiałów. Z uwagi na łatwość płynnej regulacji wartości oporników i dławików, ten charakter impedancji regulacyjnej wykorzystuje się do eliminacji wpływu wahań napięcia zasilającego sieci na pracę mnożnika [26], [41], [42], [43], [44]. Zależności (4.1) i (4.2) pozwalają wyznaczyć indukcję trzeciej harmonicznej B_3 przy uwzględnieniu wartości i charak-

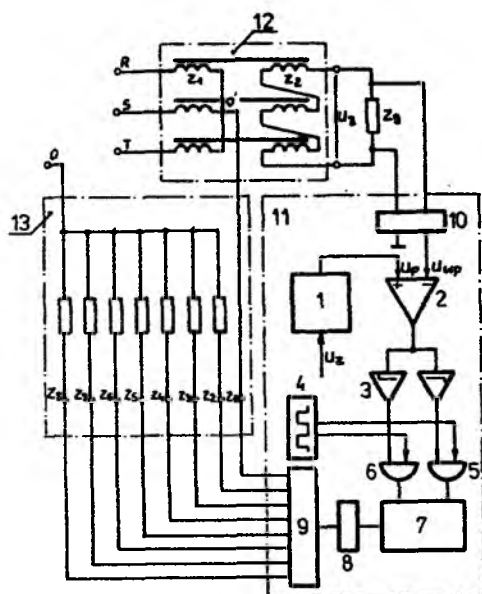
teru obciążenia strony wtórnej oraz impedancji w przewodzie zerowym przy napięciu strony wtórnej U_2 . Charakterystykę zewnętrzną przy obciążeniu czynno-indukcyjnym z pojemnościową regulowaną impedancją w przewodzie zerowym przedstawia rys. 4.6.



Rys. 4.6. Charakterystyka zewnętrzna magnetycznego potrajaacza częstotliwości przy obciążeniu czynno-indukcyjnym ($Z_2 = R + jX$) i regulowanej impedancji pojemnościowej ($Z = -jX_C$) włączonej pomiędzy punkty neutralne uzwojeń pierwotnych i sieci, 1 - charakterystyka zewnętrzna naturalna $U_2 = f(I_2)$; 2 - charakterystyka regulacji $U_{3Z} = f(I_0)$; 3 - charakterystyka zewnętrzna z regulacją $U_2 = f(I_2 + I_0)$.

Poza regulacją napięcia wg wymaganej charakterystyki zewnętrznej ten sposób regulacji napięcia umożliwia również stabilizację napięcia wyjściowego przy wahaniami napięcia zasilającego. Praca mnożników magnetycznych przy znacznych nasyceniach czyni je wrażliwymi na takie wahania napięcia zasilającego. Kompensacja trudnych do przewidzenia odchyłeń napięcia zasilającego oraz ciągłych zmian obciążeń wymaga wielokrotnego włączania w przewód zerowy różnych wartości impedancji Z_0 , co jest uciążliwe w praktyce. Uciążliwości, które wynikają z częstego włączania impedancji o różnej wartości i charakterze można uniknąć poprzez zastosowanie regulatora automatycznego, który dokonuje wyboru.

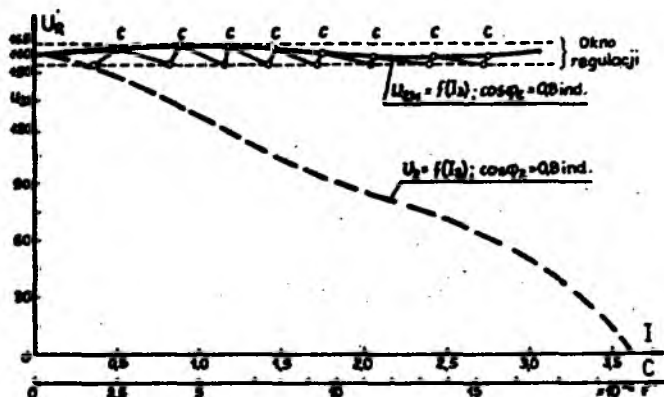
i wyłączenia odpowiedniej impedancji w przewodzie zerowym. Przykład rozwiązania takiego regulatora przedstawiono w [43]. Regulator zbudowano dla celów badawczych, z przeznaczeniem do współpracy z magnetycznym potrajaczem częstotliwości o mocy wyjściowej 2 kVA, wykorzystując układy scalone o średniej skali integracji. Układ działa na zasadzie regulatora śledzącego. Schemat blokowy regulatora oraz jego połączenie z magnetycznym potrajaczem częstotliwości przedstawiono na rys. 4.7.



Rys.4.7. Schemat blokowy regulatora; 1 - stabilizator napięcia, 2 - sumator, 3 - komparator, 4 - generator taktujący, 5 - bramka przełączająca w przód, 6 - bramka przełączająca w tył, 7 - licznik rewersyjny, 8 - separator sygnałów, 9 - łączniki symistorowe, 10 - układ pomiarowy napięcia wyjściowego magnetycznego potrajacza częstotliwości, 11 - automatyczny regulator napięcia, 12 - magnetyczny potrajacz częstotliwości, 13 - impedancje kompensujące.

Na sumator podawane są dwa napięcia: napięcie odniesienia U_p oraz - poprzez układ pomiarowy - napięcie wejściowe U_{we} . Z sumatora sygnał podawany jest na dwa komparatory napięcia 3:

napięcia dodatniego i napięcia ujemnego. Jeżeli w danej chwili napięcie U_{we} , proporcjonalnie do U_3 jest mniejsze od napięcia U_p proporcjonalnego do napięcia odniesienia U_2 , wówczas różnica napięcia $-U_{we} + U_p$ przybiera wartość dodatnią i przekracza poziom zadziałania komparatora napięcia dodatniego, powoduje podanie sygnału logicznego "1" na bramkę NAND 5, a ta z kolei puszcza sygnał taktujący z generatora na ośmiobitowy licznik rewersyjny. Licznik, zliczając sygnały w przód, poprzez elementy separacyjne, powoduje załączenie łączników symistorowych według kodu dwójkowego. Możliwości kompensacyjne kolejnych stopni regulacji są zróżnicowane i rosną w drugiej potęgę, tzn. jeżeli załączenie pierwszego stopnia regulacji spowoduje podniesienie napięcia wyjściowego magnetycznego potrajacza częstotliwości o 2 V, to włączenie drugiego stopnia regulacji spowoduje wzrost napięcia o 4 V, itd. Gdy różnica napięć $-U_{we} + U_p$ osiągnie wartość ujemną, licznik rewersyjny zaczyna odliczać w tył i wyłączać poszczególne stopnie regulacji. Układ osiąga stan ustalony; gdy różnica napięć osiągnie wartość zbliżoną do zera i będzie zawarta w oknie regulacji, ograniczonym progami zadziałania komparatorów. Duża liczba kombinacji stopni regulacyjnych pozwala na bardzo dokładną regulację napięcia, a zastosowanie triaków jako elementów łączeniowych eliminuje przepięcia łączeniowe.



Rys.4.8. Charakterystyka zewnętrzna magnetycznego potrajacza częstotliwości z regulatorem.

Na rys. 4.8 przedstawiono przebieg regulacji napięcia magnetycznego potrajacza częstotliwości o danych: $S=2 \text{ kV A}$, $U_f=252 \text{ V}$, $U_{30}=160 \text{ V}$, $U_{32}=160 \text{ V}$, $\cos \varphi_3=0,8 \text{ ind.}$. Podobny regulator dla potrajacza z wyjściem trójfazowym o mocy 80 kW , do zasilania silników, opisano w pracy [42].

5. PROJEKTOWANIE

Jak wykazała analiza stanu obciążenia, moc wyjściowa magnetycznego mnożnika i jego charakterystyka zewnętrzna bardzo zależą od charakteru obciążenia i stanu nasycenia rdzenia. Wzrost stanu nasycenia rdzenia usztywnia charakterystykę zewnętrzną, ale wymaga dużej mocy magnesującej, co pociąga za sobą wzrost wymiarów uzwojenia pierwotnego. Skompensowanie obciążenia czynno-indukcyjnego do $\cos\varphi_2=1$ lub nieznaczne przekompensowanie pojemnościowe usztywnia charakterystykę zewnętrzną. Wymagania odnośnie kształtu charakterystyki zewnętrznej są bardzo różne dla różnych odbiorników. Mnożniki magnetyczne buduje się zazwyczaj do zasilania z góry określonych odbiorników, które stawiają odpowiednie wymagania odnośnie charakterystyki zewnętrznej. Aktualnie głównymi zastosowaniami mnożników magnetycznych są:

- piece indukcyjne i nagrzewnice indukcyjne skrośne [91], [108], nagrzewarki oporowe [80]
- silniki indukcyjne o prędkościach obrotowych wyższych niż 5000 obr./min.
- wytwornice ozonu

Wymagana charakterystyka zewnętrzna $U_2=f(I_2)$ oraz charakterystyka magnesowania obwodu $B=f(H)$ stanowią punkt wyjścia w projektowaniu magnetycznych potrajaczy częstotliwości. Jako materiał na rdzenie stosuje się zwykle blachę transformatorową. Transformatory pracują przy indukcjach poniżej 2 T i wytwórnie blach nie podają charakterystyki magnesowania i stratności dla wyższych indukcji. Dla uwzględnienia wpływu szczelin i konstrukcji magnetowodu wyznacza się pomiarowo charakterystykę $B=f(H)$ oraz $P_f=f(B)$ w zakresie interesujących indukcji dla zbudowanego w tym celu rdzenia próbnego. W wytwórniach budujących mnożniki korzysta się z danych empirycznych, uzyskanych z prób mnożników budowanych wcześniej.

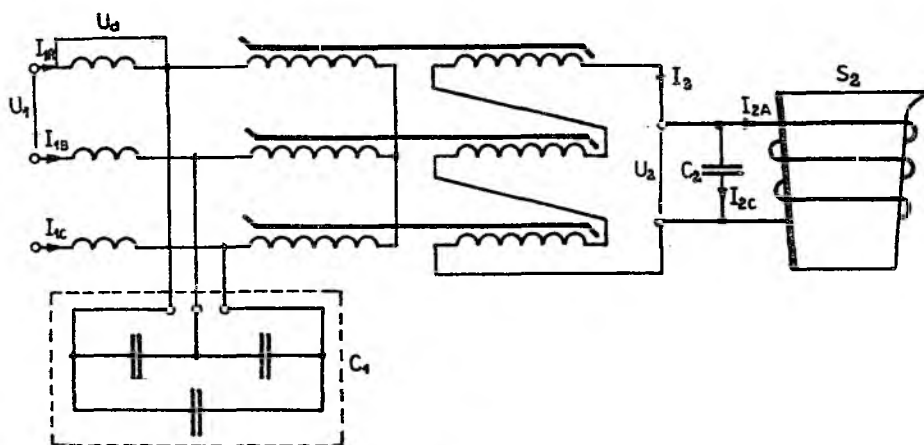
Zasady projektowania magnetycznych potrajaczy częstotliwości zostaną przedstawione na przykładzie projektu magnetycznego potrajacza częstotliwości dla zasilania pieca indukcyjnego..

5.1. ZAŁOŻENIA DO PROJEKTU

Na podstawie wymagań zasilania pieca indukcyjnego ustalono podstawowe dane potrajacza:

- moc pozorna na wyjściu $S_2 = 630 \text{ kVA}$
- napięcie pierwotne $U_1 = 15000 \text{ V}$
- napięcie wtórne regulowane $U_2 = (1000-400) \text{ V}$
- regulacja napięcia przez zmianę kompensacji obciążenia
- kompensacja mocy biernej strony pierwotnej realizowana będzie przez włączenie baterii kondensatorów na zaciski uzwojenia pierwotnego
- dla zapewnienia poprawnej współpracy z siecią zasilającą zastosowano dławiki szeregowe
- napięcie sieci zasilającej nie przekroczy 1,05 napięcia znamionowego
- współczynnik mocy skompensowanego pieca przy mocy znamionowej jest równy 0,95 poj.

Ideowy układ potrajacza wynikający z przyjętych założeń przedstawia rys. 5.1.



Rys.5.1. Schemat ideowy potrajacza.

5.2. MATERIAŁ NA RDZENIE

Jako materiał na rdzenie wybrano blachę transformatorową zimnowalcowaną ET5 o grubości 0,3 mm, o charakterystyce magnesowania $B=f(H)$ podanej w tabl.5.1 i stratności $\Delta P_\sigma=f(B)$, tabl.5.2.

Tabl. 5.1. Charakterystyka magnesowania blachy ET5 przy indukcji sinusoidalnej i częstotliwości 50 Hz.

H	$\frac{A}{m}$	18	20	50	100	200	500	1000	2500	5000
B	T	0,2	0,72	1,48	1,63	1,70	1,77	1,83	1,90	1,96

Tabl. 5.2. Stratność blachy ET5 przy indukcji sinusoidalnej i częstotliwości 50 Hz.

B	T	0,5	0,75	1,0	1,2	1,4	1,5	1,7	1,8
ΔP_F	$\frac{W}{kg}$	0,11	0,23	0,41	0,58	0,81	0,95	1,42	1,76

Powyższe charakterystyki nie są wystarczające dla projektowania mnożników, które pracują przy indukcji pierwszej harmonicznej rzędu (2,2-2,4) T. Dla wyznaczenia charakterystyki magnesowania w tym zakresie indukcji oraz uwzględnieniu wpływu szczelin wyznaczono doświadczalnie charakterystykę magnesowania $B=f(H)$ i stratności blach $\Delta P=P(B)$ na modelu rdzenia z blachy ET5 o odpowiednio dobranych wymiarach. Charakterystyki powyższe podają tabl. 5.3 i 5.4.

Tabl. 5.3. Charakterystyka magnesowania rdzenia modelu.

H	$\frac{A}{m}$	40	340	1000	1650	4000	7500	15200	26200	41500	61000	74500
B	T	0,8	1,2	1,5	1,7	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,45

Tabl. 5.4. Stratność blachy w rdzeniu modelu.

B	T	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4
ΔP_F	$\frac{W}{kg}$	0,58	0,8	1,2	1,76	2,6	3,05	3,55	4,10	4,60

5.3. CHARAKTERYSTYKA ZEWNĘTRZNA

Przy zasilaniu pieca indukcyjnego magnetyczny potrajacz jest na stałe połączony ze wzбудnikiem pieca i wymagania odno-

śnie przebiegu charakterystyki zewnętrznej, $U_2=f(I_2)$ przy $U_1=\text{const.}$ i $\cos\varphi_2=\text{const.}$ są określone przez zakres zmian mocy pieca. Stan jałowy w zasadzie nie występuje i napięcie U_{20} może być dowolnie wyższe od znamionowego $U_{2n}=1000$ V, dla maksymalnej mocy pozornej pieca $S_2=630$ kVA. Współczynnik mocy pieca zmienia się od wartości 0,3 przy zimnym wsadzie i rośnie ze wzrostem temperatury wsadu do wartości około 0,6. Przy tak niskim współczynniku mocy uzyskanie wymaganych parametrów zasilania w całym procesie wytopu jest możliwe, ale nie jest rozwiązaniem optymalnym, bowiem wymagane nasycenia rdzeni pociągają za sobą duży prąd magnesujący, a co za tym idzie, wzrost wymiarów uzwojenia pierwotnego oraz wzrost strat mocy. Rozwiązanie takie nie jest ekonomicznie uzasadnione. Stosując kompensację pojemnościową pieca możemy uzyskać moc maksymalną 630 kVA przy napięciu na zaciskach pieca 1000 V, wymaganą przy wsadzie zimnym oraz przez zmniejszenie pojemności do 250 kVA przy napięciu 400 V. Miękką charakterystyką zewnętrzną potrająca ułatwia taką regulację. Zakładając pewne przekompensowanie do $\cos\varphi=0,95$ poj., przy mocy największej na początku rozgrzewania uzyskamy wymaganą charakterystykę zewnętrzną. Skrajnymi punktami charakterystyki zewnętrznej są: napięcie w stanie jałowym U_{20} oraz prąd zwarcia I_{2z} . Wielkości te pozwalają wyznaczyć z pomocą zależności (3.1) do (3.6) przebieg charakterystyki zewnętrznej od stanu jałowego do stanu zwarcia. Prąd znamionowy strony wtórnej wyznaczmy z mocy znamionowej

$$I_{2n} = \frac{S_{2n}}{U_{2n}} = \frac{630000}{1000} = 630 \text{ A}$$

Zgodnie z rozważaniami w p. 3.2, obciążenie znamionowe wystąpiło przy maksymalnej mocy S_2 , prąd znamionowy I_{2n} powinien stanowić około 2/3 prądu zwarcia I_{2z} .

Przyjmując $I_{2z} = 1,6 I_{2n}$ otrzymamy ustalony prąd zwarcia strony wtórnej

$$I_{2z} = 1,6 \cdot I_{2n} = 1,6 \cdot 630 = 1008 \text{ A}$$

Taki prąd zwarcia wystąpi przy znamionowym napięciu pierwotnym $U_1=15000$ V, bez dławików. Przy przewidywanej w projekcie pracy

z dławikami prąd zwarcia będzie o kilka procent mniejszy. Napięcie w stanie jałowym U_{20} , przy stałym połączeniu potraja-
cza ze wzбудnikiem pieca, podczas pracy nigdy nie wystąpi, jest
jednak ważną wielkością obliczeniową. Napięcie U_{20} wyznaczamy
z zależności (3.5)

$$U_{20} = \frac{U_{2n}}{\sqrt{1 - \frac{I_2}{I_{2z}} \cos^2 \varphi_2} + \sqrt{\frac{I_{2n}}{I_{2z}} \sin \varphi_2}} =$$

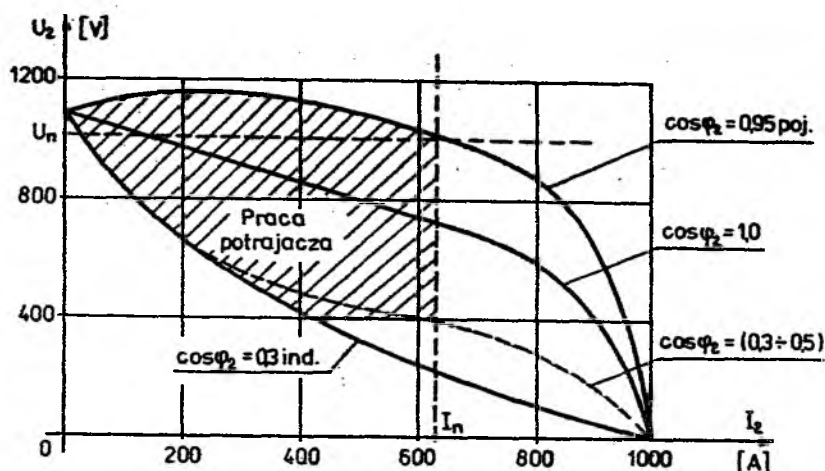
$$= \frac{1000}{\sqrt{1 - \frac{630}{1000} 0,95^2} + \sqrt{\frac{630}{10} 0,31}} = 1110 \text{ V}$$

Korzystając z obliczonych wartości U_{20} oraz I_{2z} wyznaczono z po-
mocą zależności (3.1) do (3.6) charakterystyki zewnętrzne
 $U_2=f(I_2)$ dla trzech wartości współczynnika mocy: $\cos \varphi_2=1$;
 $\cos \varphi_2=0,3$ ind.; $\cos \varphi_2=0,95$ poj. Wyniki obliczeń podano w tabli-
cy 5.5 oraz na rys. 5.2.

Tabl. 5.5. Charakterystyka zewnętrzna $U_2=f(I_2)$ dla trzech
wartości $\cos \varphi_2$.

$\cos \varphi_2$	I_2	A	0	200	400	630	800	1000
1,00	U_2	V	1100	985	855	675	500	0
0,30 ind.	U_2	V	1100	620	420	240	120	0
0,95 poj.	U_2	V	1100	1150	1100	1000	890	0

Współczynnik mocy $\cos \varphi_2=0,3$ ind. jest tylko przy zimnym wsadzie
i ze wzrostem temperatury rośnie. Po wyłączeniu kompensujących
kondensatorów napięcie U_2 będzie wyższe niż wynika to z obli-
czeń przy $\cos \varphi_2=0,3$ ind. Gdyby napięcie dla czasu wygrzewania
okazało się niższe od wymaganych 400 V można je podwyższyć
przez odpowiedni stopień kompensacji bądź odpowiedni odczep
w uzwojeniu wtórnym. W przypadku rozpatrywanym szacunkowe obli-
czenia wskazują, że dla $\cos \varphi_2 \approx 0,5$ ind. napięcie $U_2 \approx 400 \text{ V}$.



Rys.5.2. Charakterystyki zewnętrzne $U_2=f(I_2)$.

5.4. WSTĘPNE WYZNACZENIE WYMIARÓW GEOMETRYCZNYCH RDZENIA

O przenoszeniu mocy ze źródła zasilania do odbiornika decyduje trzecia harmoniczna strumienia magnetycznego w rdzeniu. Korzystając z charakterystyki magnesowania rdzenia $B=f(H)$ uzyskanej pomiarowo dla modelu rdzenia za pomocą zależności (2.13) wyznaczamy krzywą $B_{30}=f(B_1)$, podaną w tabl. 5.6. i na rys. 5.3.

Tabl. 5.6. Trzecia harmoniczna indukcji w rdzeniu $B_{30}=f(B_1)$.

B_1	T	1,6	1,8	2,0	2,20	2,3	2,4	2,5
B_{30}	T	0,305	0,335	0,375	0,425	0,460	0,495	0,530

Przy znanej indukcji B_{30} możliwej do uzyskania o strumieniu trzeciej harmonicznej Φ_{30} , decydującej o napięciu wtórnym, przesądza powierzchnia przekroju kolumny rdzenia S .

Powierzchnie przekroju żelaza rdzenia możemy wyznaczyć podobnie jak w transformatorach ze wzoru Richtera

$$S = C \sqrt{\frac{S_{2n}}{m p_1}} \quad (5.1)$$

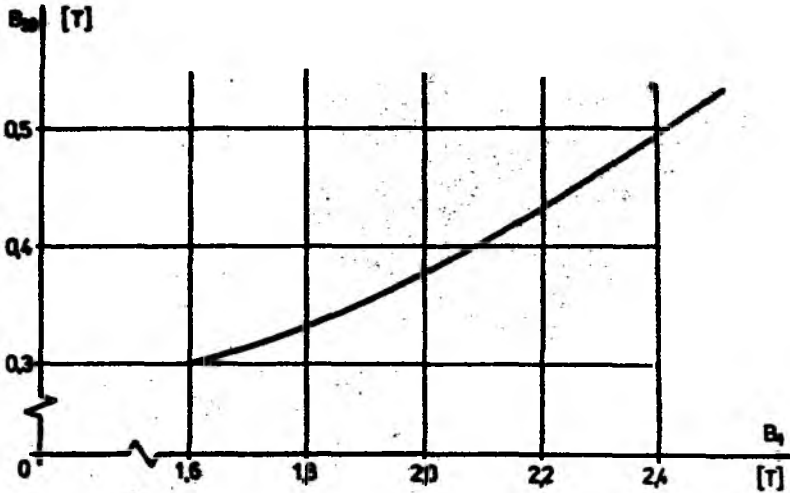
gdzie: S - pole przekroju rdzenia w cm^2

S_{2n} - moc znamionowa na wyjściu 150 Hz w V A

m - liczba transformatorów potrajacze

f_1 - częstotliwość na wejściu 50 Hz

C - stała, którą dla potrajaczy przyjmujemy jako równą 4



Rys.5.3. Krzywe indukcji $B_2=f(B_1)$ w rdzeniu.

Podstawiając wartości liczbowe do (5.1) otrzymamy przekrój

$$S = 4 \sqrt{\frac{630000}{3 \cdot 50}} = 260 \text{ cm}^2$$

Przyjmując wartość indukcji $B_1=2,35 \text{ T}$ i odpowiadającą jej wartość indukcji $B_{30}=0,480 \text{ T}$, dla znanego z wymaganej charakterystyki zewnętrznej napięcia U_{20} wyznaczmy liczbę zwojów uzwojenia wtórnego z zależności (1.4)

$$z_2 = \frac{U_{20}}{3\sqrt{2} f_3 S_2 B_{30}} = \frac{1100 \cdot 10^4}{3\sqrt{2} \cdot 1150 \cdot 260 \cdot 0,44} = 44$$

Średnią długość magnetowodu wyznaczmy z prawa przepływu dla wymaganego prądu zwarcia. Korzystając z zależności (2.41) mamy

$$l = \frac{3\sqrt{2} I_z z_2}{H(B_1) - 2H(\frac{1}{2} B_1)} \quad (5.2)$$

Odczytując z Tabl. 5.3 dla indukcji $B_1 = 2,35 \text{ T}$ - $H = 50000 \text{ A/m}$ i dla $1/2B_1 = 1,175 \text{ T}$ - $H = 310 \text{ A/m}$, i podstawiając do (5.2) otrzymamy

$$l = \frac{3\sqrt{2} \cdot 1000 \cdot 46}{50000 - 2 \cdot 310} = 4 \text{ m}$$

Obliczone, przekrój S i długość obwodu magnetycznego l , określają masę stali konieczną do wytworzenia wymaganej mocy S_2 na wyjściu. Tak obliczone wymiary magnetowodu należy zweryfikować przez rozmieszczenie uzwojeń w oknie rdzenia.

5.5. UZWOJENIA

Wymiary uzwojeń wyznaczają przekroje przewodów, wynikające z wartości prądów w nich płynących i liczby zwojów określone napięciami. Wyznamy prądy w uzwojeniach pierwotnym i wtórnym.

Uzwojenie wtórne.

Wartość skuteczną prądu I_2 wyznaczaliśmy z mocy wtórnej w p.5.3.

$$I_2 = 630 \text{ A}$$

Przyjmując gęstość prądu dla przewodu miedzianego przy chłodzeniu olejowym naturalnym [122]

$$j = 2,5 \text{ A/mm}^2$$

powierzchnia przekroju poprzecznego przewodu uzwojenia wtórnego

$$S_{u2} = \frac{I_2}{j} = \frac{630}{2,5} = 252 \text{ mm}^2$$

Uzwojenie wtórne może być wykonane sześcioma drutami równoległymi o wymiarach $(3,5 \times 12) \text{ mm}$, które przy uwzględnieniu zaokrągleń mają powierzchnię przekroju poprzecznego

$$S_{u2} = 6 \cdot 41 = 246 \text{ mm}^2$$

a gęstość prądu

$$j = \frac{630}{246} = 2,56 \text{ A/mm}^2$$

Liczbę zwojów uzwojenia wtórnego transformatora potrącając wyznaczyliśmy w p. 5.4; $z_2 = 44$.

Znając powierzchnię przekroju poprzecznego przewodu, wymiary poprzeczne oraz liczbę zwojów możemy konstruować uzwojenie wtórne.

Uzwojenie pierwotne.

Wartości skuteczne prądu w uzwojeniu pierwotnym, w stanie obciążenia możemy obliczyć z zależności (3.57). Do określenia powierzchni przekroju przewodu uzwojenia wystarcza wartość skuteczna I_1 , jednak przy obliczaniu strat mocy w uzwojeniach oraz analizie współpracy potrącając z siecią zasilającą, konieczna jest również znajomość poszczególnych harmonicznych. Korzystając z zależności (3.42) do (3.53) obliczono pierwsze i piąte harmoniczne oraz wartości skuteczne prądu obciążenia przy współczynnikach mocy równych 1, 0,95 poj. i 0,3 ind. Wyniki obliczeń podano w tabl. 5.7.

Tabl. 5.7. Prąd pierwotny w stanie obciążenia.

cos	I_2	I_1	Harmoniczne I_1					
			I_1		I_5		I_7	
-	A	A	A	%	A	%	A	%
1,0	630	65	83	100	34	41	17	21
0,95 poj.	630	69	84	100	41	48	25	26
0,3 ind.	630	74	99	100	26	26	6	8

Przyjmując gęstość prądu jak dla uzwojenia wtórnego, powierzchnia przekroju poprzecznego przewodu uzwojenia pierwotnego wyniesie:

$$S_{u1} = \frac{I_1}{j} = \frac{69}{2,6} = 27,6 \text{ mm}^2$$

Uzwojenie może być wykonane drutem o wymiarach $(3 \times 9) \text{ mm}^2$ i po uwzględnieniu zaokrągleń powierzchnia przekroju poprzecznego wyniesie $26,5 \text{ mm}^2$, a gęstość prądu $2,6 \text{ A/mm}^2$.

Liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego wyznaczymy z zależności (1.5)

$$z_1 = \frac{U_{1f}}{\sqrt{2} \pi f_1 S B_1} = \frac{15000 \cdot 10^4}{\sqrt{2} \pi \cdot 50 \cdot 249 \cdot 2,35} = 667$$

Uzwojenie rozmieszczone będzie na dwóch kolumnach i aby były jednakowe obydwie części przyjmujemy parzystą liczbę zwojów

$$z_1 = 668 \text{ zwojów}$$

Wyznaczenie wymiarów poprzecznych i liczb zwojów uzwojeń, pierwotnego i wtórnego umożliwiającą konstrukcję uzwojeń oraz ostateczne ustalenie wymiarów rdzenia.

5.6. PARAMETRY KONSTRUKCYJNE TRANSFORMATORÓW POTRAJACZA

Sposób konstruowania uzwojeń, ustalania ich wymiarów, ustalanie wymiarów okna rdzenia, przekroju kolumny i jarzma są takie same jak przy projektowaniu transformatorów. Bogata literatura z zakresu budowy i projektowania transformatorów [122] przedstawia szczegółowo tą problematykę i nie będziemy jej tu omawiać.

Przy uściślaniu wymiarów magnetowodu nie może ulec zmianie wartość indukcji oraz długość drogi strumienia magnetycznego, ponieważ spowoduje to zmianę charakterystyki zewnętrznej $U_2 = f(I_2)$, napięcia stanu jałowego U_{20} , prądu zwarcia I_{2z} . Jeżeli względy konstrukcyjne spowodują zmianę średniej długości drogi w żelazie, to obliczenia należy powtórzyć. W transformatorach potrajacza uważa się zawsze obydwie kolumny, a powierzchnia przekroju jarzm jest równa powierzchni przekroju kolumny, przez co poziom nasycenia w całym rdzeniu jest jednakowy. Uwzględniając wyniki przeprowadzonych obliczeń ustalono wymiary transformatorów potrajacza:

- średnia długość drogi strumienia $L = 400 \text{ cm}$
- wysokość kolumn $L_k = 125 \text{ cm}$
- szerokość okna $a = 48 \text{ cm}$
- powierzchnia przekroju kolumny $S = 260 \text{ cm}^2$
- średnica koła opisanego na trzyschodkowej kolumnie $D_k = 20 \text{ cm}$
- grubość kolumny i jarzma $c = 18 \text{ cm}$
- wysokość jarzma $h_j = 14,6 \text{ cm}$

Po ustaleniu wymiarów uzwojeń i rdzenia możemy obliczyć masę miedzi i żelaza oraz obliczyć straty mocy w rdzeniu i uzwojeniach. Nie będziemy przedstawiać tych prostych obliczeń, ograniczając się do podania wyników:

- masa żelaza rdzeni potrajająca $G_F = 2360 \text{ kg}$
- masa miedzi uzwojeń potrajająca $G_{Cu} = 1150 \text{ kg}$

Straty mocy:

- w żelazie rdzeni potrajająca $\Delta P_F = 10270 \text{ W}$
- w miedzi uzwojeń w temp. 75°C $\Delta P_{Cu} = 14360 \text{ W}$
- straty całkowite $\Delta P = \Delta P_F + \Delta P_{Cu} = 26070 \text{ W}$

Sprawność potrajacza przy obciążeniu znamionowym

$$\eta = \frac{S_{2n} \cos \varphi_2}{S_{2n} \cos \varphi_2 + \Delta P} = \frac{630 \cdot 0,95}{630 \cdot 0,95 + 26070} = 0,96$$

W obliczeniach nie uwzględniono przewidzianych w założeniach dławików oraz nie obliczono mocy (pojemności) kondensatorów do kompensacji obciążenia indukcyjnego strony wtórnej oraz prądu magnesującego strony pierwotnej. Dobór baterii kondensatorów do kompensacji mocy biernej jest zagadnieniem znanym i nie będziemy się nim tu zajmować. Dławiki mogą w istotny sposób wpływać na współpracę magnetycznego potrajacza częstotliwości z siecią zasilającą [122]. Mają one duży wpływ na zawartość wyższych harmonicznych prądu pierwotnego i kształt charakterystyki magnesowania rdzeni.

Projektowanie magnetycznych potrajaczy częstotliwości przedstawiono na przykładzie zasilacza pieca indukcyjnego. Analogiczne postępowanie będzie przy zasilaniu indukcyjnych nagrzewarek. Przy innych zastosowaniach różnić się będą wymagania odnośnie charakterystyki zewnętrznej. Układy zasilania silników wymagają najczęściej mnożników z wyjściem trójfazowym i małej zmienności napięcia [1], [82]. Wymaganą tu sztywną charakterystykę zewnętrzną, konieczną przy rozruchu i przeciążeniach silników indukcyjnych uzyskuje się przez zautomatyzowane układy regulacji napięcia wtórnego [41], [42], [43], [45], [63], [82]. W zastosowaniu magnetycznych mnożników częstotliwości do zasilania ozonatorów [110], [64], [66], [70], [83], [112], które są

odbiornikami energii elektrycznej o charakterze czynno-pojemnościowym, występuje naturalne usztywnienie charakterystyki zewnętrznej. Zachodzi potrzeba regulacji napięcia w pewnych granicach umożliwiającym sterowanie wydajnością wytwornicy ozonu. Regulację tę można rozwiązać przez podmagnesowanie prądem stałym bądź regulowaną impedancją w przewodzie zerowym. Pozostałe zagadnienia związane z projektowaniem magnetycznych potrajaczy częstotliwości będą analogiczne jak w przedstawionym przykładzie.

LITERATURA

- [1] Adamkiewicz J., Janowski T.: Magnetyczne powielacze częstotliwości do zasilania jednofazowych silników zwartych. Zeszyty Naukowo-Techniczne WSInż. Lublin, 1975, s.61-70.
- [2] Bamdas A. M., Blinov J. W., Zacharov N. W., Sapiro S. W.: Ferromagnitnyje umnożiteli častoty. Energia, Moskwa, 1963.
- [3] Bamdas A. M., Razuwajev Ju. P., Sapiro S. W.: Analogowoje modelirovanie ispolnitielnych ferromagnitnych ustroistv. Nauka, Moskwa, 1975.
- [4] Bendzsak G.: Analysis of the magnetic frequency tripler. Diss., University of Toronto, 1974.
- [5] Bendzsak G., Biringer P.P.: The Influence of Magnetization Characteristics upon Tripler Performance. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-10, No. 3, Sept. 1974, pp. 961-964.
- [6] Bendzsak G. J., Biringer P. P.: Unbalanced Operation of a Magnetic Frequency Tripler. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-18, No. 6, 1982, pp.1755-1757.
- [7] Bessho K., Nafalski A.: Simulation of Transient Behaviour of a Magnetic Frequency Converter with Dynamic Load. Memoires of the Faculty of Technology, Kanazawa University, vol. 15, No. 1, 1982, pp.33-42.
- [8] Bessho K., Yamada S.: High Frequency Power Supply Composed of the Combination of a Thyristor Inverter and a Magnetic Frequency Multiplier. 6-th INTELEC Conf., Tokyo, 1983, pp. 570-573.
- [9] Bessho K., Yamada S., Nafalski A.: Magnetic Frequency Tri-plication in the Structure of Three Three-Legged Cores. Int. Scientific Colloquium Ilmenau, Hl, Al, 1981, pp.191-194.
- [10] Bessho K., Yamada S., Nafalski A., Sudani I.: Three-Phase Output Type Magnetic Frequency Tripler with Three Three-Legged Cores. Papers of Techn. Meeting on Applied Magnetics in Japan, vol. MAG-88, 1981, pp. 49-55.
- [11] Bessho K., Yamada S., Ohyama K.: The Characteristics of a New High Power Frequency Tripler Using Series-Connected Reactor Circuits. Journ. on Magnetism and Magnetic Materials, vol. 19, 1980, pp.331-332.

- [12] Bessho K., Yamada S., Ohya K., Sudani T.: New Magnetic Frequency Tripler with Delta Connection Suited for High Power Unit. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-15, No. 6, Nov. 1979, pp.1791-1793.
- [13] Bessho K., Yamada S., Sudani T.: Theory and Analysis of a New Magnetic Frequency Tripler Using Single Core. European Society Conf. Soft Magnetic Materials 3, Bratislava, Sept. 1977, Proc. pt. 1, pp.75-82.
- [14] Bessho K., Yamada S., Sudani T., Takeuchi T.: A New High-Speed Hybrid AC Motor. Electromechanics and Industrial Electronics Applied Manufacturing Process Conf., Latinal, Italy, 1985, pp.570-573.
- [15] Biringer P.P.: Static frequency multiplying system. Canadian Patent 743 237, 1966.
- [16] Biringer P.P.: Static frequency changers. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-5, 1969, No. 3.
- [17] Biringer P.P., Bendzsak G.J.: Steady-State Analysis and Stability of a Magnetic Frequency Tripler. IEEE Trans. Mag., vol. MAG-5, No. 3, Sept. 1969, pp.334-342.
- [18] Biringer P.P., Dewan S.B.: Analysis of a Filter Circuit for Nonlinear Loads. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-3, No. 1, March 1967, pp.34-38.
- [19] Biringer P.P., Lavers J.D.: A Useful Nonlinear Oesing Model for the Magnetic Frequency Tripler. IEEE Trans. Magn. vol. MAG-11, No. 5, Sept. 1975, pp.1564-1566.
- [20] Biringer P.P., Lavers J.D.: Recent Advances in the Design of Large Frequency Changers. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-12, No. 6, Nov. 1976, pp.823-828.
- [21] Blinow J.W., Gunzin A.W., Dianowa N.Ja.: Triechfaznyj fierromagnitnyj udwoitiel czastoty dla pitaniya vysoko-skrostonnych dwigatielej. Piataja wsiesojuznaja konfierien-cja po primienienji powyszennoj czastoty toka w sielskom choziajstwie. Ordzonkidze, 1974.
- [22] Camras M.: A new frequency multiplier. IEEE Trans. Magn. pt. 3, No. 69, 1963.
- [23] Dick G.W.: Symmetrical Frequency Multiplier Circuits, Trans. AIEE, vol. 79, pt. I, 1960, pp.125-134.

- [24] Dohlgron F., Littke-Persson A.K.: Static transformers for small electric motors. Trans. of the Royal Institute of Technology, Stockholm-Goteborg, 1951.
- [25] Dick G.W., Biringier P.P., Slemon G.R.: Two-phase motor drive using static frequency doubler amplifier. AIEE Communications Electronics, vol. 76, pt. 1, 1957.
- [26] Dresler Z.: Regulacja napięcia wyjściowego magnetycznego potrajacza częstotliwości. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1982.
- [27] Ewstinguecwo T.A.: Die Statischen Ferromagnetischen Frequenzverivierfacher. Wissenschaftliche Zeischriften TU Dresden, 22, H5, 1973.
- [28] Elbers J.D.: Der zweiseitufige statische Frequenzversechsfacher. Diss., TH Aachen 1962.
- [29] Geyger W.A.: Stabilized 400 to 3600 c/s magnetic frequency multiplier. IEEE Trans. on Magnetics. Vol. MAG-1, 1965.
- [30] Goleman R.: Charakterystyki obwodu wyjściowego w stanie obciążenia magnetycznego potrajacza częstotliwości. Prace Instytutu PIUEE1. Politechniki Lubelskiej, 82, 1978.
- [31] Goleman R.: Straty mocy w transformatorowym potrajaczu częstotliwości. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1983.
- [32] Goleman R.: Układ magnetyczny potrajacza częstotliwości. Zgł. pat. Nr P-253460 z dnia 1985.05.16, UP PRL.
- [33] Goleman R.: Układ magnetycznego potrajacza częstotliwości. Zgł. pat. Nr P-253080 z dnia 1985.04.23, UP PRL.
- [34] Goleman R., Guz J., Janowski T., Wawszczak J.: Potentials of Primary Neutral Points in the Three-Phase Magnetic Frequency Tripler. Prace PIUEE1. Politechniki Lubelskiej, seria 8, Nr 5, 1983, s. 99-118.
- [35] Goleman R., Yamada S., Bessho K.: Performance of a Three-Phase to Two-Phase Magnetic Frequency Tripler. Papers of Techn. Meeting on Applied Magnetics in Japan, vol. MAG-84-151, 1984, pp. 59-65.
- [36] Guz J.: Analityczne wyznaczanie prądów i napięć magnetycznego pięciokrotnika częstotliwości. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1984.

- [37] Gwelessiani H., Koall W.: Ein Trifrequenz-Tiegelschmelzofen für Zinkschmelzlegierungen. Elektrowärme International, 1973 Bd. 31. 86.
- [38] Hasumi T., Hirokawa T., Tadokoro M.: Frequency tripler with very little input-current distortion. IEEE Trans. on Magnetics. Vol. MAG-5. 1969, No. 4.
- [39] Hasumi T., Tadokoro M., Kasahara K.: An Analysis of the Frequency Tripler. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-2, No. 3, Sept. 1966, pp. 647-652.
- [40] Goleman R., Nafalski A., Wawszczak J., Janowski T.: Stan aktualny i perspektywy rozwoju magnetycznych mnożników częstotliwości. Prace IPIUEE1. "Elektryka", Politechnika Lubelska, 1978, seria C, Nr 2, s. 74-80.
- [41] Janowski T., Dresler Z., Wawszczak J.: Układ regulacji napięcia wyjściowego magnetycznego mnożnika częstotliwości, zwłaszcza potrająca z wyjściem trójfazowym i dziewięciokrotnika. Patent PRL Nr 136124 z dnia 26.04.85.
- [42] Janowski T., Dresler Z., Palak H.: Kaskadowy układ regulacji napięcia wyjściowego w magnetycznym potrającu częstotliwości typu transformatorowego. Patent PRL Nr 137129 z dnia 17.09.85.
- [43] Janowski T., Dresler Z.: Regulator napięcia wyjściowego magnetycznego potrająca częstotliwości. Wiadomości Elektrotechniczne, Wycł. NOT W-wa, 1981, Nr 17/18, s. 405-406.
- [44] Janowski T., Dresler Z.: Regulacja napięcia magnetycznego potrająca częstotliwości. Folia Societatis Scientiarum Lublinensis, PWN W-wa, 1982, vol. 24, s. 35-42.
- [45] Janowski T., Goleman R.: Calculation of the Input Current in a Magnetic Frequency Tripler. Prace IPIUEE1. Politechnik Lubelskiej, seria B, Nr 5, 1983, s. 37-59.
- [46] Janowski T., Goleman R., Guz J., Wac-Włodarczyk A.: Open-Circuit Induction of Magnetic Frequency Multipliers. Prace IPIUEE1. Politechniki Lubelskiej, seria B, Nr 5, 1983 s. 19-35.
- [47] Janowski T., Goleman R., Nafalski A.: Core Losses in Magnetic Frequency Triplers. European Physical Society Conf. Soft Magnetic Materials 7, Blackpool, 1985, Conf. Proceed., pp. 240-242.

- [48] Janowski T., Goleman R., Stryczewska H., Wac-Włodarczyk A.: Primary Current Waveforms in the Three-Phase Output Magnetic Frequency Tripler. *Prace IPIUEE1. Politechniki Lubelskiej*, seria 8, Nr 5, 1983, s. 119-141.
- [49] Janowski T., Goleman R.: Additional Losses in Frequency Tripler Windings. *Plenum Electromagnetic fields in Electrical Engineering*, New York and London, 1988, s. 107-112.
- [50] Janowski T., Guz J., Nafalski A.: Steady-State Behaviour of a Magnetic Frequency Quintupler. *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-20, No. 5, Sept. 1984, pp. 1801-1803.
- [51] Janowski T., Guz J., Goleman R.: Analiza indukcji w rdzeniach magnetycznego pięciokrotnika częstotliwości w stanie jałowym. *VI Seminarium Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów*, Gliwice-Ustroń, 1983, s. 404-411.
- [52] Janowski T., Guz J., Nafalski A.: Quintupled Frequency Generation in a System with Magnetic Cores. *Int. Scientific Colloquium Ilmenau*, H1, A1, 1984, pp. 193-196.
- [53] Janowski T., Nafalski A.: Magnetyczny powielacz częstotliwości typu transformatorowego o trzech wartościach częstotliwości wyjściowej. *Patent PRL Nr 98763*.
- [54] Janowski T., Nafalski A.: Układ regulacji napięcia wyjściowego w magnetycznym potrajaczu częstotliwości typu transformatorowego. *Patent PRL Nr 98811*.
- [55] Janowski T., Nafalski A.: Aproksymacja krzywej magnesowania magnetycznych powielaczy częstotliwości dla celów obliczeń na maszynach cyfrowych. *Folia Societatis Scientiarum Lublinensis*, vol. 20, Nr 1. 1978, s. 127-133.
- [56] Janowski T., Nafalski A.: Przegląd aktualnych zastosowań magnetycznych mnożników częstotliwości. *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. LVI, Nr 11, 1980, s. 473-476.
- [57] Janowski T., Nafalski A.: Zastosowanie magnetycznych mnożników częstotliwości do zasilania pieców indukcyjnych. *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. LIX, Nr 7, 1983, s. 295-299.
- [58] Janowski T., Nafalski A.: Model analogowy dwufazowego silnika indukcyjnego z niesymetrią uzwojeń stojana. *Folia Societatis Scientiarum Lublinensis*, PWN W-wa, 1981, vol.23, s. 79-85.

- [59] Janowski T., Nafalski A.: Układ regulacji napięcia wyjściowego w magnetycznym potrajączu częstotliwości. Zeszyty Naukowo-Techniczne WSiInż. Lublin, 1977, s. 121-125.
- [60] Janowski T., Nafalski A.: Magnetyczny powielacz częstotliwości o trzech wartościach częstotliwości wyjściowej. Zeszyty Naukowo-Techniczne WSiInż. Lublin, 1977, s. 126-130.
- [61] Janowski T., Nafalski A., Guz J.: Wpływ aproksymacji krzywej magnesowania na wyniki analizy magnetycznych mnożników częstotliwości. Folia Societatis Scientiarum Lublinensis, vol. 23, Nr 2, 1981, s. 183-192.
- [62] Janowski T., Nafalski A., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H. Magnetyki amorficzne jako materiał na rdzenie transformatorów. Przegląd Elektrotechniczny, Wyd. NOT W-wa, 1985, Nr 10/11, s. 308.
- [63] Janowski T., Nafalski A., Wawszczak J., Bessho K.: Three-Phase Output 80 kVA Magnetic Frequency Tripler Supplying a Multimotor Load. Papers of Techn. Meeting on Applied Magnetism in Japan, vol. MAG-82-124, 1982, pp. 11-20.
- [64] Janowski T., Stryczewska H., Bessho K.: Analysis of Magnetic Frequency Tripler Supplying an Ozonizer. Papers of Techn. Meeting on Applied Magnetism in Japan, vol. MAG-84-150, 1984, pp. 49-57.
- [65] Janowski T., Stryczewska H.: Przetwarzania częstotliwości w mnożnikach statycznych. Folia Societatis Scientiarum Lublinensis, PWN W-wa, 1981, vol. 23, s. 71-78.
- [66] Janowski T., Stryczewska H.: The magnetic frequency converter in an ozone generating system. IEEE Trans. on Magnetism, Sept. 1987, vol. MAG-23, Nr 5, s. 3762-3764.
- [67] Janowski T., Stryczewska H.: Współczynnik mocy ozonatora. XI Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Gliwice-Ustroń, 1988.
- [68] Janowski T., Stryczewska H.: An electrical model of an ozone generator for computer simulation. International 88 Conf. Modelling and Simulation, Nov. 1988, Chiny, Abstract, s. 132.
- [69] Janowski T., Stryczewska H., Dresler Z.: A mathematical model of a magnetic frequency multiplier with an impedance in the neutral connection. International 88 Conf. Modelling and Simulation, Nov. 1988, Chiny, Abstract, s. 142.

- [70] Janowski T., Stryczewska H.: Analysis of a Magnetic Frequency Tripler Supplying an Ozonizer. Digests of the International Magnetics Conf. INTERMAG, Hamburg, 9-13 April, 1984, s. 192.
- [71] Janowski T., Stryczewska H.: Simulation of an Ozone Generator Supplied from a Magnetic Frequency Converter. Proceedings International Conf. on Modelling and Simulation, Sorrento, Italy, 29 Sept. - 1 Oct. 1986, s. 125-135.
- [72] Janowski T., Stryczewska H., Goleman R.: Kształt prądu pierwotnego transformatorowego dziewięciokrotnika częstotliwości. VI Seminarium Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Gliwice-Ustroń, 1983, s. 390-403.
- [73] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: Model matematyczny magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości. Rozprawy Elektrotechniczne, Wyd. PAN W-wa, 1986, 32, z. 3, s. 759-783.
- [74] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: The mathematical model of a non-linear circuit using as an example a magnetic frequency nontupler. Proceedings of International Conf. on Modelling and Simulation, Sorrento - Italy, 1986, s. 115-123.
- [75] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: Analiza drgań nieliniowych metodą stroboskopową. VII Krajowa Konf. Teorii Obwodów i Układów Elektronicznych, Politechnika Warszawska 1984, s. 192-198.
- [76] Janowski T., Wac-Włodarczyk A.: Wykorzystanie metody stroboskopowej do analizy układów nieliniowych na przykładzie magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości. VII Seminarium Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów SPEIO, Politechnika Śląska, 1984, s. 104-112.
- [77] Janowski T., Wawszczak J.: Napięcie wyjściowe transformatorowego potrajacza częstotliwości. Przegląd Elektrotechniczny, vol. XLVIII, Nr 1, 1972, s. 15-19.
- [78] Janowski T., Wawszczak J.: Prąd stanu jałowego magnetycznego potrajacza częstotliwości. Przegląd Elektrotechniczny, vol. LV, Nr 1, 1979, s. 15-17.
- [79] Janowski T., Wawszczak J.: Metody wyznaczania prądu zwarcia strony wtórnej magnetycznego potrajacza częstotliwości. Folia Societatis Sc. Lub. 20, 1978, Nr 1.

- [80] Janowski T., Wawszczak J., Lasocki W.: Nagrzewarka oporowa. Patent PRL Nr 92863 z dn. 25.03.75.
- [81] Janowski T., Wawszczak J.: Wybór materiału na rdzenie transformatorowych potrajaczy częstotliwości. Folia Societatis Sc. Lub., vol. 17, 1975, Nr 1/2.
- [82] Janowski T., Wawszczak J.: Transformatorowy potrajacz częstotliwości z wyjściem trójfazowym. Wiadomości Elektrotechniczne, Wyd. NOT W-wa, 1981, Nr 17/18, s. 405-406.
- [83] Janowski T., Wawszczak J., Adamkiewicz J.: Statyczny prze-miennik częstotliwości do zasilania wytwornic ozonu. Wiadomości Elektrotechniczne, Wyd. NOT W-wa, 1983, s.258-260.
- [84] Janowski T.: Metody wyznaczania prądu zwarcia strony wtórnej transformatorowego potrajacza częstotliwości. Folia Societatis Sc. Lub., PWN W-wa, 1978, vol. 20, s.117-125.
- [85] Janowski T., Wawszczak J.: Charakterystyka zewnętrzna transformatorowego potrajacza częstotliwości. Zeszyty Naukowe PL, 1990.
- [86] Johnson L.J., Rouch S.E.: Magnetic frequency multipliers. AIEE Trans., pt. 1, vol. 73, Nov. 1954.
- [87] Junker GMBH: Induktionstiegelofen mit magnetischen Frequenz-wandler, Katalog 3303, 1979.
- [88] Lavers J.D., Biringer P.P.: The effect of third Harmonic Flux on the core loss in a magnetic frequency multiplier. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-14, Nr 5, Sept. 1978, pp.993-995.
- [89] Leusden G.P.: Vorausberechnung des statischen Frequenz-verdreifachers mit gesättigten Eisendrosseln am Digital - und Analogrechner. Elektrowarme International, Bd. 26, Nr 3, Marz 1968, s. 92-98.
- [90] Leusden G.P.: Ein statischer Frequenzverneunfocher. Elektrowarme, Bd. 23, Nr 10, Okt. 1965.
- [91] Liwiński W.: Magnetyczny statyczny potrajacz częstotliwości. Przegląd Elektrotechniczny Nr 2, 1968.
- [92] Mirzyn W.I., Sobor I.W., Zabudowski J.I.: Matematическое моделирование статических ферромагнитных устройств, Sztinea, Kiszyniew 1981.
- [93] Murakami K., Ohno K.: A new frequency multiplier made of magnetic core with multiple holes. IEEE Trans. on Magn., vol. MAG-12, No. 6, 1976,

- [94] Nafalski A.: Simulierung eines statischen Frequenzvervielfachers mit nichtlinearem Eisenkern am Analogrechner. Interface, Nr 7, 1976, S. 32-34.
- [95] Nafalski A.: Analiza napięć i prądów magnetycznego potrająca częstotliwości w stanie jałowym. Prace IPIUEEl., Politechnika Lubelska, seria B, Nr 2, 1978, s. 55-64.
- [96] Nafalski A.: Analiza własności magnetycznego mnożnika częstotliwości do zasilania jednofazowych silników indukcyjnych. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 1978.
- [97] Nafalski A., Bessho K., Sudani T., Yamada S.: An approach to the steady-state analysis of a magnetic frequency converter. Prace IPIUEEl., Politechnika Lubelska, seria B, Nr 5, 1983, s. 143-163.
- [98] Nafalski A., Bessho K., Yamada S., Sudani T.: Performance and analysis of an advanced type magnetic frequency tripler with three three-legged cores. IEEE Trans. Magn., vol. MAG-18, Nr 6, Nov. 1982, pp. 1758-1760.
- [99] Nafalski A., Guz J., Goleman R., Chabuda S.: Computer-aided precalculation of the magnetic frequency tripler. Prace IPIUEEl., Politechnika Lubelska, seria B, Nr 5, 1983, s. 79-97.
- [100] Nafalski A., Guz J.: Computer-Aided Tripler Design. Proceedings of International Conf. on Modelling and Simulation, Neapol, 1986, vol. 2.3, pp. 29-40.
- [101] Nafalski A., Solar D.: Bestimmung der Belastungskennlinien eines magnetischen Frequenzvervielfachers mit Hilfe eines Hybridrechners. Elektrie, vol. 36, H. 12, 1982, S. 637-640.
- [102] Nafalski A., Yamada S., Bessho K.: New configuration of magnetic frequency tripler in the structure of three three-legged cores. Papers of Techn. Meeting on Applied Magnetism in Japan, vol. MAG-81-87, 1981, pp. 39-48.
- [103] Pasternak J.: Praca elektrotermicznego urządzenia indukcyjnego zasilanego z potrająca częstotliwości. Rozprawa doktorska, AGH Kraków, 1971.
- [104] Pasternak J.: Analiza ustalonych stanów pracy elektromagnetycznego potrająca częstotliwości. Rozprawy Elektrotechniczne, t. 19, z. 3, 1973, s. 423-435.

- [105] Rozanskiĭ L.L.: K teorii mnogofaznykh umnozitel'ej castoty. Elektricestvo, Nr 5, 1950, s. 57-63.
- [106] Rydzewski Z.: Generacja napięć potrojonej częstotliwości w pewnych układach trójfazowych. Rozprawy Elektrotechniczne, t. 16, Nr 1-2, 1970.
- [107] Schluckebier D.: Weiterentwicklung der magnetischen Frequenzumformung auf 450 Hz. Elektrowarme International, vol. 37, B 1, Feb. 1979, S. 21-27.
- [108] Schuring K.: Der Einsatz statisch gewandelter Frequenzen beim induktiven Schmelzen. Elektrowarme International, 81, 82, Bd. 32, 1974.
- [109] Schluckebier D.: Further developments in the field of magnetic frequency conversion to 450 Hz. Report on the VI International Junker Furnace Conference, Lammersdorf, Sept. 1978.
- [110] Stryczewska H.: Analiza pracy magnetycznego potrajacza częstotliwości jako źródła zasilania odbiornika nieliniowego na przykładzie wytwornicy ozonu. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1986.
- [111] Stryczewska H., Janowski T.: Electrical supply systems for an ozone generator. Proceedings II Inter. Symp. High Pressure low Temp. Plasma Chemistry, "Hakone II", Kazimierz, Poland, 1989, s. 88.
- [112] Stryczewska H., Janowski T.: Investigation of the ozone generation system with magnetic frequency tripler. Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej, Nr 172, 1989.
- [113] Śmigiel Z.: Konwertory parametryczne na bazie wielofunkcyjnych elementów magnetycznych. III Międzynarodowe SPETO, Gliwice-Ustroń, 1979, s. 131-152.
- [114] Sudani T., Yamada S., Bessho K.: Numerical Analysis of a New Magnetic Frequency Tripler with Series-Connected Reactors. IEEE Trans., vol. MAG-15, No. 6, Nov. 1979, pp. 1788-1790.
- [115] Wac-Włodarczyk A.: Analiza pracy magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1983.

- [116] Wac-Włodarczyk A., Guz J., Goleman R.: An Analytical Method of Evaluating the Output Voltage of a Magnetic Frequency Tripler under Load. *Prace IPIUEE1., Politechnika Lubelska, seria B, Nr 5, 1983, s. 61-77.*
- [117] Wawszczak J.: Analiza obciążalności magnetycznych potra-
jaczy częstotliwości. *Rozprawa doktorska, Politechnika Łódzka, 1977.*
- [118] Yamada S., Nafalski A., Bessho K.: A New Magnetic Fre-
quency Tripler with Three Three-Legged Cores. *Digests of
the Fifth Annual Conf. on Magnetism in Japan, Tokyo,
1981, 21pA-11.*
- [119] Yamada S., Tamai S., Bessho K., Nafalski A.: Transient
Performance and Phase Sequence of the Ferroresonant
Type DC to Three Phase AC Converter. *Journal on Magnetism
and Magnetic Materials, vol. 41, 1984, pp. 441-444.*
- [120] Yamada S., Takeuchi A., Sudani T., Bessho K.: High-Speed
AC Motor Including the Function of a Magnetic Frequency
Tripler. *IEEE Trans. Magn., vol. MAG-22, No. 5, Sept. 1986,
pp. 967-969.*
- [121] Dąbrowski M.: Analiza obwodów magnetycznych. Straty mocy
w obwodach. *PWN, W-wa, 1971.*
- [122] Jezierski E.: Transformatory. Podstawy teoretyczne. *WNT,
W-wa, 1965.*
- [123] Jezierski E. i inni: Budowa i obliczanie rdzeni transfo-
rmatorów energetycznych. *WNT, W-wa, 1979.*
- [124] Janowski T., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H.: Amorphous
materials for cores of magnetic frequency multipliers.
*European Physical Society Conf. Soft Magnetic Materials 9,
Madryt 1989. Conf. Proceedings.*

MAGNETIC FREQUENCY TRIPLERS

Politechnika Lubelska 1990, 114 pages, 55 figures, 9 table, 124 references

This paper presents an analysis of phenomena in the magnetic frequency triplers operating in the steady state. On the basis of an analysis of phenomena in the tripler cores the analytical methods of calculation of all important quantities characterizing the magnetic frequency tripler in all possible operating conditions are given. A major part of the paper is devoted to an analysis of the effect of the load conditions on the utilization of the core material in order to obtain maximum output power. The methods of calculating the core losses with distorted magnetic flux waveform and winding losses with current are presented. The methods of output voltage regulation and stabilization by means of a regulated impedance in the neutral connection or by magnetizing the tripler cores by DC current are described.

The process of designing magnetic frequency triplers is illustrated by the step by step design of a tripler with a three phase 15 kV input at 50 Hz and a 630 kW single phase 150 Hz output.

MAGNETYCZNE POTRAJACZE CZĘSTOTLIWOŚCI

Politechnika Lubelska 1990, 114 stron, 55 rysunków, 9 tabel, 124 publikacje

Streszczenie

W pracy przedstawiono analizę zjawisk w magnetycznych mnożnikach częstotliwości w ustalonych stanach pracy. W oparciu o analizę zjawisk, zachodzących w magnetowodach, opracowano analityczne metody obliczania wszystkich istotnych wielkości charakteryzujących magnetyczne potrajacze częstotliwości we wszystkich możliwych stanach pracy. Szczególnie dużo miejsca poświęcono analizie stanu obciążenia potrajaczy oraz wykorzystanie materia-

łów dla przetworzenia maksymalnej mocy. Straty mocy w rdzeniach wyznaczono przy odkształconym strumieniu magnetycznym oraz straty dodatkowe w uzwojeniach przy odkształconym prądzie.

Przedstawiono metody regulacji i stabilizacji napięcia wyjściowego przez podmagnesowanie prądem stałym oraz przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym.

Projektowanie magnetycznych potrajaczy częstotliwości przedstawiono na przykładzie magnetycznego potrajacza częstotliwości do zasilania pieca indukcyjnego o mocy 630 kW, zasilanym z cieci o napięciu 15000 V, 50 Hz.