

Politechnika Lubelska

Henryka Danuta Stryczewska

**Analiza zintegrowanych zasilaczy
elektromagnetycznych
w urządzeniach wyladowczych**

Lublin 1996

Opiniodawcy:
Prof. dr hab. inż. Albin Czernichowski
Prof. dr hab. inż. Tadeusz Skoczkowski

Redaktor techniczny
Mgr Elżbieta Anasiewicz

Wydano za zgodą Rektora Politechniki Lubelskiej

**WYDANIE PUBLIKACJI DOFINANSOWANE
PRZEZ KOMITET BADAŃ NAUKOWYCH**

ISBN 83-86333-63-4

© Copyright by Politechnika Lubelska 1996

Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej

**Nakł. 150 egz. F. B5. Ark. wyd. 8,24. Ark. druk. 8,25.
Zam. 44/96**

**Zakład Wydawniczo-Poligraficzny Politechniki Lubelskiej
ul. Bernardyńska 13, 20-950 Lublin**

SPIS TREŚCI

Przedmowa	5
Ważniejsze oznaczenia	6
1. Wstęp	9
1.1. Plazma nietermiczna	9
1.2. Wytwarzanie ozonu	10
1.3. Plazmowa obróbka gazów emitowanych do atmosfery	11
1.4. Teza i cel pracy	12
2. Reaktory plazmowe jako odbiorniki energii elektrycznej	15
2.1. Ozonatory	16
2.1.1. Mechanizm wyładowań elektrycznych w ozonatorze	16
2.1.2. Charakterystyka procesu syntezy ozonu w wyładowaniach barierowych	18
2.1.3. Elektryczne właściwości wyładowań w ozonatorze	19
2.1.4. Schemat zastępczy elementu wyładowczego ozonatora	25
2.1.5. Parametry energetyczne procesu syntezy ozonu	28
2.2. Reaktory plazmy nietermicznej typu GlidArc	31
2.2.1. Zasada budowy i działania	31
2.2.2. Przebiegi prądów i napięć, charakterystyki	33
2.2.3. Zależności energetyczne	35
3. Charakterystyka układów zasilania reaktorów plazmowych	39
3.1. Przegląd stosowanych układów	39
3.1.1. Układy zasilania ozonatorów	40
3.1.2. Układy zasilania plazmotronów łukowych	45
3.2. Moc i sprawność	48

4. Zintegrowany układ zasilania ozonatorów.....	54
4.1. Wprowadzenie w teorię magnetycznych mnożników częstotliwości	55
4.2. Model matematyczny układu zintegrowanego	65
4.3. Analiza numeryczna pracy układu zintegrowanego o częstotliwości 150Hz	68
4.4. Badania eksperymentalne modelu układu zintegrowanego	76
5. Zintegrowany układ zasilania plazmotronu łukowego.....	85
5.1. Zasada działania	85
5.2. Modele układu	90
5.3. Badania eksperymentalne	93
6. Projektowanie układów zasilania reaktorów plazmowych.....	97
6.1. Projektowanie zintegrowanych układów zasilania generatorów ozonu	98
6.1.1. Założenia do projektowania	99
6.1.2. Przykład projektowania	99
6.2. Projektowanie zasilaczy plazmotronów łukowych	110
6.2.1. Założenia do projektowania	110
6.2.2. Materiał na rdzenie transformatorów roboczych	111
6.2.3. Indukcja w rdzeniach transformatorów roboczych	111
6.2.4. Wymiary rdzeni	112
6.2.5. Uzwojenia	112
6.2.6. Transformator zapłonowy	117
7. Podsumowanie	119
8. Literatura	121
Streszczenie w języku angielskim	131
Streszczenie w języku niemieckim	132

Wprowadzenie

W niniejszej pracy przedstawiono analizę zjawisk w reaktorach plazmowych do syntezy ozonu i do neutralizacji toksycznych gazów emitowanych do atmosfery i na jej podstawie sformułowano wymagania jakie powinny spełniać układy zasilania tych reaktorów.

Wykazano, że odpowiednie wykorzystanie wyższych harmonicznym odkształconego strumienia magnetycznego transformatora, który jest podstawowym elementem układów zasilających reaktory plazmowe, pozwala budować układy integrujące wszystkie funkcje stosowanych dotychczas układów i spełniające stawiane im wymagania. W pracy przedstawiono takie układy, przeanalizowano ich działanie oraz zweryfikowano rozważania teoretyczne w badaniach eksperymentalnych przeprowadzonych na zbudowanych w tym celu modelach fizycznych.

Najważniejszymi osiągnięciami rozprawy zdaniem autorki są:

- Przeprowadzenie analizy zjawisk fizycznych w elemencie wyladowczym generatora ozonu i opracowanie zmodyfikowanej teorii działania ozonatora jako odbiornika energii elektrycznej.
- Przeprowadzenie analizy mocy pobieranej przez reaktor z sieci oraz minimalizacja mocy biernej przesunięcia.
- Przeprowadzenie analizy pracy układu zasilania reaktora ozonu z regulacją napięcia przez zmianę impedancji w przewodzie neutralnym. Przeprowadzenie badań eksperymentalnych na zbudowanych modelach o częstotliwości wyjściowej 150 Hz i 250 Hz.
- Opracowanie zasady działania nowego zintegrowanego układu zasilania plazmotronu do neutralizacji toksycznych gazów emitowanych do atmosfery. Przeprowadzenie badań doświadczalnych zbudowanego modelu zasilacza.
- Zaprojektowanie, zbudowanie i próby eksperymentalne zintegrowanego układu zasilania plazmotronu GlidArc do neutralizacji toksycznych gazów dla badań laboratoryjnych i pilotujących w przemyśle.
- Opracowanie metodyki projektowania zintegrowanych układów zasilania reaktorów plazmowych.

WAŻNIEJSZE OZNACZENIA

a, b	– współczynniki aproksymacji charakterystyki magnesowania
$B(t)$	– wartość chwilowa indukcji magnetycznej [T]
B_1, B_3	– amplitudy pierwszej i trzeciej harmonicznej indukcji [T]
C_d, C_{sz}, C_w	– pojemności odpowiednio bariery dielektrycznej, szczeliny wyladowczej i wypadkowa elementu wyladowczego [F]
d	– szerokość szczeliny wyladowczej [mm]
D	– moc odkształcenia [VA]
$\tilde{e}$	– energia właściwa [J/m ³]
e_z	– siła elektromotoryczna, napięcie zasilające [V]
E_ρ	– natężenie pola elektrycznego od ładunku przestrzennego [V/m]
E_z	– natężenie zewnętrznego pola elektrycznego [V/m]
ΔE	– ubytek energii podczas pojedynczego wyladowania [J]
f_1, f_2	– częstotliwość na wejściu i wyjściu zasilacza [1/s]
G_n	– nieliniowa przewodność szczeliny wyladowczej [S]
G_1, G_2	– przewodność szczeliny wyladowczej przed i po wyladowaniu [S]
i_t	– prąd łuku [A]
I_{1m}, I_{5m}, I_{7m}	– amplitudy, odpowiednio pierwszej, piątej i siódmej harmonicznej prądu pierwotnego zintegrowanego zasilacza elektromagnetycznego [A]
I_{2z}	– prąd zwarcia strony wtórnej zasilacza [A]
j	– gęstość prądu [A/m ²]
k	– stała charakterystyczna dla gazu
L_k, L_j	– długość odpowiednio kolumny i jarzma obwodu magnetycznego transformatora zasilacza [m]
l_{Fe}	– średnia długość magnetowodu [m]
M_{Fe}	– masa rdzenia [kg]
M_u	– masa uzwojeń [kg]

n	– liczba naturalna, krotność częstotliwości sieciowej
N	– średnia liczba wyładowań przypadająca na jeden okres zmian napięcia zasilającego
N_1, N_2	– liczba zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego zasilacza
$\tilde{p}$	– gęstość mocy, zwana mocą właściwą [W/m^3]
p	– ciśnienie gazu [Pa]
p_{el}	– powierzchniowa gęstość mocy w [W/m^2]
ΔP	– straty mocy [W]
P, Q	– moc czynna i bierna [W], [var]
Q_D	– moc bierna dławików [var]
q	– ładunek elektryczny [C]
R_1, R_2	– rezystancja uzwojeń pierwotnych i wtórnych zasilacza [Ω]
R_t	– nieliniowa rezystancja łuku [Ω]
S_{Fe}, S_k	– pole przekroju rdzenia magnetycznego [m^2]
S_{u1}, S_{u2}	– powierzchnia przekroju poprzecznego przewodu uzwojenia odpowiednio pierwotnego i wtórnego zasilacza [m^2]
S_1, S_2	– moc pozorna strony pierwotnej i wtórnej zasilacza [VA]
S_T	– moc pozorna transformatora [VA]
S_a	– aktywna powierzchnia wyładowcza elektrod ozonatora [m^2]
t	– czas [s]
t_r	– czas przebywania gazu w strefie wyładowań [s]
T, T_c	– odpowiednio okres napięcia zasilającego i czas trwania cyklu pracy reaktora plazmowego [s]
u_{sz}, u_d	– wartość chwilowa napięcia szczeliny wyładowczej i warstwy dielektryka [V]
u_t	– napięcie łuku [V]
U_z, U_g, U_m	– napięcie zapłonu i gaśnięcia wyładowań w ozonatorze i amplituda napięcia zasilającego [V]
U_{20}	– napięcie stanu jałowego zasilacza [V]
U_{NNI}	– różnica potencjałów między punktem neutralnym sinusoidalnej sieci zasilającej a punktem neutralnym gwiazdy uzwojeń pierwotnych transformatorów zasilacza [V]
$\dot{V}$	– natężenie objętościowe przepływu gazu [m^3/h],
W	– wydajność reaktora ozonu [kgO_3/h]
X	– reaktancja wewnętrzna źródła zasilania [Ω]
X_z	– reaktancja zwarcia zasilacza [Ω]
Z_0	– impedancja przewodu zerowego zasilacza [Ω]
α	– współczynnik jonizacji elektronowej
γ	– współczynnik emisji wtórnej

δ	– długość szczeliny między uzwojeniami transformatora [mm]
σ	– gęstość gazu [kg/m ³]
ε	– przenikalność elektryczna bezwzględna [F/m]
η	– sprawność zasilacza
λ	– współczynnik mocy
Λ	– permeancja obwodu magnetycznego dla strumienia rozproszenia
$\omega=2\pi f$	– pulsacja [rad/s]

1. WSTĘP

1.1. Plazma nietermiczna

Zjonizowany gaz, nazywany plazmą znajduje coraz szersze zastosowanie w technice a szczególnie w inżynierii ochrony środowiska. Charakterystyczne właściwości plazmy, odmienne od fazy stałej i ciekłej, powodują że jest ona określana jako czwarty stan skupienia materii. Plazmę wytwarza się najczęściej przez wyladowania elektryczne w gazie, w urządzeniach zwanych plazmotronami, które są jednocześnie urządzeniami technologicznymi, bowiem plazmy nie można przechowywać i transportować. Stopień jonizacji gazu i odpowiadające mu temperatury plazmy mogą się znacznie różnić. Plazmę o temperaturze powyżej $1000K$ wykorzystuje się w obróbce metali i metalurgii, natomiast w procesach chemicznych stosuje się zwykle plazmę nietermiczną, w której średnia energia elektronów jest znacznie większa od energii cząsteczek otaczającego ją gazu. Większość energii elektrycznej reaktora plazmy nietermicznej wykorzystywana jest na wytwarzanie wysoko-energetycznych elektronów nie zaś na podgrzewanie gazu w całej jego objętości. Energia plazmy jest kierowana na dysocjację wywołaną zderzeniami z elektronami i jonizację gazu w celu wyprodukowania wolnych rodników umożliwiających prowadzenie pożądaných reakcji chemicznych, np. w celu wytworzenia ozonu, jak ma to miejsce w generatorach ozonu, bądź do rozkładu toksycznych cząsteczek oczyszczanego gazu, w reaktorach plazmowych.

W ostatnich latach obserwuje się szczególnie szybki wzrost produkcji ozonu [77],[103] stosowanego do uzdatniania wody pitnej zamiast chloru [63], do utylizacji ścieków [93] i w przemyśle włókienniczym oraz wzrost zainteresowania stosowaniem plazmowych metod obróbki gazów emitowanych do atmosfery [71], [78], [100].

1.2. Wytwarzanie ozonu

Syntezę ozonu w skali przemysłowej realizuje się metodą cichych wyładowań elektrycznych w elementach wyładowczych zwanych ozonatorami z tlenu zawartego w powietrzu lub czystego tlenu. Ozonator, jako element obwodu elektrycznego, jest przed zapłonem kondensatorem z szeregowo uwarstwionym dielektrykiem szklanym i gazowym. Okładziny kondensatora stanowią: uziemiona stalowa rura i metalowa warstwa napylana na wewnętrzną powierzchnię rury szklanej, do której doprowadza się wysokie napięcie. Po zapłonie wyładowania i zjonizowaniu warstwy gazowej element wyładowczy ozonatora odwzorowuje się szeregowym połączeniem pojemności dielektryka szklanego i nieliniowej konduktancji szczeliny wyładowczej. Generator do przemysłowego wytwarzania ozonu, złożony z wielu równolegle połączonych elementów wyładowczych, jest odbiornikiem energii natury czynno- pojemnościowej, silnie nieliniowym, o mocy kilkuset kilowatów.

Wydażność procesu syntezy ozonu zależy od napięcia i częstotliwości. Dolna wartość napięcia musi być wyższa od napięcia zapłonu wyładowań a wartość górną ogranicza wytrzymałość na przebicie rury dielektrycznej. Napięcie pracy generatorów ozonu wynosi od kilku do kilkudziesięciu kilowoltów; częstotliwość wynika z procesu syntezy ozonu, w którym czas dyfuzji cząstek ozonu wynoszący milisekundy, określa jej górną wartość na około 1000 Hz. W praktyce najczęściej stosuje się częstotliwość 50 Hz, 150 Hz lub 600 Hz [72],[130]. Podwyższenie częstotliwości podnosi wydajność elementów wyładowczych, jednak straty mocy w przetwornicy częstotliwości, w transformatorze podwyższającym napięcie i w dławiku kompensującym bierną moc pojemnościową (Rys. 3.13) powodują, że zużycie energii elektrycznej na wytworzenie ozonu w układach 600 Hz jest wyższe niż w układach 50 Hz [49],[52].

Wykorzystanie wyższych harmonicznych strumienia magnetycznego indukowanych w magnetowodach transformatorów do zasilania generatorów ozonu pozwala w jednym urządzeniu zrealizować wszystkie funkcje układu zasilania, tj. podwyższyć napięcie zasilające i jego częstotliwość, skompensować bierną moc oraz całkowicie symetryzować obciążenie jednofazowe elementów wyładowczych. Taki zintegrowany układ jest przedmiotem rozważań niniejszej pracy.

1.3. Plazmowa obróbka gazów emitowanych do atmosfery

Technologie utylizacji toksycznych gazów w plazmotronach łukowych wytwarzających plazmę nietermiczną opracowano w ostatnich latach [73]. Plazmowa obróbka gazów jako bezodpadowa i stosunkowo tania jest stosowana coraz częściej [17],[19],[78],[92],[100]. Toksyczne gazy powstające w różnych procesach technologicznych, jak malowanie, spalanie, uboczne produkty procesów chemicznych i inne, są odprowadzane do atmosfery przy ciśnieniu bliskim atmosferycznemu i w dużych objętościach. Dla wywołania pożądanych reakcji chemicznych należy wytworzyć plazmę przenikającą całą objętość emitowanych gazów.

W plazmotronie łukowym typu GlidArc [18] procesy neutralizacji toksycznych gazów przeprowadza się w rozrzedzonej plazmie, która wypełnia znaczne przestrzenie komór wyladowczych i reakcje chemiczne zachodzą w dużych objętościach. Wartość napięcia na elektrodach plazmotronu, potrzebna do zapłonu łuku wynosi od kilkunastu do kilkudziesięciu kV, a do jego podtrzymania około 10 razy mniej i w związku z tym źródło zasilania elektrycznego musi mieć bardzo miękką charakterystykę zewnętrzną $U=f(I)$. Zapewnienie odpowiedniej wydajności procesu wymaga stosowania układów wieloelektrodowych, których łączna moc może sięgać setek kilowatów. Spełnienie takich wymagań powoduje, że układy zasilania elektrycznego plazmotronów stają się złożone i mało sprawne. Stosuje się najczęściej układy częstotliwości sieciowej z transformatorami o napięciu wtórnym równym napięciu zapłonu i włączanymi szeregowo z każdą parą elektrod dławikami ograniczającymi prąd i obniżającymi napięcie podczas palenia się łuku. W takim układzie prąd z sieci zasilającej kompensuje się baterią kondensatorów. Alternatywnym rozwiązaniem dla układu transformatorowego może być układ zasilania wykorzystujący wyższe harmoniczne strumienia magnetycznego w magnetowodach transformatorów do indukowania napięcia zapłonu, zaś podstawową harmoniczną do podtrzymania ślizgającego się łuku. Po zapłonie napięcie o częstotliwości 150 Hz maleje do wartości napięcia łuku indukowanego w uzwojeniach wtórnych transformatorów roboczych przez podstawową harmoniczną strumienia.

Układy zasilania generatorów ozonu i plazmotronów łukowych GlidArc mają wiele cech wspólnych: moc od kilku kW do MW, częstotliwość sieciową lub podwyższoną, napięcie od kilku do kilkudziesięciu kilowoltów [20],[61],[73]. Rozważania przedstawione w niniejszej pracy dotyczą układów zasilania reaktorów plazmowych do syntezy ozonu i neutralizacji toksycznych gazów, w których wykorzystuje się wyższe harmoniczne strumienia magnetycznego indukowanego w rdzeniach transformatorów.

1.4. Teza i cel pracy

Przemysłowe procesy syntezy ozonu oraz plazmowej obróbki toksycznych gazów wymagają specjalnych układów zasilania, które muszą spełniać różnorakie wymagania. Ich realizacja prowadzi do rozbudowy układu zasilania, pociąga za sobą obniżenie jego sprawności i niezawodności oraz podnosi koszty inwestycyjne i eksploatacyjne.

Wykorzystując odpowiednio wyższe harmoniczne strumienia magnetycznego transformatora, który jest podstawowym elementem układów zasilających reaktory plazmy nietermicznej, można budować układy zasilania integrujące wszystkie funkcje i spełniające wymagania generatorów ozonu i reaktorów łukowych do plazmowej obróbki gazów.

Powyższe stwierdzenie jest główną tezą pracy a jego prawdziwość została wykazana na drodze rozważań teoretycznych, badań eksperymentalnych zbudowanych modeli fizycznych oraz potwierdzona przez udane próby zastosowań przemysłowych.

Głównym celem rozprawy jest opracowanie teoretycznych podstaw działania, projektowania i budowy zintegrowanych układów zasilania reaktorów plazmy nietermicznej do syntezy ozonu i plazmowej obróbki gazów emitowanych do atmosfery.

Analiza zjawisk fizycznych w układach zasilania reaktorów plazmy nietermicznej prowadzi do następujących wniosków ogólnych:

1. Elementy wyladowcze reaktorów plazmy nietermicznej są odbiornikami energii elektrycznej silnie nieliniowymi i zapewnienie ich poprawnej pracy wymaga złożonych układów, zawierających, obok transformatora podwyższającego napięcie, przetwornicę częstotliwości, układ kompensacji mocy biernej, regulator napięcia i symetryzator jednofazowego obciążenia. Układy takie stają się mało sprawne energetycznie i zawodne.
2. Odpowiednie wykorzystanie wyższych harmonicznych strumienia magnetycznego transformatora umożliwia budowę układów zintegrowanych, które spełniają wszystkie wymagania reaktorów plazmowych, tj. dostosowują napięcie do wymaganej wartości, realizują zapłon wyladowania, eliminują bierną moc przesunięcia, symetryzują obciążenie jednofazowe i regulują napięcie.
3. Stosując układ zintegrowany można ograniczyć bierną moc przesunięcia, która w reaktorach plazmowych stanowi od 0,7 do 0,9 mocy pozornej pobieranej z sieci. Redukcja mocy biernej przesunięcia obniża w istotny sposób moc znamionową transformatora, straty mocy w układzie i związane z tym koszty inwestycyjne i eksploatacyjne.

Badania eksperymentalne w laboratorium i na instalacjach pilotujących potwierdziły powyższe wnioski ogólne.

Praca składa się z następujących rozdziałów:

1. Wstęp.
2. Reaktory plazmowe jako odbiorniki energii elektrycznej
W którym przedstawiono mechanizm wyładowań elektrycznych w ozonatorze, scharakteryzowano proces syntezy ozonu w wyładowaniach barierowych, omówiono elektryczne właściwości wyładowań w ozonatorze, podano schemat zastępczy ozonatora i parametry energetyczne procesu syntezy ozonu. Omówiono zasadę budowy i działania oraz przebiegi prądów, napięć i charakterystyki reaktorów plazmy nietermicznej typu GlidArc, a także występujące tu zależności energetyczne.
3. Charakterystyka układów zasilania reaktorów plazmowych.
W którym dokonano przeglądu stosowanych układów zasilania ozonatorów i plazmotronów lukowych i przeprowadzono analizę mocy i sprawności układów zintegrowanych na tle układów stosowanych w praktyce.
4. Zintegrowany układ zasilania ozonatorów.
W rozdziale tym przedstawiono zintegrowany układ zasilania ozonatorów, analizę jego pracy i charakterystyki. Wyniki analizy porównano z wynikami badań eksperymentalnych przeprowadzonych na modelach fizycznych.
5. Zintegrowany układ zasilania plazmotronu lukowego.
W którym omówiono zasadę działania, modele fizyczne i wyniki badań eksperymentalnych zintegrowanego układu zasilania plazmotronu ze ślizgającym się wyładowaniem lukowym pod wpływem szybko poruszającego się gazu.
6. Projektowanie układów zasilania reaktorów plazmowych.
Na wybranym przykładzie wskazano na specyfikę projektowania zintegrowanych układów zasilania reaktorów plazmy nietermicznej, wykorzystując przedstawione w rozprawie teoretyczne podstawy projektowania i budowy tych urządzeń.
7. Podsumowanie.
8. Literatura.

Zagadnieniami układów zasilania reaktorów plazmowych autorka zajmuje się od wielu lat. Niektóre wyniki prac zostały opublikowane w pracach [50], [117]. Badania nad zintegrowanymi układami zasilania reaktorów plazmowych prowadzone były częściowo w ramach grantu KBN Nr 8 S502 010 05 pt. "Zintegrowany układ zasilania reaktorów ozonu" w latach 1993-1994.

2. REAKTORY PLAZMOWE JAKO ODBIORNIKI ENERGII ELEKTRYCZNEJ

W zastosowaniach przemysłowych plazmę nietermiczną wytwarza się w urządzeniach nazywanych zwykle plazmotronami lub reaktorami plazmowymi. W zależności od zastosowań, metody wytwarzania plazmy, konstrukcji plazmotronu, typu wyładowań elektrycznych wykorzystywanych do wytwarzania plazmy, sposobu wstępnej jonizacji gazu, rodzaju i sposobu zasilania elektrycznego oraz metody regulacji parametrów plazmy można wyróżnić wiele rodzajów plazmotronów. Ze względu na zasadę działania, wyróżnia się najczęściej cztery główne rodzaje reaktorów plazmowych: łukowe, elektrodowe wielkiej częstotliwości, bezelektrodowe wielkiej częstotliwości, bezelektrodowe bardzo wielkiej częstotliwości, [62]. Ta klasyfikacja nie wyczerpuje oczywiście wszystkich możliwych rozwiązań reaktorów plazmowych. Rozpatrywane w pracy reaktory plazmowe trudno jednoznacznie zakwalifikować do jednej z wymienionych grup.

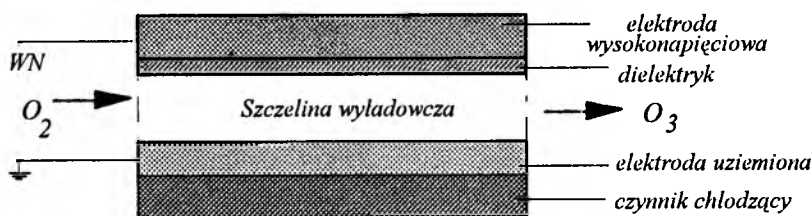
W plazmotronie typu GlidArc wyładowania łukowe generowane w przepływającym gazie wykorzystuje się do neutralizacji jego zanieczyszczeń. Generator ozonu jest reaktorem plazmowym wykorzystującym ciche wyładowania elektryczne w uwarstwionym układzie dielektrycznym do syntezy ozonu. Oba wymienione reaktory służą do wytwarzania nietermicznej plazmy i znajdują zastosowanie w technologiach związanych z ochroną środowiska, a w układach ich zasilania można wykorzystać wyższe harmoniczne strumienia magnetycznego generowane w rdzeniach transformatorów. Różne natomiast są ich konstrukcje i procesy prowadzące do generowania nietermicznej plazmy, dlatego tutaj zostaną omówione oddzielnie.

2.1. Ozonatory

Terminu *ozonator* używa się zarówno do określenia urządzenia do produkcji ozonu, jak również do określania elementu wyladowczego, w którym odbywa się właściwy proces syntezy. Ozonator jako urządzenie do produkcji ozonu to zespół kilku elementów, takich jak: zasilacz, elementy wyladowcze, układy do przygotowania powietrza, układy zabezpieczeń. W niniejszej pracy terminu ozonator używać będziemy w tym drugim znaczeniu.

2.1.1. Mechanizm wyladowań elektrycznych w ozonatorze

Ciche wyladowania elektryczne są często zwane wyladowaniami barierowymi, co wynika z charakterystycznego sposobu ich wytwarzania w układzie dielektrycznym uwarstwionym. Zazwyczaj jedna lub obie elektrody pokryte są warstwą dielektryka stałego- bariery oddzielającej je od warstwy gazowej. Obecność dielektryka stałego ma istotny wpływ na naturę wyladowań. Ponieważ prąd może płynąć przez dielektryk stały tylko w postaci prądu przesunięcia, wyladowania te mogą istnieć tylko przy wymuszeniu zmiennym. Geometria układu może być płaska jak na rys. 2.1, ale częściej, zwłaszcza w instalacjach przemysłowych, elektrody mają kształt rur (cylindrów) współosiowych. Wyladowania w powietrzu lub tlenie przy ciśnieniu atmosferycznym nie są jednorodne. Prąd w szczelinie wyladowczej traktowany jest jako suma uśrednionych w czasie i przestrzeni mikrowyladowań trwających nanosekundy. Natura mikrowyladowań, ich natężenie, amplituda bardzo zależą od długości szczeliny wyladowczej d , ciśnienia gazu p , jego składu, wilgotności i temperatury, jak również od rodzaju i grubości dielektryka oraz od parametrów zasilania elektrycznego [1],[6],[66],[124].



Rys. 2.1. Budowa elementu wyladowczego ozonatora

Większość danych eksperymentalnych wskazuje, że ciche wyladowania elektryczne mogą być opisane teorią wyladowania kanałowego (tzw. strimera) [1], [24], [72]. Strimery (cylindryczne strugi prądowe) powstają wtedy, gdy elektrony początkowe wzbudzone polem elektrycznym osiągają krytyczną lokalną gęstość,

przy której wartość natężenia pola elektrycznego E_p od ładunku przestrzennego w pobliżu czoła pojedynczej lawiny elektronowej osiąga wartość zewnętrznego pola elektrycznego E_z . Tak wielkie pola od ładunku przestrzennego mogą powstawać w pobliżu czoła lawiny dzięki znacznie większej ruchliwości elektronów niż jonów dodatnich. Rozprzestrzenianie się strimera jest podtrzymywane lawinami wtórnymi, złożonymi z elektronów powstałych w procesie fotojonizacji gazu między elektrodami. Wzrost strimera powoduje w efekcie wypełnienie przestrzeni międzyelektrodowej plazmą nietermiczną. Teoria strimerowego wyładowania w gazie różni się od klasycznego mechanizmu wyładowania Townsenda lub Paschena, będącego także formą lawiny elektronowej, ale w przeciwieństwie do wyładowania strimerowego, podtrzymwaną emisją wtórną z katody. Zatem mechanizm Townsenda daje w wyniku wielką liczbę następujących po sobie lawin elektronowych, a mechanizm wyładowania strimerowego - pojedyncze szybkie mikrowyładowania [1], [75], [99]. Różnica matematycznego opisu obu typów wyładowań wynika z różnych kryteriów przebiccia [25]:

– dla wyładowania strimerowego kryterium przebiccia wyraża formuła Raethera:

$$\left(\frac{\alpha}{p}\right) \cdot p \cdot d = k + \ln d \quad (2.1)$$

– klasyczny mechanizm Townsenda opisany jest równaniem:

$$\left(\frac{\alpha}{p}\right) \cdot p \cdot d = \ln\left(\frac{1+\gamma}{\gamma}\right) \quad (2.2)$$

w którym: α – współczynnik jonizacji elektronowej, p – ciśnienie gazu, d – długość szczeliny wyładowczej, k – stała charakterystyczna dla danego gazu, γ – współczynnik emisji wtórnej.

Mechanizm Townsenda ma zastosowanie wówczas, gdy mamy do czynienia z niższymi wartościami iloczynu ciśnienia gazu p i szerokości szczeliny d , wolniejszymi zmianami napięcia zasilającego i stosunkowo dużymi współczynnikami emisji wtórnej γ .

Wyładowanie odbywa się według mechanizmu strimerowego dla większych wartości iloczynu pd , małych współczynników emisji wtórnej γ i wyższych przepięć (większych od 20% napięcia wyładowania samoistnego [99]).

Wyższe przepięcia można osiągnąć w dwojaki sposób:

- a) stosując szybkozmienne napięcia zasilające,
- b) poprzez powstające w naturalny sposób duże opóźnienia czasowe obserwowane podczas normalnego wyładowania barierowego, które pozwalają wolnozmiennemu napięciu zasilającemu wytworzyć natężenia pola elektrycznego wyższe od niezbędnych dla podtrzymania wyładowania samoistnego.

Oba mechanizmy powstawania mikrowyładowań można zaobserwować w ozonatorze. W przypadku niższych napięć, gdy uśredniony prąd jest dużo mniejszy od prądu przesunięcia, wyladowania można opisać podobnie jak w układzie między elektrodami metalowymi bez bariery dielektrycznej (mechanizm Towsenda). W przypadku intensywnych wyladowań, gdy średni prąd wyladowania jest porównywalny z prądem przesunięcia, opisuje się je mechanizmem strimerowym. Plazma wytwarzana podczas cichych wyladowań elektrycznych jest nietermiczna i nierównowagowa. Elektrony, jony i cząsteczki gazu nie są w równowadze, a energia elektryczna, ze względu na bardzo krótki czas trwania mikrowyładowań i małą ruchliwość jonów, dostarczana jest elektronom. Zatem elektrony są "gorące", podczas gdy pozostałe cząsteczki gazu są "zimne". Decyduje to o wysokiej sprawności procesu przekazywania energii na przemiany chemiczne w płazmie [99].

2.1.2. Charakterystyka procesu syntezy ozonu w wyladowaniach barierowych

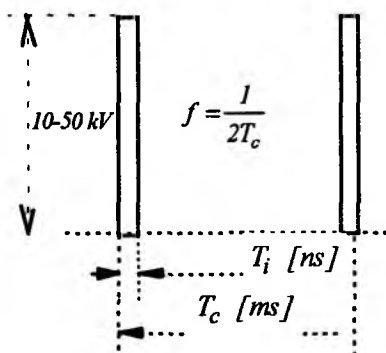
Proces formowania ozonu w polu wyladowań barierowych można podzielić na trzy zasadnicze etapy (tablica 2.1). W pierwszym etapie, po przekroczeniu przez napięcie zasilające wartości zapłonu wyladowania U_z , następują bardzo szybkie procesy jonizacji generujące nośniki ładunków niezbędne do przepływu prądu, którymi w przypadku czystego tlenu są elektrony oraz dodatnie i ujemne jony tlenu, natomiast w powietrzu także jony azotu. Jednocześnie elektrony odpowiedzialne za przepływ prądu w mikrowyładowaniu powodują dysocjacje cząsteczek tlenu zgodnie z reakcją jak w tablicy 2.1.

Tablica 2.1.
Etapy procesu syntezy ozonu podczas wyladowań barierowych

Zjawisko	Rozbijanie	Rekombinacja	Dyfuzja
Reakcja	$e + O_2 = 2O$ $e + N_2 = 2N$	$O + O_2 = O_3$ $N + O_x = NO_x$	$O_3 \Rightarrow$
czas trwania	10^{-9} s	10^{-6} s	10^{-3} s

Procesy jonizacji i dysocjacji, należące do pierwszego etapu cyklu syntezy ozonu, są bardzo szybkie i nie trwają dłużej niż czas pojedynczego impulsu prądu tj. kilka nanosekund. Następny etap zwany rekombinacją, w którym następuje formowanie cząsteczek ozonu, jest już znacznie wolniejszy i trwa kilka mikrosekund. Gdyby w tym etapie wszystkie atomy tlenu zostały wykorzystane do formowania

ozonu, efektywność procesu byłaby maksymalna. Jak wykazały badania [24],[25], jest to możliwe tylko w przypadku bardzo słabych mikrowyładowań. Podczas silniejszych wyładowań zaczynają również zachodzić dodatkowe reakcje, w wyniku których atomy tlenu łączą się w tlen dwucząsteczkowy, a także dopiero uformowane cząsteczki ozonu reagują z atomami tlenu. Istnieje zatem pewna optymalna wartość intensywności wyładowań zapewniająca maksymalną sprawność procesu. Ostatnim etapem omawianego cyklu syntezy jest dyfuzja, podczas której cząsteczki ozonu opuszczają szczelinę wyladowczą. Ten etap trwa kilka milisekund i przesądza o czasie trwania całego cyklu. Następny impuls energii powinien pojawić się dopiero po zakończeniu tego etapu, w przeciwnym razie część uformowanych podczas etapu rekombinacji cząsteczek ozonu ulegnie destrukcji i sprawność procesu istotnie zmaleje. Dla tak scharakteryzowanego cyklu procesu syntezy ozonu teoretyczny przebieg impulsu energii zapewniający jego realizację przedstawiono na rys. 2.2. Czas trwania pojedynczego cyklu syntezy ozonu pozwala na oszacowanie zakresu częstotliwości napięcia zasilającego, która powinna zawierać się w granicach od 50-1000 Hz.



Rys. 2.2. Teoretyczny przebieg impulsów napięcia zapewniający realizację jednego cyklu procesu syntezy ozonu, T_i - czas trwania pojedynczego impulsu, T_c - czas trwania cyklu, f - wymagana częstotliwość przebiegu

2.1.3. Elektryczne właściwości wyładowań w ozonatorze

Wyładowania barierowe powstają w uwarstwionym układzie dielektrycznym pod wpływem przyłożonego napięcia zmiennego, najczęściej sinusoidalnego lub quasi - sinusoidalnego. Gdy napięcie zasilające rośnie w czasie, wzrasta również napięcie na przestrzeni gazowej i z chwilą gdy osiągnie wartość napięcia zapłonu wyładowań U_z , powstaje pewna liczba mikrowyładowań w przestrzeni gazowej. Napięcie zapłonu wyładowań, mimo obecności dielektryka stałego, może być wyznaczone z krzywych Paschena, które przedstawiają napięcie początkowe wyładowań U_z dla różnych gazów w zależności od iloczynu ciśnienia gazu p i odległości między elektrodami d . Ozonatory pracują zazwyczaj przy ciśnieniu

atmosferycznym lub podwyższonym i mają stosunkowo wąskie szczeliny wyładowcze (zazwyczaj od 0.5 do 5mm) a gazem wejściowym jest powietrze, czasami wzbogacane tlenem, wyjątkowo czysty tlen. Dla takich warunków napięcie zapłonu wyładowań zawiera się w granicach od 3 do 8 kV.

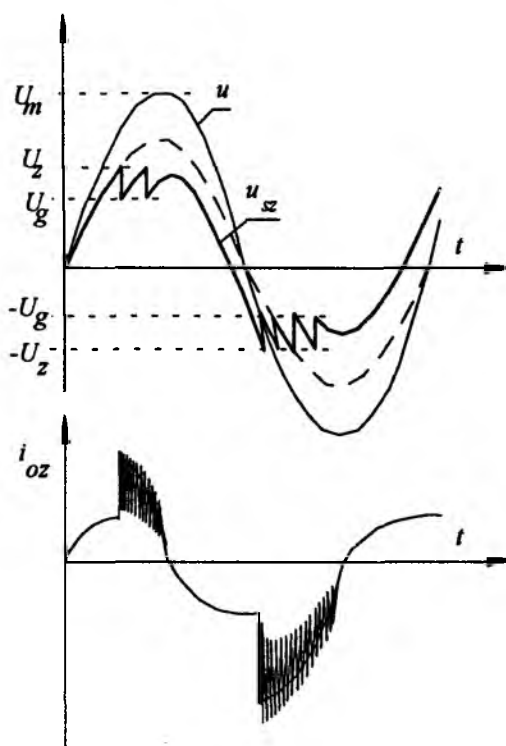
Napięcie U_z można wyznaczyć z zależności empirycznej podanej przez Cobine [77]:

$$\text{dla powietrza } U_z = (29,64 \cdot p \cdot d + 1350) \text{ V}, \quad (2.3)$$

$$\text{dla tlenu } U_z = (26,55 \cdot p \cdot d + 1480) \text{ V}, \quad (2.4)$$

gdzie: p - ciśnienie w kPa, d - długość szczeliny w mm

lub oscylograficznie z charakterystyki ładunku q w funkcji napięcia u .



Rys. 2.3. Przebieg napięcia na szczelinie wyładowczej i prądu ozonatora podczas pierwszego okresu od przyłożenia napięcia do elektrod

Z chwilą gdy ładunek na powierzchni dielektryka stanie się wystarczająco duży, aby unieruchomić wyładowanie, napięcie na szczelinie u_z maleje od wartości napięcia zapłonu U_z do napięcia gaśnięcia U_g (Rys.2.3). Na krzywej prądu pojawiają się krótkie impulsy odpowiadające poszczególnym mikrowyładowa-

niom i trwają do chwili, gdy napięcie zasilające przestaje rosnąć i osiąga swoje pierwsze maksimum. Napięcie ze źródła nie jest już w stanie wyrównać spadku napięcia na szczelinie wyładowczej podczas poprzedniego wyładowania i prąd zanika. Dielektryk naładowany jest do w przybliżeniu maksymalnej wartości napięcia zasilającego, a na szczelinie występuje napięcie gaśnięcia wyładowań, U_g . Prąd wyprzedza napięcie, a zatem prąd zmienia swój kierunek wtedy, gdy napięcie osiąga swą wartość maksymalną. Prąd po zmianie kierunku neutralizuje ładunek zgromadzony na powierzchni dielektryka, podczas gdy napięcie na szczelinie gazowej dąży do osiągnięcia ujemnej wartości napięcia zapłonu wyładowań - U_z . Następuje kolejna faza mikrowyładowań. Zarówno napięcie zapłonu wyładowań jak i impulsy prądowe wykazują asymetrię w zależności od biegunowości napięcia zasilającego. Spadki napięcia wywołane pojedynczym wyładowaniem i impulsy prądu nakładające się na prąd przesunięcia w dielektryku są liczniejsze i mają kilkakrotnie mniejszą amplitudę, gdy elektrony wędrują z dielektryka do elektrody metalowej, niż jak ma to miejsce w kierunku przeciwnym. Zjawisko to jest czasami wyjaśniane obniżaniem się napięcia zapłonu wyładowań, podczas gdy elektrony przebywają szczelinę w kierunku od dielektryka do elektrody metalowej [75],[98],[122]. Średnia liczba wyładowań N przypadająca na jeden okres zmian napięcia zasilającego zależy od napięcia zapłonu U_z , napięcia gaśnięcia U_g i amplitudy napięcia U_m i można ją wyznaczyć z zależności [121]:

$$N = 4f \left(1 + \frac{U_m - U_z}{U_z - U_g} \right) \quad (2.5)$$

gdzie: f – częstotliwość napięcia zasilającego.

Ponieważ energia pojedynczego mikrowyładowania jest stała dla danej odległości międzyelektrodowej d i gęstości gazu σ to moc czynna dostarczona do przestrzeni wyładowań jest proporcjonalna do częstotliwości zmian napięcia zasilającego. Dla gazu przepływającego przez szczelinę wyładowczą całkowita liczba wyładowań w danej jego objętości jest proporcjonalna do częstotliwości napięcia i do czasu przebywania gazu w szczelinie wyładowczej lub odwrotnie proporcjonalna do natężenia przepływu gazu. Określenie sprawności procesu syntezy ozonu w wyładowaniach barierowych wymaga wyznaczenia energii elektrycznej dostarczanej do przestrzeni wyładowań. Natura mikrowyładowań, objawiająca się bardzo krótkimi impulsami prądu przewodzenia (rzędu nanosekund) nakładającymi się na znacznie wolniejszy prąd przesunięcia, bardzo utrudnia wyznaczenie energii stosowaną zwykle metodą całkowania iloczynu prądu i napięcia. Wymaga to bowiem, już przy częstotliwości sieciowej, próbkowania przebiegów w co najmniej 10^5 punktów na jeden okres napięcia zasilającego. Wypróbowaną metodą [6] jest

wyznaczanie mocy wyładowań z charakterystyki ładunku q w funkcji napięcia na szczelinie wyładowczej ozonatora u (Rys.2.4a). Powierzchnia figury $q=f(u)$ uzyskana przez oscylografowanie w układzie jak na rys. 2.4b odpowiada mocy rozpraszanej w przestrzeni gazowej w jednym cyklu zmian napięcia zasilającego.

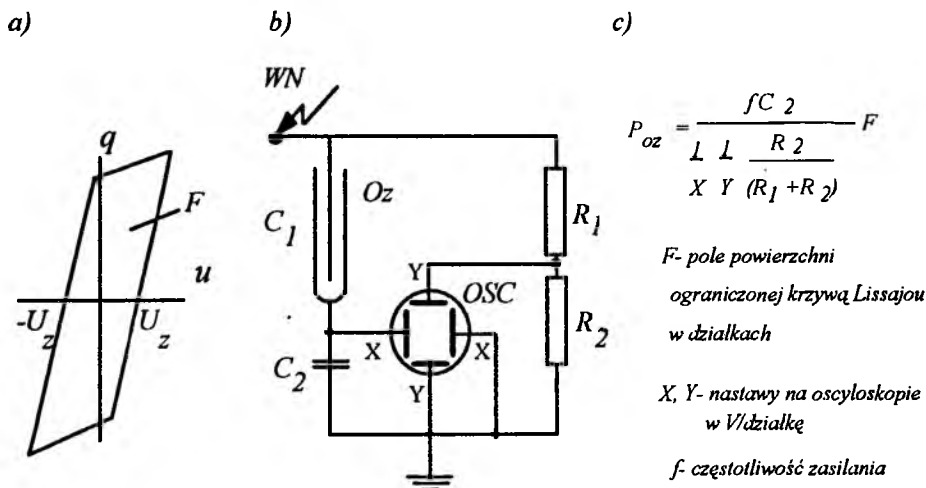
Analitycznie moc czynną cichych wyładowań elektrycznych można wyznaczyć analizując stany napięciowe dielektrycznego układu uwarstwionego przed i po wyładowaniu w przestrzeni gazowej [121].

Energia układu przed wyładowaniem jest równa sumie energii w szczelinie wyładowczej i w warstwie dielektryka i wynosi:

$$E = \frac{1}{2} [C_{sz} U_z^2 + C_d (U_m - U_z)^2] \quad (2.6)$$

Po wyładowaniu, w wyniku zmiany napięcia na szczelinie powietrznej o $\Delta U = (U_z - U_g)$, energia układu maleje i wynosi:

$$E' = \frac{1}{2} [C_{sz} \cdot (U_z - \Delta U_1)^2 + C_d \cdot (U_m - U_z + \Delta U_1)^2]. \quad (2.7)$$



Rys. 2.4. a) Charakterystyka ładunku q w ozonatorze w funkcji napięcia zasilającego u , (figura Lissajous), b) układ do wyznaczania charakterystyki, c) zależność na moc czynną wyładowań wyznaczaną z pola powierzchni ograniczonej krzywą $q=f(u)$

Ubytek energii układu podczas pojedynczego wyładowania jest zatem równy:

$$\Delta E = E - E' = \frac{1}{2} \cdot (C_{sz} + C_d) \cdot (U_z^2 - U_g^2). \quad (2.8)$$

Mnożąc ubytek energii ΔE w układzie podczas pojedynczego wyładowania przez średnią liczbę wyładowań N przypadającą na okres zmian napięcia zasilającego, otrzymamy zależność na moc wydzielaną w układzie w wyniku barierowych wyładowań elektrycznych:

$$P = N \cdot \Delta E = 2f(U_m \frac{C_d}{C_{sz} + C_d} - U_g)(C_{sz} + C_d)(U_z + U_g) \quad (2.9)$$

Po wykonaniu elementarnych działań i wprowadzeniu oznaczenia stosunku napięcia gaśnięcia wyładowań do napięcia zapłonu przez $k = U_g / U_z$, zależność na moc czynną wyładowań w ozonatorze przyjmie postać:

$$P = 2 \cdot f \cdot C_d \cdot U_z \cdot (1 + k) \cdot (U_m - \frac{C_d + C_{sz}}{C_d} \cdot U_g). \quad (2.10)$$

Zakładając stałość napięcia na szczelinie wyładowczej podczas wyładowań, $U_g = U_z$ ($k=1$) zależność (2.10) przyjmuje postać znanej formuły na moc czynną, wyprowadzonej po raz pierwszy przez Manley'a: [66]

$$P = 4 \cdot f \cdot C_d \cdot U_z \cdot (U_m - \frac{C_{sz}}{C_w} \cdot U_z), \quad (2.11)$$

gdzie: $C_w = \frac{C_d \cdot C_{sz}}{C_d + C_{sz}}$ – wypadkowa pojemność elementu wyładowczego ozonatora,

U_m – amplituda napięcia zasilającego.

Zależność (2.11) pozwala wyznaczyć ważną przy projektowaniu powierzchniową gęstość mocy czynnej p_{el} , jako stosunek mocy czynnej P do aktywnej powierzchni wyładowczej elektrod ozonatora S_a :

$$p_{el} = \frac{P}{S_a}, \quad (2.12)$$

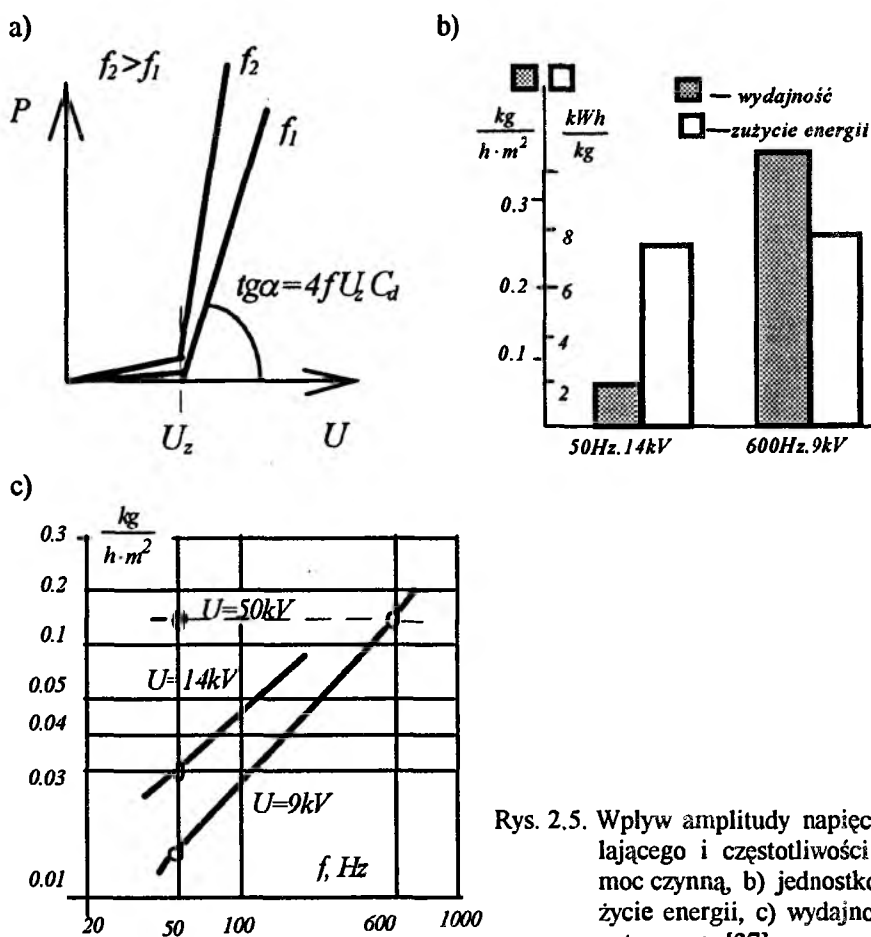
od której zależy wydajność ozonatora i która pokazuje jak wpływają parametry zasilania elektrycznego na jej wartość.

Wydajność syntezy ozonu, której miarą jest moc czynna elementu wyładowczego (2.11) zależy liniowo od napięcia i częstotliwości (rys. 2.5). Osiąganie wysokiej wydajności przez podwyższanie napięcia ograniczone jest wytrzymałością dielek-

tryka stałego na przebiecie i napięcie nie przekracza zwykle 50 kV. Zależność wydajności od napięcia wykorzystuje się w ozonatorach do regulacji ilości wytwarzanego ozonu. Skutecznym sposobem poprawy wydajności ozonatora jest zwiększenie częstotliwości napięcia zasilającego. Wzrost wydajności wytwarzania ozonu przez podwyższanie częstotliwości ograniczony jest wzrostem temperatury gazu w przestrzeni wyladowczej, powodującym pogorszenie przebiegu procesu syntezy i zmuszającym do konstruowania specjalnych systemów chłodzenia elektrod. W praktyce przemysłowej nie stosuje się częstotliwości wyższych niż 600 Hz, bowiem dla wyższych częstotliwości konieczny jest specjalny system chłodzenia zarówno elektrody uziemionej jak i wysokonapięciowej oraz stosowanie oleju zamiast wody [92]. Stosowanie podwyższonej częstotliwości pozwala uzyskiwać wymaganą wydajność przy niższych napięciach, co podnosi trwałość elementów wyladowczych [25]. Wpływ napięcia i częstotliwości na wybrane wielkości ozonatora przedstawiono na rysunku 2.5. Jak wynika z zależności (2.10) i z rysunku 2.5 moc czynna jest wprost proporcjonalna do częstotliwości; od częstotliwości zależy również napięcie zapłonu wyladowań U_z , natomiast wydajność ozonatora zmienia się z częstotliwością wolniej niż proporcjonalnie. W [124] podano zależność empiryczną na względny wzrost wydajności reaktora ozonu spowodowany zwiększeniem częstotliwości napięcia zasilającego:

$$\frac{W(f_2)}{W(f_1)} = \frac{1}{4} \left(2 + \frac{f_2}{f_1} + \frac{f_1}{f_2} \right), \quad \text{gdzie: } f_2 > f_1 \quad (2.13)$$

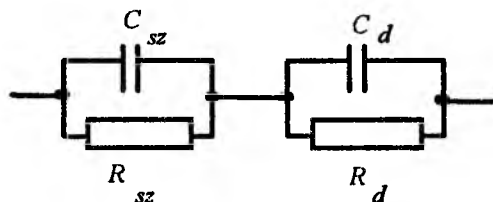
W praktyce podwojenie wydajności reaktora ozonu wymaga kilkukrotnego zwiększenia częstotliwości. Należy się wówczas liczyć z 15 - 20 % wzrostem strat w elemencie wyladowczym, które w postaci energii cieplnej muszą być odprowadzone przez układ chłodzenia elektrod. W przemysłowej produkcji ozonu istotna jest wydajność energetyczna procesu, mierzona ilością energii pobranej z sieci przez układ zasilania dla wytworzenia 1 kg ozonu (w kWh / kg O_3), bądź ilością ozonu w gramach uzyskaną z 1 kWh dostarczonej energii. Straty energii w elementach układu zasilania, tj. w transformatorze, dławiku kompensującym, przetwor-nicy częstotliwości, układzie regulacji napięcia są porównywalne z energią zużywaną przez elementy wyladowcze. Przeprowadzona wyżej analiza zjawisk w elemencie wyladowczym pozwala scharakteryzować generator ozonu jako odbiornik energii elektrycznej oraz odwzorować go obwodowym schematem zastępczym, co umożliwi analizę i optymalizację pracy układu zintegrowanego.



Rys. 2.5. Wpływ amplitudy napięcia zasilającego i częstotliwości na: a) moc czynną, b) jednostkowe zużycie energii, c) wydajność ozonatora, wg. [27]

2.1.4. Schemat zastępczy elementu wyładowczego ozonatora

Element wyładowczy ozonatora jako odbiornik energii elektrycznej stanowi obciążenie pojemnościowo-czynne ze zmienną pojemnością. Zmiana pojemności wynika stąd, że podczas fazy wyładowań, gdy szczelina gazowa przewodzi, o pojemności decyduje w zasadzie pojemność warstwy dielektryka stałego C_d . Podczas przerw w wyładowaniach pojemność ozonatora określona jest przez zastępczą pojemność warstwy dielektryka stałego C_d i nieprzewodzącej gazowej przestrzeni wyładowczej C_w . Jeżeli zatem w ozonatorze nie zachodzą wyładowania to odwzorowujemy go uwarstwionym kondensatorem rzeczywistym, co na schemacie zastępczym przedstawia się połączeniem złożonym z pojemności i rezystancji (Rys.2.6).



Rys. 2. 6. Schemat zastępczy uwarstwionego kondensatora rzeczywistego

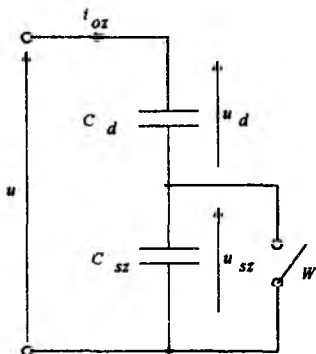
Przy zasilaniu napięciem przemiennym rozkład napięć w takim układzie podyktowany jest pojemnościowym prądem przesunięcia, natomiast pomija się w schemacie zastępczym rezystancję modelującą prąd upływu dielektryka. Gdy napięcie na szczelinie wyładowczej przekroczy wartość napięcia zapłonu wyładowania, gaz staje się zjonizowany i traci ona właściwości izolacyjne. Na prąd przesunięcia nakłada się prąd przewodzenia i schemat zastępczy ozonatora wymaga uzupełnień. W wielu rozważaniach zakłada się, że podczas wyładowań szczelina wyładowcza jest zwierana, a w schemacie zastępczym ozonatora równolegle do kondensatora C_{sz} modelującego szczelinę wyładowczą włącza się idealny klucz (Rys. 2.7.a). Odpowiada to założeniu, że napięcie gaśnięcia wyładowań U_g jest równe zeru. Nie jest to zgodne z doświadczeniem. W rzeczywistości napięcie gaśnięcia wyładowań stanowi od 0.6 do 0.9 napięcia zapłonu U_z i zależy od składu gazu zawartego w szczelinie wyładowczej, jego ciśnienia, rezystywności powierzchni elektrod i wymiarów szczeliny [121]. Bliższe doświadczeniu jest założenie, że napięcie na przestrzeni objętej wyładowaniami jest stałe i równe napięciu zapłonu wyładowań. Liczne doświadczenia [25], [66], [102] potwierdzają, że mimo iż proces zapłonu i gaśnięcia wyładowań jest nieustannie powtarzany w różnych miejscach szczeliny i w różnym czasie, to nawet podczas intensywnych wyładowań uśredniona wartość napięcia na szczelinie wyładowczej jest stała.

Założenie to stało się podstawą jednego z najczęściej stosowanych schematów zastępczych ozonatora [26], w którym szczelina wyładowcza jest odwzorowywana podczas wyładowań poprzez źródło napięcia stałego o biegunowości zmieniającej się z częstotliwością zmian napięcia zasilającego i siłę elektromotorycznej równej napięciu zapłonu wyładowań U_z (Rys.2.7. b).

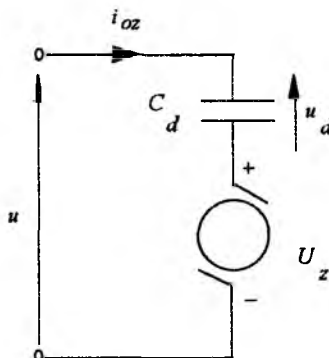
Wymienione schematy zastępcze prezentują różne stopnie uproszczenia rzeczywistych, bardzo skomplikowanych, zjawisk zachodzących w szczelinie wyładowczej ozonatora i są stosowane do jakościowej oceny wpływu parametrów zasilania elektrycznego na charakterystyki statyczne i dynamiczne ozonatora. Znaczne uproszczenia schematu zastępczego pozwalają wyprowadzić analityczne związki między interesującymi nas wielkościami. W przypadku analizy pracy układu zasilania elektrycznego obciążonego ozonatorem wyprowadzenie analitycznych zależności, z uwagi na nieliniowość zjawisk zachodzących zarówno w samym zasilaczu jak i w ozonatorze, jest możliwe tylko w wybranych stanach pracy (jałowy, zwarcie) i przy wprowadzeniu szeregu założeń upraszczających

[30], [82], [109]. Zwykle analizę taką prowadzi się metodami numerycznymi i wówczas nie ma potrzeby wprowadzania daleko idących uproszczeń, a ciągły postęp w dziedzinie techniki komputerowej pozwala uwzględnić większą liczbę parametrów i tym samym lepiej opisać zjawiska zachodzące w badanym obiekcie.

a)

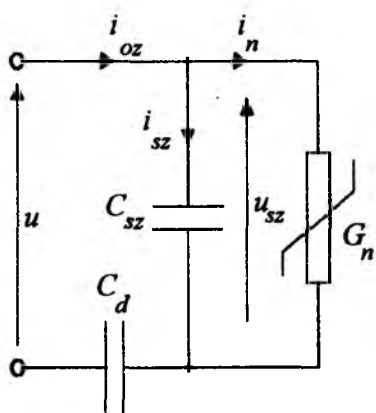


b)

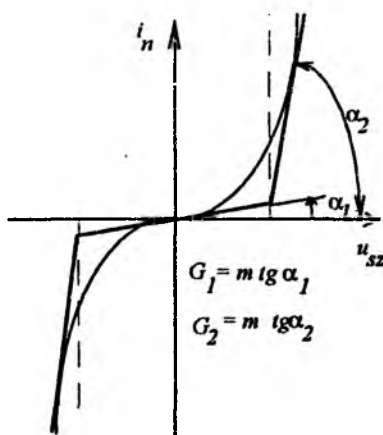


Rys. 2.7. Schematy zastępcze elementu wyładowczego ozonatora podczas wyładowań
a) przy założeniu zwierania szczeliny podczas wyładowań,
b) przy stałym napięciu na szczelinie podczas wyładowań [26]

W schemacie zastępczym ozonatora zaproponowanym przez autorkę, równoległe do kondensatora C_s modelującego pojemność przestrzeni wyładowczej włączono nieliniową konduktancję $G_n = f(u_{sz})$ (Rys.2.8) odwzorowującą zmiany przewodności szczeliny wyładowczej przed i w trakcie wyładowań.



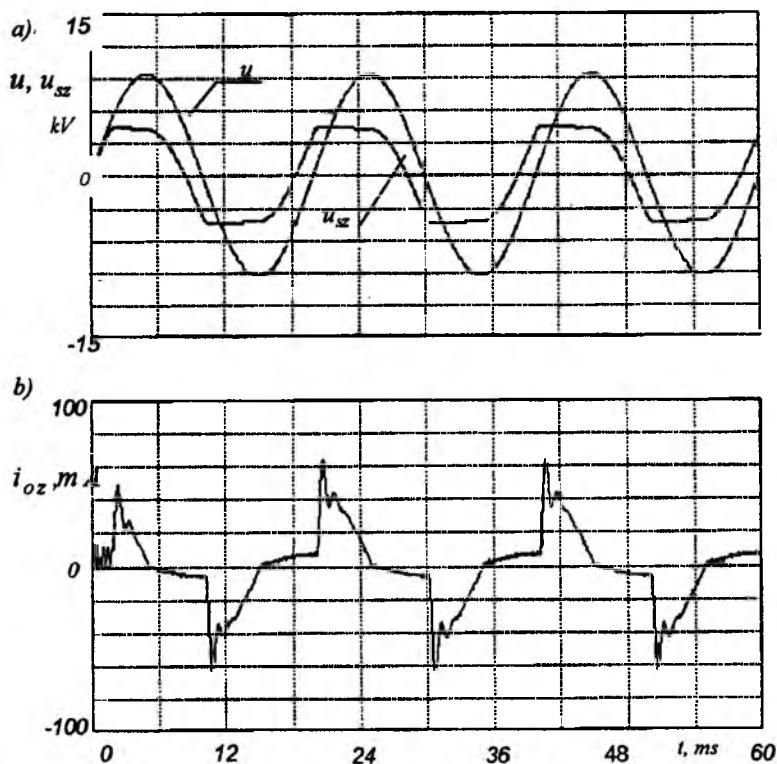
Rys.2.8. Schemat zastępczy ozonatora uwzględniający zmienną konduktancję szczeliny wyładowczej



Rys.2.9. Charakterystyka prądowo napięciowa nieliniowej konduktancji G_n

Charakterystyka prądowo-napięciowa nieliniowej konduktancji może mieć kształt charakterystyki idealnego przełącznika (linia przerywana na rys. 2.9) i wówczas schemat taki jest równoważny przedstawionemu na rysunku 2.7 b. Nieliniowa konduktancja G_n dla napięć $u < U_z$ stanowi rozwarcie, zaś dla napięć $u > U_z$ zwiera kondensator C_{sz} , utrzymując na nim napięcie U_z [109].

Analizując układ zasilania elektrycznego ozonatora (rozdz. 4) korzystano z zaproponowanego schematu, w którym przyjęto dwuodcinkową aproksymację nieliniowej konduktancji, zakładając że dla napięć mniejszych od napięcia zapłonu wyładowań element wyładowczy posiada pewną małą, ale niezerową przewodność G_1 , zaś w trakcie wyładowań przewodność szczeliny wyładowczej ma bardzo dużą ale skończoną wartość G_2 (Rys.2.9.). Wyniki symulacji komputerowej wytwornicy ozonu z wykorzystaniem zaproponowanego schematu zastępczego przedstawiono na rysunku 2.10. a i b.



Rys.2.10. Przebiegi chwilowych wartości (a) – napięcia na szczelinie wyładowczej $u_{sz}(t)$ i napięcia źródła $u(t)$, oraz (b) – prądu ozonatora i_{oz} otrzymane na drodze symulacji ozonatora wg. schematu zastępczego z rys. 2.8 z wykorzystaniem programu symulacji obwodów elektrycznych MicroCap 3.

2.1.5. Parametry energetyczne procesu syntezy ozonu

Maksymalna wydajność energetyczna syntezy ozonu w wyladowaniach barierowych przy zaniedbaniu energii rozpraszanej przez jony wynosi $400 \text{ g O}_3 / \text{kWh}$ [66], [123]. Jeśli porównać tę wartość z energią wiązania ozonu równą $1220 \text{ g O}_3 / \text{kWh}$ to okazuje się, że w najlepszym przypadku tylko około $1/3$ energii wyladowań jest zużywana na formowanie ozonu. Główna część traconej energii wydziela się w postaci ciepła i musi być odprowadzana z przestrzeni wyladowań za pomocą systemu chłodzenia elektrod. Najwyższa dotychczas uzyskana eksperymentalnie wydajność syntezy ozonu wynosi $250 \text{ g O}_3 / \text{kWh}$ w warunkach bardzo niskiej koncentracji ozonu [66]. Wyższe wartości uzyskiwano podczas specjalnych laboratoryjnych eksperymentów przy wyladowaniach impulsowych lub w wyladowaniach koronowych i bardzo niskich temperaturach. Tak znaczna różnica między teoretyczną a praktycznie osiągalną sprawnością procesu wskazuje na istnienie potencjalnie wielkich możliwości jego doskonalenia. Pod względem energetycznym ozonator opisywany jest za pomocą dwóch parametrów: gęstości mocy w W/m^3 i gęstości energii w J/m^3 , zwanej energią właściwą. Gęstość mocy $\tilde{p}$ jest stosunkiem mocy czynnej P wyladowań w ozonatorze do iloczynu objętościowego natężenia przepływu gazu $\dot{V}$ oraz czasu przebywania gazu w strefie wyladowań t_r :

$$\tilde{p} = \frac{P}{\dot{V} \cdot t_r} \quad (2.14)$$

Energia właściwa $\tilde{e}$:

$$\tilde{e} = \int \tilde{p} dt \quad (2.15)$$

jest miarą natężenia mikrowyladowań [99]. Iloczyn gęstości energii i maksymalnej teoretycznej wydajności syntezy określa dla danego ozonatora maksymalną koncentrację ozonu w kg/m^3 . Koncentracja ozonu jest dla danego urządzenia istotnym parametrem warunkującym sprawność procesu syntezy i musi być brana pod uwagę przy porównywaniu różnych urządzeń do generacji ozonu, bowiem każde urządzenie ma pewną maksymalną sprawność przy zaniedbaniu koncentracji ozonu. Sprawność reaktora ozonu nie decyduje o sprawności energetycznej całego urządzenia, które oprócz elementów wyladowczych zawiera układ zasilania elektrycznego, rozbudowane układy przygotowania powietrza, chłodzenia oraz zabezpieczeń. Czynniki, od których zależy sprawność energetyczna procesu syntezy ozonu można podzielić na trzy zasadnicze grupy:

- *geometryczne parametry elementów wyladowczych* – kształt, wymiary i jakość powierzchni elektrod, rodzaj i grubość dielektryka, szerokość szczeliny wyladowczej;
- *elektryczne parametry układu zasilania*, takie jak: wartość, kształt i częstotliwość napięcia zasilającego, współczynnik mocy;
- *fizyczne i chemiczne parametry gazu wejściowego*, a wśród nich temperatura, wilgotność, zanieczyszczenia oraz skład gazu i jego prędkość.

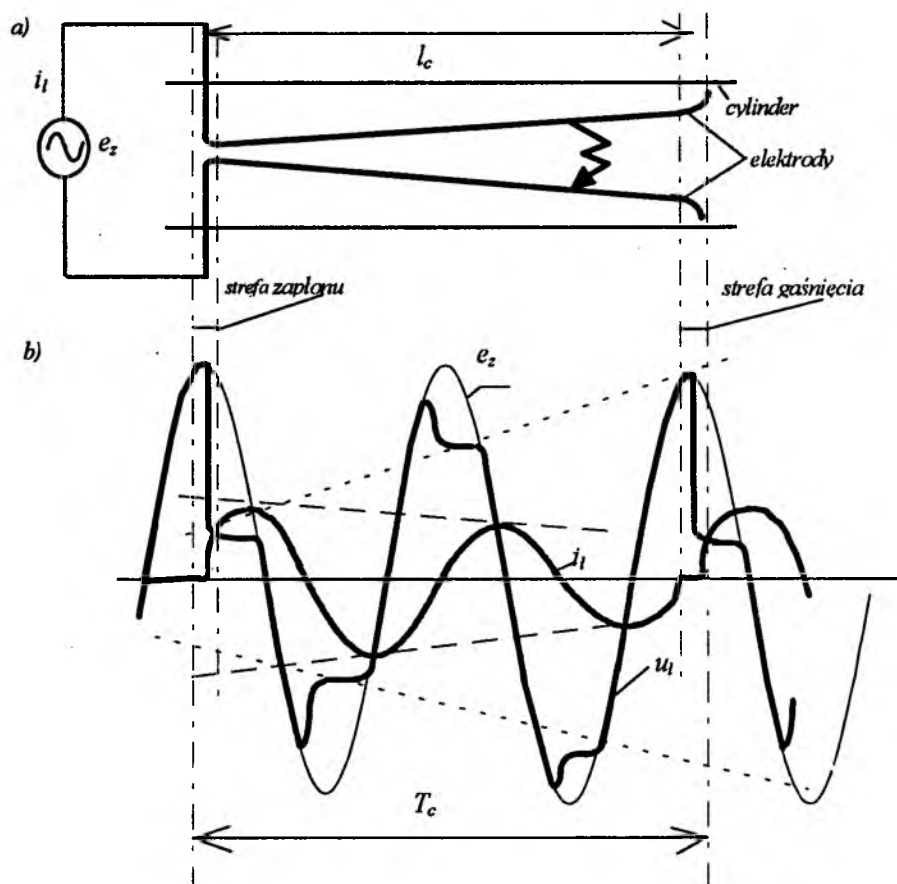
W każdej z wymienionych grup czynników istnieją potencjalne możliwości dla doskonalenia procesu syntezy ozonu. W instalacjach już pracujących możemy wpływać na przebieg procesu praktycznie tylko poprzez parametry układu zasilania w energię elektryczną. Jak wykazały badania energia tracona w elementach układu zasilania elektrycznego może w pewnych warunkach nawet przekraczać energię zużywaną w ozonatorze na wytwarzanie ozonu [50], [51], [52].

2.2. Reaktory plazmy nietermicznej typu GlidArc

Plazma nietermiczna wytwarzana wyładowaniem łukowym jest szeroko stosowana w procesach technologicznych i badaniach naukowych. Jednym z nowych zastosowań plazmy nietermicznej jest oczyszczanie powietrza z zanieczyszczeń gazowych przez wywołanie odpowiednich reakcji chemicznych zachodzących w reaktorze plazmowym. Do neutralizacji toksycznych gazów stosuje się plazmę nietermiczną („zimną”) wytwarzaną w plazmotronach specjalnej konstrukcji. Plazmotron do generacji plazmy nietermicznej na skalę przemysłową, w którym wykorzystuje się elektryczne wyładowania łukowe w przepływającym gazie przy ciśnieniu atmosferycznym lub podwyższonym opracowano w Uniwersytecie w Orleanie [18],[19]. „Zimna” plazma w postaci rozrzedzonego łuku musi być wytwarzana w dużej objętości tak, aby przy ciśnieniu bliskim atmosferycznemu, zapewnić znaczny przepływ gazu. Klasyczny łuk elektryczny wytwarzany w spawarkach lub palnikach plazmowych nie może być wykorzystywany do neutralizacji toksycznych gazów, ponieważ gaz procesowy (oczyszczane powietrze) nie może spenetrować ograniczonej przestrzeni obejmowanej łukiem o bardzo dużej energii (wysokiej temperaturze). W plazmochemicznej obróbce gazów są znane i dotychczas wykorzystywane metody generowania nietermicznej plazmy przez ciche wyładowania elektryczne, wyładowania jarzeniowe, koronowe impulsowe i mikrofalowe. Plazma wytwarzana jest bezpośrednio w gazie poddawany obróbce plazmochemicznej. Elektryczne wyładowania nietermiczne są podstawowym sposobem wytwarzania ozonu w skali przemysłowej. Moc wyładowań jarzeniowych jest ograniczona przejściem do wyładowania łukowego, przy którym gaz staje się gorący, napięcie gwałtownie spada, a prąd wzrasta. Energię wyładowań jarzeniowych można wykorzystać jedynie przy niskich ciśnieniach. W praktyce przemysłowej wymagana jest praca przy ciśnieniach atmosferycznym i wyższych i dużych energiach.

2.2.1. Zasada budowy i działania

Elektrody, dwie lub więcej, o geometrii jak na rys. 2.11a, umieszczone są w zbiorniku, przez który przepływa z dużą prędkością (10-20) m/s gaz podlegający obróbce. Wyładowania elektryczne powstają w miejscu, w którym odległość między elektrodami jest najmniejsza i przemieszczają się z przepływającym gazem wzdłuż elektrod. Odległość między elektrodami wzrasta wraz z oddalaniem się łuku od strefy zapłonu, łuk wydłuża się i gaśnie, gdy napięcie łuku u_l (Rys.2.11b) osiągnie wartość napięcia źródła zasilania e_s . Prąd łuku i_l maleje wraz z wydłużaniem się łuku i wzrostem jego napięcia. Po zgaśnięciu łuku w strefie gaśnięcia, wyładowanie odbudowuje się natychmiast w strefie zapłonu i rozpoczyna się następny cykl pracy reaktora.

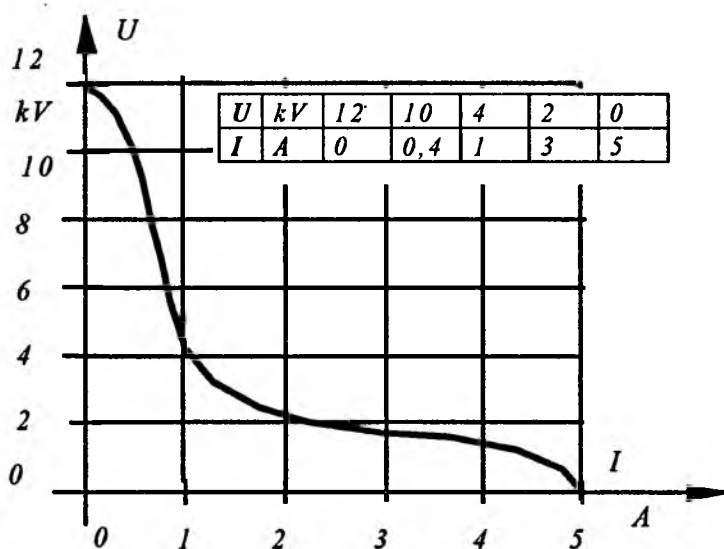


Rys. 2.11. Zasada budowy i działania plazmotronu GlidArc, a - budowa, b - przebiegi chwilowe napięć i prądu w czasie jednego cyklu pracy reaktora wyladowczego przy zasilaniu z sinusoidalnego źródła napięcia; (l_c - długość elektrod, T_c - czas trwania jednego cyklu)

Czas trwania jednego cyklu T_c zależy od wymiarów i kształtu elektrod, prędkości przepływu, temperatury i rodzaju gazu i wynosi kilka do kilkunastu okresów napięcia zasilającego. W miejscu zapłonu wyladowanie ma charakter łuku, ale przemieszczając się wzdłuż elektrod pod wpływem szybko przepływającego gazu przybiera charakter wyladowania bardziej zbliżonego do jarzeniowego. Działanie takiego wyladowania na gaz jest z całą pewnością nietermiczne i pozwala skutecznie utleniać wiele toksycznych gazów. Główne zastosowania reaktora plazmowego typu GlidArc to neutralizacja siarkowodoru, oczyszczanie powietrza z lotnych składników organicznych (estry, węglowodory, pary alkoholi) powstających w procesach malowania, lakierowania, produkcji tworzyw sztucznych, spalania śmieci.

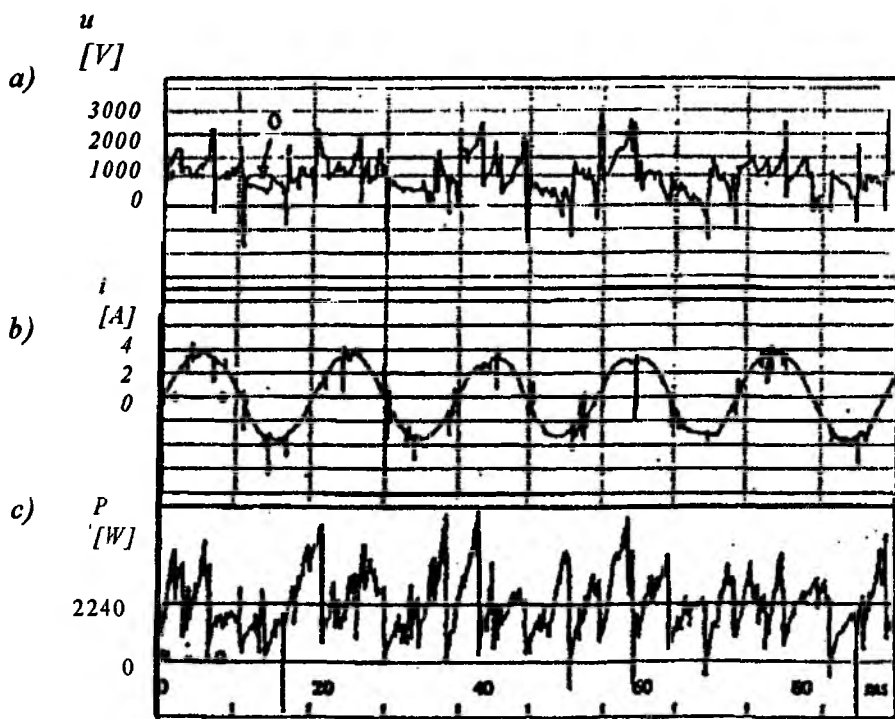
2.2.2. Przebiegi prądów i napięć, charakterystyki

Dostarczanie energii elektrycznej niezbędnej do pracy plazmotronu wymaga specjalnych układów zasilających o mocy od kilkudziesięciu do kilkuset kilowatów. Aby określić wymagania jakie winny spełniać układy zasilające, scharakteryzujemy plazmotron jako odbiornik energii elektrycznej.



Rys. 2.12. Charakterystyka zewnętrzna plazmotronu wyznaczona doświadczalnie [55]

Reaktor plazmowy typu GlidArc jako odbiornik energii elektrycznej różni się znacznie od innych plazmotronów i jego współpraca z układem zasilającym wymaga odmiennej analizy. Rezystancja przestrzeni międzyelektrodowej zależy od stopnia jonizacji gazu i podczas jednego cyklu pracy zmienia swoją wartość. Prąd łuku (pary elektrod) nie powinien przekraczać 10 A, napięcie zapłonu przy minimalnym odstępnie elektrod (2-3) mm musi osiągnąć wartość rzędu 10 kV, natomiast przy wyładowaniu napięcie to wynosi (1 - 2) kV. Napięcie łuku stanowi więc zaledwie (10-20) % napięcia zapłonu. Charakterystyka zewnętrzna plazmotronu jest bardzo miękka (Rys. 2.12) i przy jednoczesnej realizacji zapłonu i pracy z jednego źródła wykorzystanie jego mocy będzie niewielkie. Przebiegi chwilowych wartości napięcia, prądu i mocy w takim plazmotronie zasilanym z transformatora trójfazowego podano na rys. 2.13. Prąd łuku I_l jest praktycznie sinusoidalny, natomiast napięcie łuku u_l jest bardzo odkształcone.



Rys. 2.13. Oscylogramy przebiegów wartości chwilowych napięcia, prądu i mocy łuku w plazmotronie dwuelektrodowym GlidArc zasilanym z transformatora:
a) napięcie łuku, b) prąd łuku, c) moc chwilowa łuku [20]

Analiza zawartości harmonicznych w przedstawionych oscylogramach wykazała, że pierwsza harmoniczna napięcia jest w fazie z prądem, co oznacza, że w łuku, przy sinusoidalnym prądzie (rys. 2.13b) nie ma mocy bierniej przesunięcia fazowego. W łuku mamy więc moc czynną P_l i moc bierną odkształcenia D_l . Moc czynną łuku określa prąd i pierwsza harmoniczna napięcia. Moc chwilową wyładowania przy jednej parze elektrod określa zależność:

$$p_l = U_{1m} \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t \quad (2.16)$$

Moc czynna dla trzech elektrod i przy symetrii w trzech fazach wyniesie:

$$P_l = \frac{3}{T} \int_0^T p_l dt = \sqrt{3} U_1 I \quad (2.17)$$

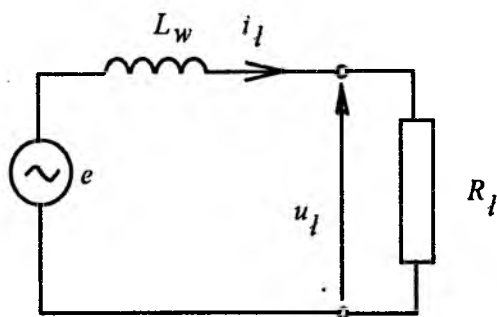
Moc bierną odkształcenia możemy określić jako:

$$D_I = \sqrt{3}I\sqrt{U^2 - U_I^2} \quad (2.18)$$

Układ zasilania pobiera moc bierną Q na magnesowanie magnetowodu transformatora i innych elementów układu oraz na indukcyjność rozproszenia. Moc bierna odkształcenia D_I jest zdeterminowana zjawiskami w palącym się łuku i nie mamy wpływu na jej ograniczenie, natomiast moc bierna przesunięcia Q związana jest ze strukturą układu i możemy ją w istotny sposób zminimalizować przez odpowiednią modyfikację układu zasilającego.

2.2.3. Zależności energetyczne

Rozważania energetyczne przeprowadzimy przyjmując jednofazowy schemat zastępczy dla układu: sinusoidalne nieidealne źródło zasilania - para elektrod plazmotronu. Przed zapłonem prąd nie płynie, napięcie na elektrodach jest równe napięciu źródła, a rezystancję przestrzeni międzyelektrodowej można przyjąć za nieskończenie dużą. Dla analizy mocy istotny jest stan po zapłonie, który nastąpi, gdy wartość chwilowa napięcia źródła przekroczy napięcie zapłonu. Indukcyjność rozproszenia (zwarcia) transformatora L_w jest stała, natomiast rezystancja łuku R_l zmienia swoją wartość w czasie półokresu, a prąd i napięcie łuku odbiegają od sinusoidy. Indukcyjność rozproszenia L_w ma zwykle znaczną wartość, aby ograniczyć prąd zwarcia, co powoduje że prąd jest mało odkształcony (rys. 2.13). Jeżeli do przybliżonych rozważań przyjmiemy pierwsze harmoniczne prądu i napięcia, to nieliniową rezystancję łuku możemy zastąpić wartością stałą R_l . Przy takich założeniach schemat zastępczy plazmotronu przyjmie postać przedstawioną na rys. 2.14.



Rys. 2.14. Schemat zastępczy plazmotronu do rozważań energetycznych, R_l – rezystancja łuku, L_w – indukcyjność wewnętrzna źródła zasilania, najczęściej indukcyjność rozproszenia transformatora, e – siła elektromotoryczna źródła zasilającego

Jeżeli prąd łuku jest ograniczany dławikami to indukcyjność L_w na schemacie zastępczym jest sumą reaktancji transformatora i dławika [20]. Rezystancja łuku podczas wyładowania w przepływającym gazie ma wartość kilkuset omów i jest miarą mocy czynnej łuku. Przerwy bezprądowe występujące między kolejnymi cyklami są niewielkie, trwają nie dłużej niż $1/4$ okresu napięcia źródła i ich wpływ na wartość mocy plazmotronu może być pominięty. Przybliżoną wartość statycznej rezystancji łuku możemy określić jako stosunek wartości skutecznych pierwszych harmonicznych napięcia i prądu łuku, czyli:

$$R'_l = \frac{U_{II}}{I_{II}} \quad (2.19)$$

Ponieważ prąd plazmotronu jest praktycznie sinusoidalny rezystancję statyczną można też wyznaczyć z mocy czynnej łuku P_l i prądu łuku I_l :

$$R''_l = \frac{P_l}{I_l^2} \quad (2.20)$$

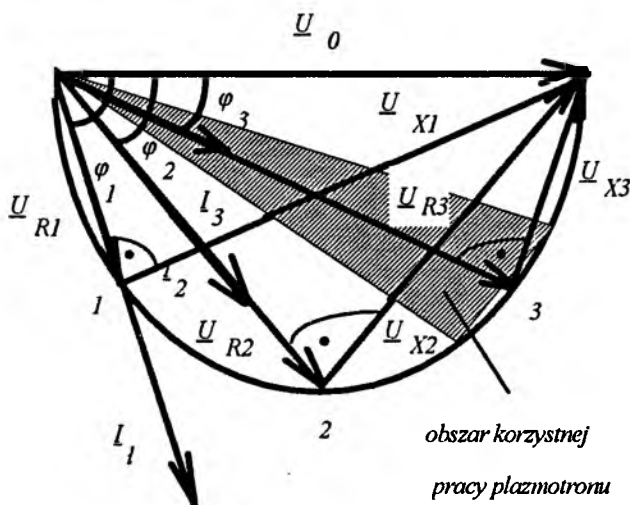
Przy sinusoidalnym prądzie rezystancja statyczna łuku R_l wyznaczona z zależności (2.19) bądź (2.20) jest jednakowa, natomiast przy malej indukcyjności wewnętrznej L_w odkształcenie prądu musi być uwzględnione i rezystancję zastępczą łuku należy wyznaczać z zależności (2.20). W układach zasilania plazmotronu typu GlidArc bez układu zapłonowego moc bierna przesunięcia Q jest około 10 razy większa od mocy czynnej łuku P_l , natomiast moc bierna odkształcenia D_l nie przekracza 30% mocy czynnej łuku, a więc około 3% mocy biernej przesunięcia fazowego Q [20]. Pomijając zatem moc odkształcenia łuku możemy przeprowadzić przybliżoną analizę wpływu stosunku reaktancji źródła do rezystancji zastępczej łuku. Przy takich założeniach moc czynną plazmotronu możemy wyznaczyć jako:

$$P_l \approx S_l \approx U_{II} I_{II} \approx U_l I_l \quad (2.21)$$

oraz posłużyć się reaktancją wewnętrzną źródła X_w .

Uwzględniając reaktancję źródła oraz rezystancję statyczną łuku, możemy zależności energetyczne przedstawić na wykresie wskazowym (Rys. 2.15). Napięcie U_0 na zaciskach plazmotronu w stanie jałowym jest równoważone przez napięcie na reaktancji wewnętrznej źródła U_X i napięcie łuku U_R . Wykres wielkości z indeksem 1 opisuje plazmotron bez układu zapłonowego, kiedy napięcie źródła w stanie jałowym musi być równe napięciu zapłonu i źródło ma tak dużą reaktancję wewnętrzną, aby napięcie na palącym się łuku wynosiło (10-20) % napięcia zapłonu, to jest $(0,1-0,2)U_0$. Wykorzystanie mocy uzwojenia wtórnego trans-

formatora zasilającego plazmotron wyniesie około 15 %, a mocy całego transformatora około 20 %. Współczynnik mocy λ , który można tu uznać za współczynnik wykorzystania mocy źródła wyniesie około 0,15, a sprawność energetyczna układu zasilania będzie bardzo niska. Wykres wielkości z indeksem 2 opisuje plazmotron, w którym średnia wartość rezystancji łuku R_l jest równa reaktancji źródła zasilania ($R_l = X_w$). Przy założeniu stałej X_w i regulowanej R_l np. przez odstęp elektrod oraz przy możliwym do realizacji zapłonie, dla stałego U_0 moc oddawana przez źródło byłaby największa. Przypadek ten w praktyce jest raczej nie realizowany, bowiem duża strata napięcia na reaktancji wewnętrznej obniża wykorzystanie mocy źródła i sprawność układu. Pożądany punkt pracy plazmotronu przedstawia wykres wielkości z indeksem 3 i obszar zakreskowany wokół narysowanego przypadku.



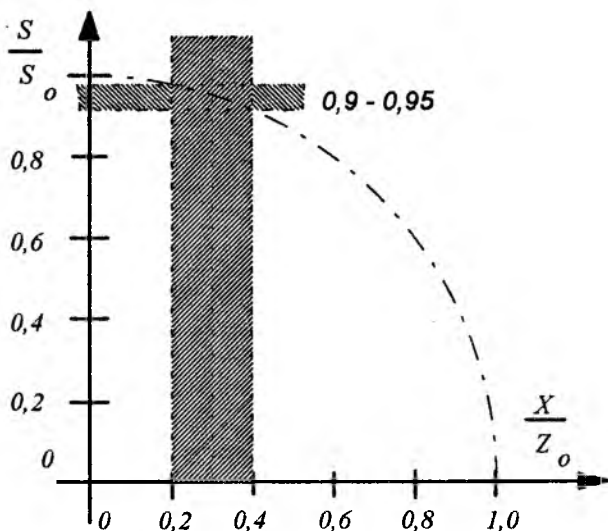
Rys. 2.15. Wykres wskazowy napięć i prądów plazmotronu dla trzech różnych wartości reaktancji źródła

Reaktancja źródła, wynosząca około 30 % przy dobrym układzie zapłonowym, zapewnia dostateczną stabilność pracy plazmotronu, wykorzystanie mocy źródła do około 95 % i zadawalająco wysoką sprawność. Moc źródła zasilania jest ograniczona napięciem w stanie jałowym U_0 i dopuszczalnym prądem I_0 . Parametry plazmotronu i układu zasilania winny być tak dobrane, aby praca odbywała się z maksymalną mocą i sprawnością i aby była stabilna. Moc łuku P_l nie może być wyższa od mocy odniesienia określonej iloczynem napięcia i prądu:

$$S_o = U_o \cdot I_o = S_{max} \quad (2.22)$$

$$\text{gdzie: } I_o = \frac{U_o}{\sqrt{R_l^2 + X_w^2}} \quad (2.23)$$

Dobierając odpowiednio reaktancje źródła zasilania można dowolnie przybliżyć moc czynną łuku do mocy maksymalnej, jednak dla zapewnienia odpowiedniej stabilności pracy reaktancja ta nie powinna być mniejsza niż 30 % (rys. 2.16). Dokładna analiza mocy wymaga uwzględnienia odkształcenia napięcia łuku, a przy małej indukcyjności L_w również i prądu wywołanego nieliniową rezystancją łuku R_l .



Rys. 2.16. Wpływ reaktancji źródła zasilania na wykorzystanie jego mocy

Analizie mocy przy przebiegach odkształconych poświęcono wiele prac [15], [16], [117], [118], jak również analizie mocy plazmotronów zasilanych ze źródeł o napięciu sinusoidalnym [69], [70], [99]. Celem niniejszej pracy nie jest dokładna analiza mocy w rozpatrywanych reaktorach plazmowych lecz propozycja nowych układów zasilania, w których moc bierna przesunięcia może być wielokrotnie mniejsza niż w stosowanych dotychczas układach, a przez to mogą być one tańsze i sprawniejsze energetycznie. Moc bierna odkształcenia w łuku jest w analizowanych reaktorach plazmowych znacznie mniejsza od mocy biernej przesunięcia występującej w układzie zasilania i jej wpływ na straty mocy, wymiary układu, moc pobieraną z sieci jest pomijalny. Przedstawiona w pracy analiza zjawisk tworzy podstawy teoretyczne projektowania i budowy układów zasilania reaktorów plazmowych o takich właściwościach.

3. CHARAKTERYSTYKA UKŁADÓW ZASILANIA REAKTORÓW PLAZMOWYCH

Jak wykazano w rozdziale drugim, reaktory plazmy nietermicznej są odbiornikami o szczególnych cechach i właściwą ich pracę mogą zapewnić tylko specjalne układy zasilania elektrycznego, charakteryzujące się odpowiednimi właściwościami. Wszystkie układy zasilania powinny zapewnić optymalną pracę zasilanych reaktorów oraz dobrze współpracować z siecią zasilającą, nie obniżać jakości energii elektrycznej dla innych odbiorników przyłączonych do sieci, tj. nie odkształcać napięcia i nie wprowadzać jego wahań i asymetrii. Ze względu na silną nieliniowość rozpatrywanych w niniejszej pracy generatorów ozonu i plazmotronów łukowych, trudno jest pogodzić ich optymalną pracę z poprawną współpracą z siecią zasilającą. Konieczność kompromisu tych przeciwstawnych wymagań prowadzi do różnorodnych rozwiązań, często bardzo złożonych układów, a przez to mniej sprawnych i bardziej zawodnych. Aby lepiej wykazać celowość i zalety zaproponowanych w pracy układów zintegrowanych, dokonamy krótkiego przeglądu stosowanych układów zasilania generatorów ozonu i plazmotronów ze ślizgającym się wyladowaniem łukowym.

3.1. Przegląd stosowanych układów

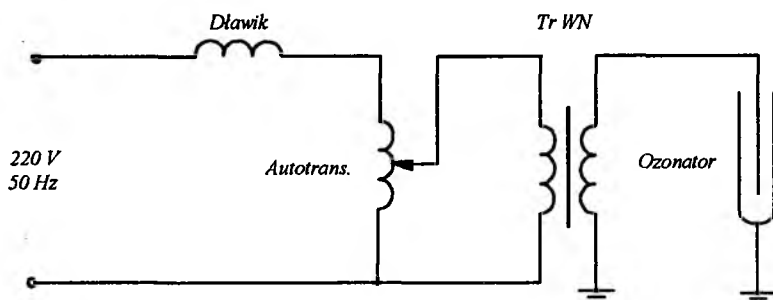
Układy zasilania zarówno generatorów ozonu jak i plazmotronów łukowych wykorzystują nieliniowość charakterystyk magnesowania ferromagnetyków oraz wywołane nią wyższe harmoniczne strumienia magnetycznego, jednak wymagania tych dwóch rodzajów odbiorników energii elektrycznej znacznie się różnią i w związku z tym rozpatrzmy je oddzielnie.

3.1.1. Układy zasilania ozonatorów.

Jak wykazano w rozdz.2, ozonator wymaga zasilania energią elektryczną o napięciu przemiennym o wartości $10\text{--}20\text{kV}$ oraz częstotliwości sieciowej lub podwyższonej. Ozonator jest odbiornikiem jednofazowym, ale przy większych mocach zasilany jest trójfazowo, a elementy wyładowcze rozkłada się równomiernie na trzy fazy. Moc bierną pojemnościową kompensuje się dławikami. Ponadto, układ zasilania musi zapewnić możliwość regulacji mocy, najczęściej przez regulację napięcia zasilającego oraz mieć odpowiednie zabezpieczenia od awaryjnych stanów pracy, takich jak: zwarcia, przepięcia. Przedstawimy niżej przykłady stosowanych układów zasilania. stosowania

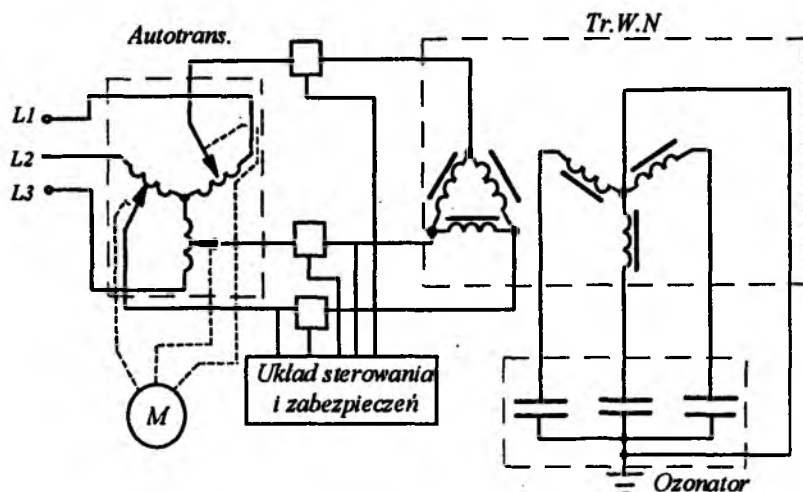
Układy zasilania napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 50Hz

Najprostszymi układami zasilającymi ozonatory są układy o częstotliwości $f=50\text{Hz}$ budowane jako układy jednofazowe (małej mocy) lub trójfazowe (dużej mocy). Układ jednofazowy jest przedstawiony na rys. 3.1. Układ zbudowany jest z jednofazowego autotransformatora i transformatora wysokiego napięcia.



Rys. 3.1. Układ jednofazowy zasilania ozonatora napięciem o częstotliwości 50Hz

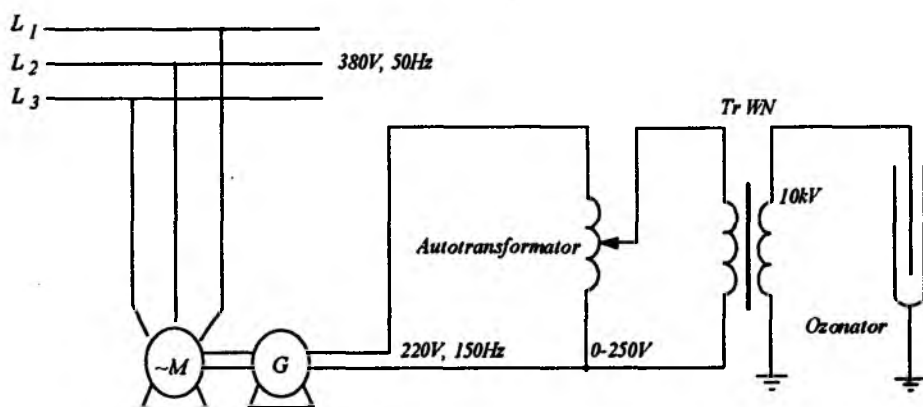
Regulacja mocy dostarczanej do elementów wyładowczych odbywa się przez zmianę napięcia zasilającego ozonator za pomocą autotransformatora lub zaczepami po stronie pierwotnej transformatora WN. W układach trójfazowych elementy wyładowcze podzielone są na trzy jednakowe sekcje stanowiące obciążenie poszczególnych faz. Taka konfiguracja ma zapewnić równomierne obciążenie sieci. Zastosowanie odpowiedniego układu zabezpieczeń i regulacji pozwala na kontrolę wartości prądów w poszczególnych fazach i wyłączanie układu w przypadku znacznej asymetrii prądów, a także umożliwia płynną regulację napięcia zasilającego. Trójfazowy układ zasilania przedstawiono na rys. 3.2



Rys. 3.2. Układ trójfazowy zasilania ozonatora napięciem o częstotliwości 50Hz [76]

Układy podwyższonej częstotliwości

Podwyższenie częstotliwości zwiększa wydajność elementów wyładowczych, jednak układ przetwarzania częstotliwości jest źródłem dodatkowych strat energii elektrycznej. Na rys. 3.3 przedstawiono układ zasilania z dwumaszynową przetwornicą częstotliwości.

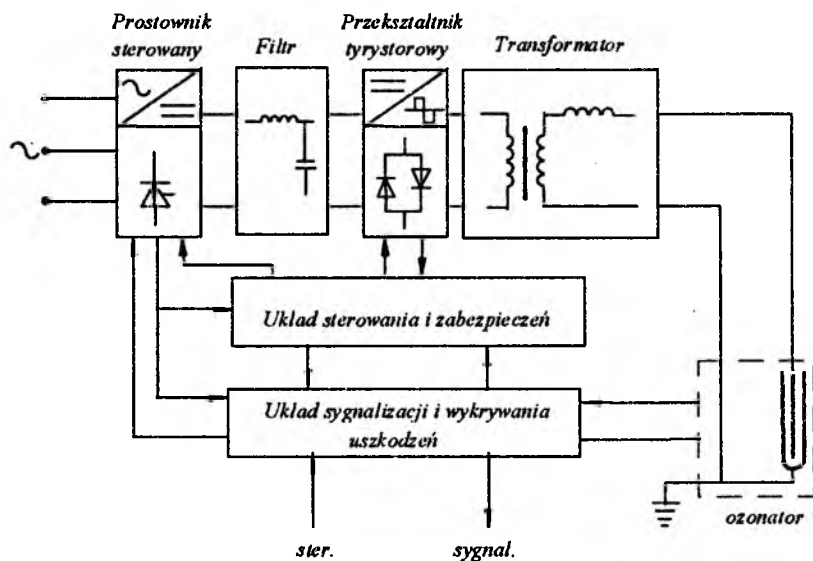


Rys. 3.3. Układ zasilania ozonatora z dwumaszynową przetwornicą częstotliwości

Przetwornice maszynowe są obecnie wypierane przez statyczne przemienniki częstotliwości.

Układ zasilania ze statycznym przemiennikiem częstotliwości

Rozwój techniki półprzewodnikowej umożliwił budowę statycznych przetwornic częstotliwości o różnych zastosowaniach. Układ zasilania ozonatora z wykorzystaniem tyrystorowego przemiennika częstotliwości przedstawiono na rys. 3.4. Układ przemiennika składa się z prostownika tyrystorowego, filtrów w obwodzie pośredniczącym, jednofazowego falownika tyrystorowego, transformatora wysokiego napięcia. Zaletami układów z tyrystorowym przemiennikiem częstotliwości jest łatwość regulacji napięcia, brak części ruchomych, małe szумы i wibracje, natychmiastowa gotowość do pracy. Do wad tych układów należy zaliczyć znaczną złożoność, co zmniejsza niezawodność, potrzebę kompensacji mocy biernej. Przepływ całej energii elektrycznej przez szeregowo połączone elementy układu obniża jego sprawność. Układy tyrystorowe do omawianych zastosowań buduje się najczęściej jako układy o częstotliwości 600Hz.



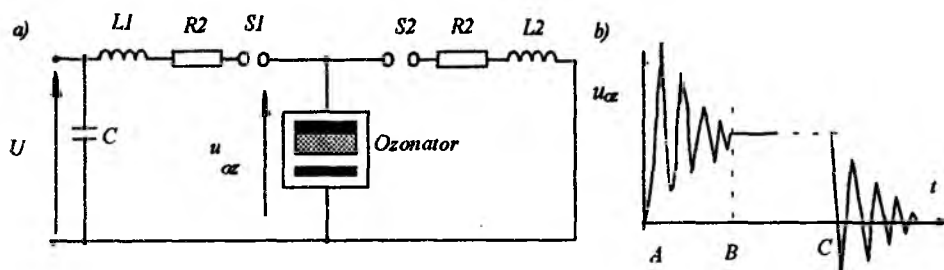
Rys. 3.4 Układ zasilania ozonatora z tyrystorowym przemiennikiem częstotliwości

Układy impulsowe

W ozonatorach o niewielkich wydajnościach (laboratoryjne, przenośne, domowe) stosuje się impulsowe układy zasilania. Układy takie składają się z generatora impulsów, transformatora wysokiego napięcia, źródła prądu stałego lub układu prostownikowego oraz zespołów sterujących i przełączających. Na wydajność i koncentrację ozonu w układzie impulsowym mają wpływ:

- częstotliwość pracy (stosowane częstotliwości zawierają się w szerokich granicach od kilku herców do 20kHz),

- kształt impulsu energii (amplituda, stromość narastania),
- czas trwania impulsu.



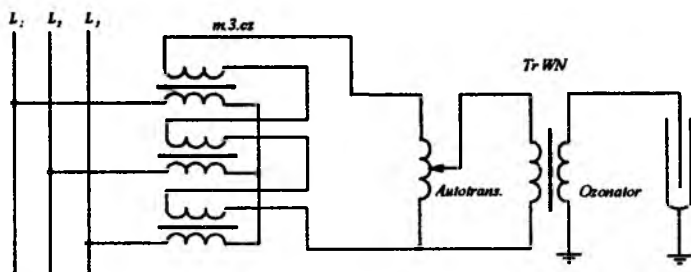
Rys. 3.5. Układ impulsowy zasilania ozonatorów (a) i uzyskiwany w nim przebieg impulsu napięciowego (b); S1, S2- wirujące iskierniki do przerywania obwodu z dużym prądem

Układ impulsowy przedstawiony na rys. 3.5 pozwala na kształtowanie impulsu napięciowego tak, aby w jego początkowej fazie amplituda napięcia zapewniała wyładowanie, bowiem tylko wtedy powstają i są przyspieszane elektrony generujące ozon. Pozostała część energii impulsu nie bierze udziału w procesie syntezy ozonu i może być źródłem strat, gdyż jest przekazywana jonom gazu nie biorącym udziału w procesie i jest następnie wydzielana w postaci ciepła. Impuls energii jest zatem tak ukształtowany, aby po krótkim (rzędu mikrosekund) czasie wyładowania (odcinek AB) następował dłuższy okres (odcinek BC o czasie rzędu milisekund), w którym pole elektryczne w szczeliny nie istnieje i cząsteczki ozonu mogą bezpiecznie opuszczać przestrzeń wyładowczą, nie narażając się na zderzenia z innymi cząsteczkami gazu. Podobny efekt uzyskuje się przykładając do elektrod szczeliny wyładowczej napięcie o bardzo dużej stromości narastania, rzędu $2kV/ns$. Niekiedy, w czasie przerw między impulsami przykładają się do elektrod elementu wyładowczego tzw. potencjał początkowy, przyspieszający proces opuszczania przestrzeni wyładowania przez uformowane cząsteczki ozonu. Zasilacz impulsowy z rys. 3.5 ma następujące parametry: częstotliwość pracy - 1 Hz , napięcie wyjściowe - 20 kV , czas narastania czoła impulsu do wartości maksymalnej- ok. 30 ns [72]. Główną zaletą układów impulsowych jest możliwość dopasowania kształtu impulsu do przebiegu cyklu syntezy ozonu (rozdział 2.1.2.), tak aby uzyskać wysoką wydajność procesu. Ich wady to:

- niewielką sprawność zasilaczy,
- wrażliwość na zakłócenia ze strony sieci zasilającej,
- duże koszty inwestycyjne (kosztowne układy kształtowania impulsów napięciowych).

Układ zasilania z magnetycznym mnożnikiem częstotliwości

Udana próba zastąpienia przetwornicy maszynowej magnetycznym potrajaczem częstotliwości w generatorze ozonu zainstalowanym w Wytwórni Wód Mineralnych w Grodzisku Wielkopolskim [32] wskazała na możliwość stosowania mnożników magnetycznych w układach zasilania ozonatorów.

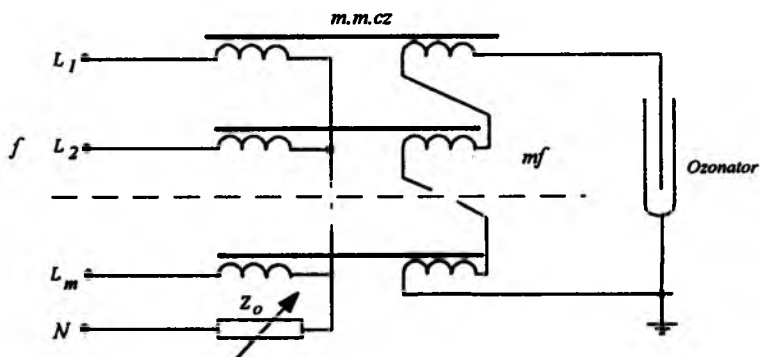


Rys. 3.6. Układ zasilania ozonatora z wykorzystaniem magnetycznego potrajacza częstotliwości z autotransformatorem i transformatorem WN

W układzie tym zachowano transformator podwyższający i autotransformator regulacyjny ze schematu przedstawionego na rys. 3.3, a potrajacz zastąpił jedynie przetwornicę maszynową (Rys. 3.6)

Analizę pracy układu z rys. 3.6 przedstawiono w pracy [109]. Wykazała ona, że odpowiednio zaprojektowany zasilacz ozonatora z mnożnikiem magnetycznym integruje wszystkie funkcje układu zasilania: podwyższa napięcie i częstotliwość, kompensuje moc bierną pojemnościową, symetryzuje obciążenie jednofazowe oraz reguluje napięcie.

Na rys. 3.7 przedstawiono schemat zintegrowanego układu zasilania reaktora ozonu, w którym regulacja napięcia wyjściowego odbywa się za pomocą zmian impedancji Z_0 włączonej w przewód neutralny mnożnika magnetycznego, a jego uzwojenia wtórne są zaprojektowane na napięcie pracy reaktora ozonu.



Rys. 3.7. Układ zasilania ozonatora z magnetycznym mnożnikiem częstotliwości i regulacją napięcia wyjściowego

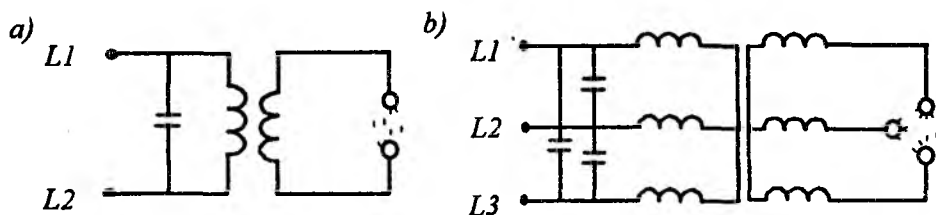
W ten sposób unika się dodatkowego stopnia przetwarzania energii w autotransformatorze regulacyjnym i następnie w transformatorze podwyższającym napięcie. Takie układy zintegrowane, obok układów zasilania reaktorów plazmowych GlidArc, są przedmiotem rozważań niniejszej pracy.

3.1.2. Układy zasilania plazmotronów łukowych

Plazmotrony łukowe jako palniki plazmowe są stosowane w przemyśle od blisko 100 lat i na temat układów ich zasilania elektrycznego istnieje bogata literatura [7],[68],[69],[70],[99]. Podstawowym elementem wszystkich układów zasilania plazmotronów łukowych jest transformator umożliwiający współpracę urządzenia łukowego z siecią elektroenergetyczną. Transformatory o takim przeznaczeniu mają specjalne wykonanie, najczęściej powiększoną reaktancję zwarcia, podmagnesowanie prądem stałym, a ponadto mogą być wyposażone w dławiki, rezystory, transduktory, układy rezonansowe (zasilacze parametryczne) oraz układy tyrystorowe. Dodawanie elementów do transformatora poprawia określone właściwości układu zasilania, ale czyni go bardziej złożonym, a przez to bardziej zawodnym, droższym i na ogół mniej sprawnym. Tam, gdzie jest to możliwe należy dążyć do układów jak najprostszych i energetycznie sprawnych. Plazmotrony stosowane do neutralizacji toksycznych gazów typu GlidArc opracowane we Francji w 1988 r. wymagają, jak wykazano w rozdziale 2, specjalnego układu zasilania, w którym zapłon realizowany jest przy napięciu większym niż 10 kV a praca odbywa się przy napięciu około 2 kV , przy prądzie roboczym elektrod nie przekraczającym 10 A . W tego typu reaktorze plazmowym neutralizacja toksycznych gazów zachodzi bezpośrednio w płazmie, między elektrodami w strumieniu przepływającego gazu. Do zasilania takich reaktorów plazmowych nie znalazły zastosowania układy zasilania stosowane w urządzeniach łukowych. Dotychczas próbowano stosować układy z transformatorem i dławikami, układy z transformatorem rozproszeniowym i układy z magnetycznymi mnożnikami częstotliwości [20]. Przedstawimy krótki przegląd tych układów.

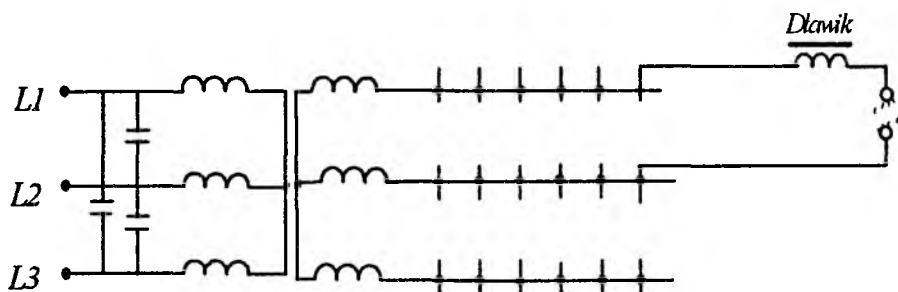
Układy zasilania z transformatorami

Transformator jest najprostszym układem zasilania plazmotronu GlidArc. Transformuje napięcie do wymaganego poziomu, a dzięki specjalnej konstrukcji może ograniczać prąd elektrod po zapłonie wyladowania. Stosuje się tu układy zasilające zarówno jednofazowe jak i trójfazowe systemy elektrod (Rys. 3.8). Napięcie wyjściowe transformatora w stanie jałowym powinno, w zależności od odstępów elektrod, zawierać się w granicach od $7\text{--}10\text{ kV}$, ale po zapłonie napięcie pracy maleje do $1\text{--}2\text{ kV}$, i takie warunki pracy można w transformatorze zapewnić przez zwiększenie jego reaktancji wewnętrznej, stosując separację jego uzwojeń pierwotnych od wtórnych, bocznikowanie magnetyczne, bądź inne znane rozwiązania.



Rys. 3.8. Układy zasilania reaktorów plazmowych z transformatorami o powiększonej reaktancji wewnętrznej: a- układ dwuelektrodowy, b- układ trójelektrodowy

Moc w układach transformatorowych jest przekazywana do plazmotronu przy napięciu znacznie niższym niż napięcie na jakie skonstruowano uzwojenia wtórne. Z tego powodu wykorzystanie mocy typowej transformatora nie jest dobre i nie przekracza 10-20 % mocy na jaką zbudowano transformator. Ponadto moc bierna indukcyjna musi być kompensowana baterią kondensatorów.



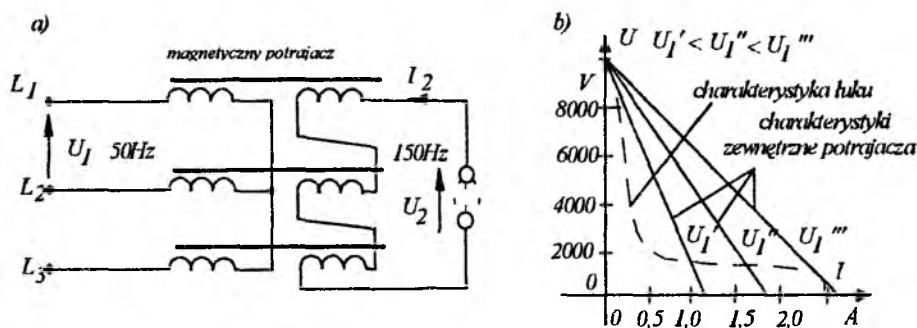
Rys. 3.9. Trójfazowy układ zasilania plazmotronu GlidArc z osiemnastoma elektrodami i dławikami ograniczającymi prąd włączonymi w szereg z każdą parą elektrod

Aby uzyskać duże wydajności procesu stosuje się od kilku do kilkunastu par elektrod i wielofazowe systemy elektrod, a moce takich systemów mogą sięgać setek kilowatów. Bezpośrednie włączenie takiego układu elektrod na zaciski wtórne transformatora spowoduje spadek napięcia uniemożliwiający jednoczesny zapłon wszystkich elektrod. Do zasilania układów wieloelektrodowych muszą być stosowane transformatory o sztywnej charakterystyce zewnętrznej i napięciu wtórnym równym napięciu zapłonu wylądowań, a prąd w takich układach jest ograniczany dławikami włączanymi szeregowo z każdą parą elektrod.

Moc dławików należy tak dobrać, aby napięcie na ich zaciskach stanowiło 0.8-0.9 napięcia wyjściowego transformatora przy nominalnym prądzie elektrod. W takim układzie transformator jest w 80 % obciążony dławikami, a jego moc bierna musi być kompensowana baterią kondensatorów. Układ z transformatorem trójfazowym do zasilania reaktora zawierającego 18 elektrod (włączonych po sześć do jednej fazy na napięcia przewodowe) przedstawia rysunek 3.9.

Układy zasilania z magnetycznymi mnożnikami częstotliwości

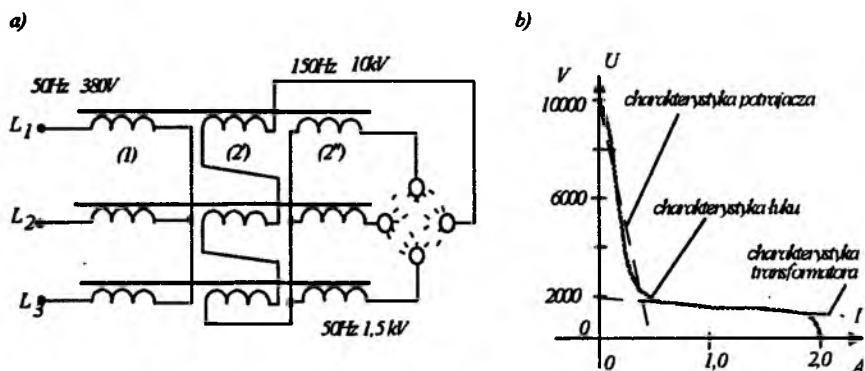
Magnetyczne mnożniki częstotliwości znajdują zastosowanie w układach zasilania reaktorów plazmowych głównie z uwagi na bardzo podatną charakterystykę zewnętrzną $U_2 = f(I_2)$ (Rys. 3.10b), a jej kształt zbliżony do charakterystyki łuku elektrycznego sprawia, że prąd elektrod jest ograniczany w naturalny sposób. Napięcie na wyjściu potrajacza maleje od wartości napięcia stanu jałowego U_0 do dowolnie niskiej wartości w warunkach obciążenia i w związku z tym reaktor plazmowy pracuje stabilnie bez konieczności stosowania dodatkowych dławików ograniczających prąd [20], [54]. Układ i charakterystyki zewnętrznego modelu zasilania reaktora plazmowego z magnetycznym potrajaczem częstotliwości o mocy 5 kVA, zbudowanego w Laboratorium Katedry Podstaw Elektrotechniki Politechniki Lubelskiej, przedstawia rysunek 3.10. Magnetyczne mnożniki częstotliwości mogą być także budowane z wyjściem trójfazowym. Dla reaktorów plazmowych o większej niż trzy liczbie elektrod, możliwe jest budowanie magnetycznych mnożników częstotliwości o kilku uzwojeniach wtórnych, każde zasilające oddzielny system elektrod. Powiększanie liczby uzwojeń wtórnych jest w mnożnikach magnetycznych bardziej korzystne niż w transformatorach, bowiem uzwojenia wtórne tych pierwszych są budowane na mniejszą moc niż uzwojenia pierwotne.



Rys. 3.10. Schemat połączeń (a) i charakterystyki (b) układu zasilania plazmotronu z magnetycznym potrajaczem częstotliwości

Układ zintegrowany zasilania plazmotronów

Najbardziej optymalnym układem zasilania reaktora plazmowego GlidArc jest system integrujący funkcję magnetycznego mnożnika częstotliwości i transformatora. Idea pracy systemu polega na wykorzystaniu do zapłonu wyladowania wyższych harmonicznych strumienia magnetycznego generowanych w naturalny sposób w rdzeniach transformatorów zasilających. Wyladowania po zapłonie podtrzymywane są podstawową harmoniczną strumienia magnetycznego. Schemat układu przedstawiono na rysunku 3.11.



Rys. 3.11. Schemat ideowy zintegrowanego układu zasilania plazmotronu GlidArc

Na tym samym rdzeniu magnetycznym i obok wspólnych uzwojeń pierwotnych (1) umieszczono dwa uzwojenia wtórne zasilacza, jedno z uzwojeń (2'') połączone podobnie jak uzwojenia pierwotne w gwiazdę, przeznaczone jest do pracy transformatorowej a drugie -połączone w otwarty trójkąt (2') przeznaczone do pracy mnożnikowej. Uzwojenie połączone w gwiazdę skonstruowane jest na napięcie i prąd, przy którym reaktor plazmowy pracuje po zapłonie, gdy zachodzą w nim wyładowania łukowe, natomiast uzwojenie połączone w trójkąt przeznaczone jest do zainicjowania łuku między elektrodami i musi być zaprojektowane na napięcie zapłonu wyładowań i mały prąd. Na rysunku 3.11b przedstawiono charakterystyki zewnętrzne potrajacza i transformatora oraz charakterystykę łuku, objaśniające zasadę działania zasilacza.

Zaletą układu zintegrowanego jest naturalna współpraca układu zapłonowego i roboczego, symetryczne obciążenie sieci trójfazowej oraz możliwość tworzenia układów wieloelektrodowych. Układ zintegrowany został opracowany przy udziale autorki [57], [58] i, obok zintegrowanego układu zasilania ozonatorów, jest głównym przedmiotem rozważań niniejszej pracy. Szczegółowo układ ten przedstawiony jest w rozdziale 5.

3.2. Moc i sprawność

Zjawiska i przemiany elektroenergetyczne w elementach wyładowczych ozonatora i w plazmotronie łukowym zostały omówione w rozdziale 2, tu natomiast przedstawiono analizę mocy w układzie zasilania między zaciskami sieci a zaciskami elementów wyładowczych, bądź elektrod plazmotronu. Zarówno element wyładowczy ozonatora jak i plazmotron łukowy są dla układów zasilania specyficznymi odbiornikami nieliniowymi, w których obok mocy czynnej związanej z zachodzącymi reakcjami chemicznymi i stratami występuje moc bierna odkształceń D , a w ozonatorze także moc bierna przesunięcia Q o charakterze pojemno-

ściowym. Do zacisków ozonatora układ zasilania dostarcza moc pozorną S zawierającą moc czynną P , moc bierną przesunięcia Q i moc bierną odkształcenia D :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3.1)$$

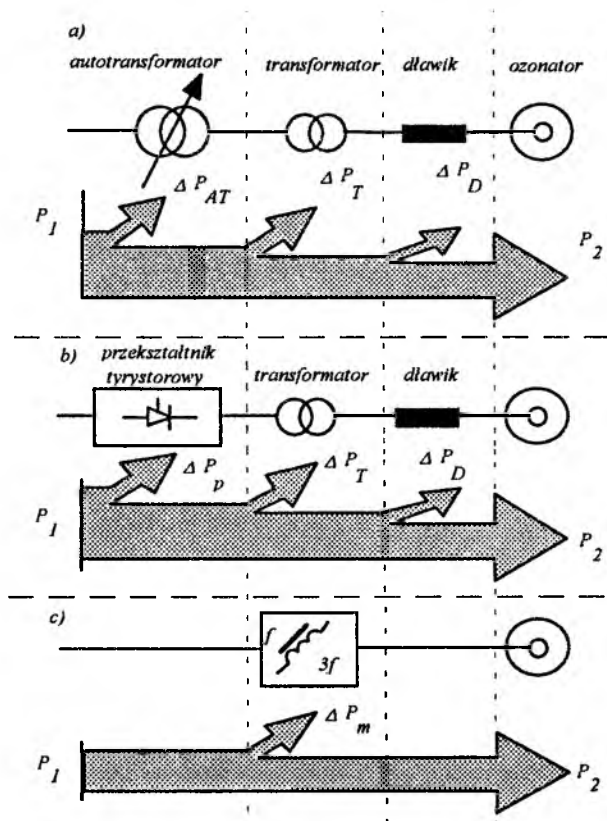
Moc czynna generatora ozonu P wynika z wymaganej ilości ozonu wytwarzanego przez generator, którą zapewnia się przez odpowiednią liczbę równolegle połączonych elementów wyladowczych. Moc elementu wyladowczego zależy od jego wymiarów, właściwości materiałów użytych do jego budowy oraz częstotliwości i wartości napięcia zasilającego. Elementy wyladowcze konstrukcji rurowej, najczęściej stosowane w generatorach ozonu, mają moc czynną około 350 W i wydajność 60 g ozonu z 1 kWh przy częstotliwości 50 Hz , lub około 800 W i 50 g/kWh przy częstotliwości 600 Hz (wydajność podawana jest przy zasilaniu powietrzem). Liczba elementów wyladowczych w jednym generatorze wynosi zwykle od 200 do 1000 [130], a zatem moc czynna jednego generatora przemysłowego może zawierać się w granicach $(50+900) \text{ kW}$.

Współczynnik mocy elementu wyladowczego określany jako:

$$\lambda = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (3.2)$$

zawiera się w granicach $0,3-0,8$, co oznacza że moc pozorną S dostarczana przez układ zasilający musi być znacznie wyższa od potrzebnej do syntezy ozonu mocy czynnej P . Aby zminimalizować straty mocy i wymiary elementów układu zasilania kompensuje się moc bierną pojemnościową dławikami Q_D , ale mocy odkształcenia w prosty sposób skompensować nie można. Współczynnik mocy generatora ozonu po skompensowaniu prądu pojemnościowego zawiera się w granicach $0,8-0,9$, a to oznacza że moc pozorną transformatora w układzie zasilania S_{tr} musi być większa od mocy czynnej o $10-20 \%$. Transformator jest budowany na moc pozorną i straty mocy ΔP są w nim proporcjonalne do mocy pozornej. Moc dławika kompensującego moc bierną pojemnościową ozonatora jest bliska mocy czynnej $Q_D = (0,7-1,5) P$. Dławik jest także źródłem strat mocy czynnej ΔP_D , których wartość jest tego samego rzędu co straty w transformatorze. Jeżeli w układzie zasilania jest autotransformator regulacyjny, to jest on również źródłem strat ΔP_{AT} . W układach zasilania podwyższonej częstotliwości dławik i transformator są wymiarami geometrycznymi nieco mniejsze, ale całkowite straty mocy są wyższe niż w układzie częstotliwości sieciowej. W układzie zintegrowanym występuje tylko jeden element, magnetyczny mnożnik częstotliwości, o stratach zbliżonych do transformatora. Do analizy strat mocy i porównania układów zasilania ozonatorów posłużymy się schematami blokowymi z rysunku 3.12. Analizę strat mocy przeprowadzimy na przykładzie ozonatora o mocy 160 kW , wydajności 10 kgO_3 na godzinę z powietrza i koncentracji ozonu 18 mg/l . Przyjmując do analizy układ

z rys. 3.12.a) i zakładając pełną kompensację mocy bierniej pojemnościowej ozonatora dławikiem oraz szacując moc odkształcenia D na poziomie 20 % mocy czynnej ozonatora P_2 , moc znamionowa transformatora wyniesie 200 kVA. Transformator energetyczny o mocy 200 kVA i napięciach 30/0,4 kV posiada sprawność około 96 %, przy stosunku strat w uzwojeniach do strat w rdzeniu jak 3:1. Z uwagi na odkształcone przebiegi prądu i napięcia ozonatora, straty mocy w transformatorze zasilającym wyższe i przyjmujemy je jako 5 % tj. 10 kW, a sprawność wyniesie wtedy 95 %. Współczynnik mocy ozonatora przyjmuje wartości z przedziału $\lambda = 0,5-0,8$. Zakładając w naszym przykładzie $\lambda=0,6$, moc pozorna ozonatora S_o wyniesie 270 kVA, a moc bierna Q_C i moc odkształcenia ($\sqrt{Q_C^2 + D^2}$) jest równa 210 kVA. Szacując moc odkształcenia D na poziomie 20 % P , tj. 32 kvar, moc bierna pojemnościowa wyniesie $Q_C = 200$ kvar.



Rys. 3.12. Schematy blokowe układów zasilania generatorów ozonu z zaznaczonym stratami mocy czynnej w elementach układów, a - układ zasilania ozonatora częstotliwości sieciowej, b - układ zasilania ozonatora średniej częstotliwości z przekształtnikiem tyrystorowym, c - zintegrowany układ zasilania reaktora ozonu

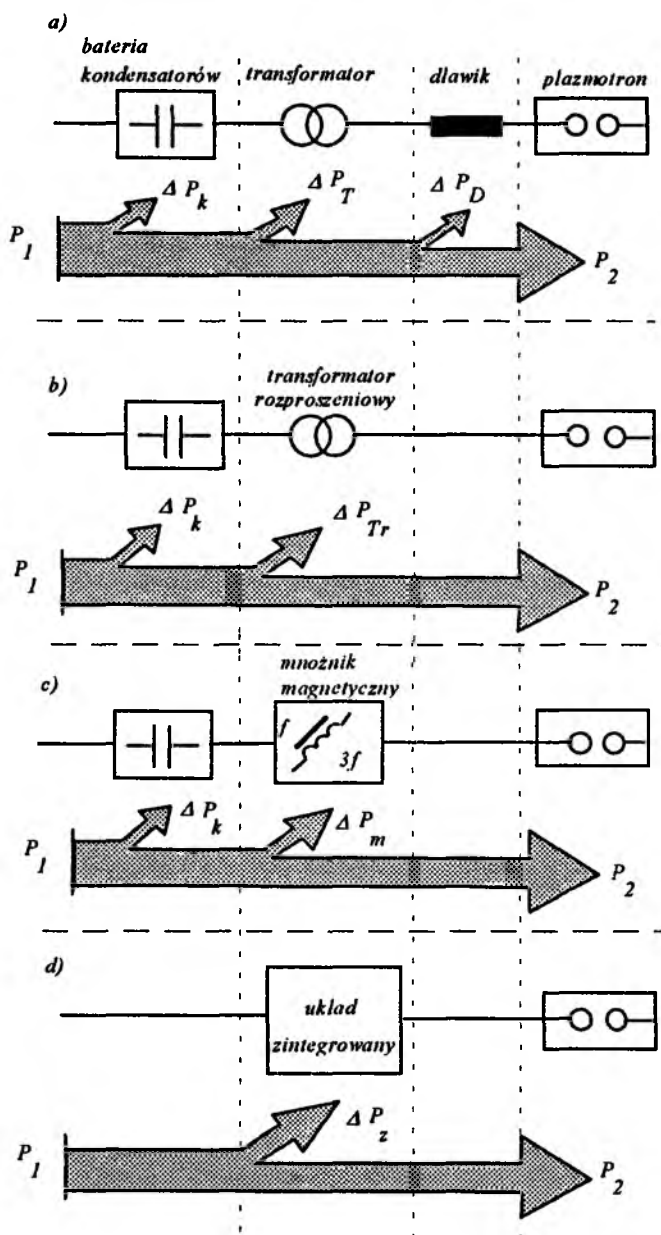
Moc dławika do kompensacji pojemnościowej mocy ozonatora wynosi 200 kvar. Straty mocy w dławiku ΔP_D można więc określać na poziomie 6 kW (straty w rdzeniu takie jak w transformatorze i połowa strat w uzwojeniach transformatora o tej samej mocy nominalnej). Moc autotransformatora regulacyjnego S_{AT} zależy od zakresu regulacyjnego i można ją określić na poziomie 0,8 mocy transformatora $S_{AT}=0,8 S_T$ i straty mocy podobnie ($\Delta P_{AT}=0,8 \Delta P_T$). W układach średniej częstotliwości (600 Hz) (rys. 3.12b) straty mocy, mimo pewnego zmniejszenia wymiarów poszczególnych elementów układu zasilania, są o 10 % wyższe od strat od strat w układzie częstotliwości sieciowej o tej samej wydajności ozonu [130]. W układzie zintegrowanym (rys. 3.12. c) straty mocy wystąpią tylko w mnożniku magnetycznym ΔP_m i, z uwagi na nieco wyższą indukcję pracy i straty mocy w układzie regulacji, straty będą o 10-20 % wyższe niż w transformatorze tej samej mocy ($\Delta P_m=1,1-1,2 \Delta P_T$). Wyniki analizy strat mocy i sprawności układu zintegrowanego przedstawiono w tabelicy 3.1 na tle układów częstotliwości sieciowej i podwyższonej stosowanych w praktyce.

Tabelica 3.1

Straty mocy w układach zasilania ozonatorów

Układ	Układ sieciowy 50 Hz rys. 3.13a			Układ tyrystorowy 600 Hz rys. 3.13b			Układ zintegrowany 150 Hz rys. 3.13c		
	S_n	ΔP	ΔP	S_n	ΔP	ΔP	S_n	ΔP	ΔP
Element układu	kVA	kW	%	kVA	kW	%	kvar	kW	%
Dławik	160	4,8	3,0	160	5,6	7,0	-	-	-
Transformator	200	10	6,2	200	11	6,8	200	11	6,8
Autotransformator	200	6	3,7	-	-	-	-	-	-
Przekształtnik tyrystorowy	-	-	-	200	8	5,0	-	-	-
Układ	200	20,8	13	200	24,6	15,5	200	11	6,8
Moc ozonatora P_2	160 kW								
Moc czynna z sieci P_1		180,8			184,6			171	
Sprawność $\frac{P_2}{P_2 + \Delta P}$		88,5			86,7			93,6	

Plazmotron łukowy GlidArc jest elementem nieliniowym i nie pobiera z sieci mocy biernej, natomiast występuje w nim moc odkształcenia D , a jego współczynnik mocy określony jako stosunek iloczynu UI do P na zaciskach elektrod jest w granicach 0,6-0,8. Moc pozorna plazmotronu jest zatem równa $S_{el}=(1,2-1,6) P$ mocy czynnej wymaganej w procesie neutralizacji toksycznych gazów.



Rys. 3.13. Schematy blokowe układów zasilania plazmotronów łukowych Gli-dArc: a - układ zasilania z transformatorem, b - układ zasilania plazmotronu z transformatorem rozproszeniowym, c - układ zasilania plazmotronu z magnetycznym mnożnikiem częstotliwości, e - układ zintegrowany

W plazmotronach bez układu zapłonowego (Rys. 3.8-3.10) moc pozorna S na jaką musi być zbudowany układ zasilania jest znacznie wyższa i wynosi $S_T = (5-8) S_{el}$ a moc dławików ograniczających prąd Q_L i kondensatorów kompensujących moc bierną tych dławików Q_C równa jest około 0,8 mocy transformatora ($Q_L = Q_C \approx 0,8 S_T \approx 7 S_{el}$). W układzie zintegrowanym moc transformatora S_T jest równa mocy S_{el} , tj. $S_T = (1,2-1,6) P$.

Tak duże zmniejszenie mocy transformatora roboczego oraz eliminacja dławików i kondensatorów upraszcza układ, obniża jego cenę i poprawia sprawność energetyczną. W układach zasilania plazmotronów analiza strat mocy jest podobna. Przeprowadzono ją posługując się schematami blokowymi przedstawionymi na rysunku 3.13 dla plazmotronu o mocy 50 kW.

Zmniejszenie strat mocy uzyskuje się nie tylko przez eliminację dławików ograniczających prąd i kondensatorów kompensujących, ale przede wszystkim przez kilkukrotne (5-8 razy) zmniejszenie mocy transformatora. Wyniki analizy strat mocy w elementach układów zasilania plazmotronów lukowych typu GlidArc przedstawiono w tabelicy 3.2.

Tabela 3.2.

Straty mocy w układach zasilania plazmotronów lukowych GlidArc

Układ	Układ z transformatorem i dławikami rys. 3.14a			Układ z transformatorem rozproszonym rys.3.14 b			Układ z m.m.cz rys. 3.14 c			Układ zintegrowany rys. 3.14 d		
	S_n kVA	ΔP kW	ΔP %	S_n kVA	ΔP kW	ΔP %	S_n kVA	ΔP kW	ΔP %	S_n kVA	ΔP kW	ΔP %
Kondensatory	360	3,6	1	240	2,4	1	160	1,6	1	-	-	-
Transformator	400	18	4,5	320	16	5	240	14,4	6	80	4,8	6
Dławik	360	11	3	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Układ	400	32,6	65,2	320	18,4	36,8	240	16	32	80	4,8	9,6
Moc plazmotronu P_2	50 kW											
Moc czynna z sieci P_1	82,6			68,4			66			54,8		
Sprawność $\frac{P_2}{P_2 + \Delta P} \%$	60,5			73			76			91		

Integracja układów zasilania generatorów plazmy niskotemperaturowej zwiększa ich niezawodność i obniża koszty inwestycyjne i eksploatacyjne.

4. ZINTEGROWANY UKŁAD ZASILANIA OZONATORÓW

Przedstawiony w rozdziale 3 przegląd stosowanych układów zasilania ozonatorów oraz porównanie ich energochłonności wyraźnie wskazuje, że zaproponowany układ zintegrowany charakteryzuje się zdecydowanie mniejszymi stratami energii i prostotą, a w związku z tym wysoką niezawodnością i niskimi kosztami budowy. Do wad tego układu należy zaliczyć ograniczenie częstotliwości do 150, 250, 450 Hz, brak regulacji częstotliwości oraz brak możliwości zestawienia go z gotowych elementów dostępnych na rynku. Zachodzi więc konieczność specjalnego projektowania i budowy tych urządzeń.

Zintegrowany układ zasilania generatorów ozonu jest w zasadzie magnetycznym mnożnikiem częstotliwości, który odpowiednio zaprojektowany i zbudowany, we współpracy z nieliniowym obciążeniem czynno- pojemnościowym wykazuje szczególnie korzystne właściwości.

Idea zwielokrotniania częstotliwości w układzie statycznym, złożonym z nieliniowych elementów magnetycznych powstała u progu naszego stulecia, jednak szczytowy rozwój tych urządzeń, wytwarzanych głównie jako źródła zasilania pieców indukcyjnych przypada na lata siedemdziesiąte, kiedy to produkowano całe typoszeregi pieców indukcyjnych zasilanych z magnetycznych mnożników częstotliwości o mocach jednostkowych do 7 MW [65].

Przy zasilaniu odbiorników o charakterze czynno-indukcyjnym uzyskanie dostatecznie sztywnej charakterystyki zewnętrznej wymaga stosowania wysokich indukcji (2,2-2,5 T) i natężenia pola magnetycznego rzędu (20-80 kA/m) [3]. Powoduje to duży prąd stanu jałowego sięgający 80 % prądu znamionowego, nawet przy stosowaniu materiałów magnetycznych o znacznej prostokątności krzywej magnesowania. Jest to główna wada tych urządzeń, bowiem prowadzi do tego, że moc uzwojenia pierwotnego musi być 2-3 razy większa od mocy wyjściowej [30],

a to powoduje wzrost ilości materiałów użytych do budowy zasilacza i pogorszenie jego sprawności.

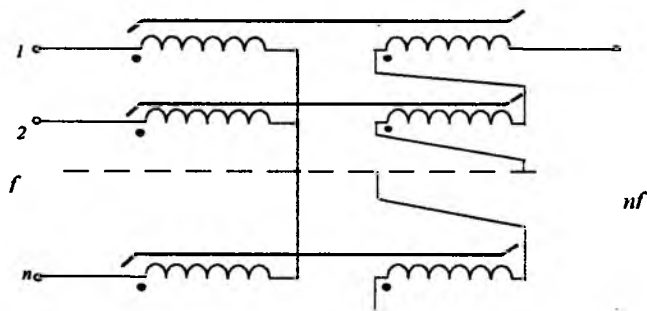
Przy zasilaniu ozonatorów, które są odbiornikami pojemnościowymi, następuje domagnesowanie od strony obciążenia i charakterystyka zewnętrzna staje się sztywna, a prąd magnesujący pobierany z sieci może być całkowicie skompensowany. Pozwala to zmniejszyć moc uzwojenia pierwotnego i przybliżyć jego moc do mocy wyjściowej, jak to ma miejsce w transformatorach. Poprawnie zaprojektowany i zbudowany mnożnik magnetyczny do zasilania ozonatorów może mieć taką sprawność i być tak tani jak transformator, podwyższać częstotliwość, kompensować bierną moc pojemnościową oraz całkowicie symetryzować obciążenie jakim jest jednofazowy generator ozonu.

Te korzystne warunki współpracy generatora ozonu z mnożnikiem magnetycznym i siecią zasilającą można osiągnąć przez ścisłe dopasowanie nieliniowego pojemnościowego odbiornika z nieliniowym źródłem o dużej indukcyjności. Takie dopasowanie, stanowiące punkt wyjścia do projektowania układu zintegrowanego, wymaga dokładnej analizy złożonego układu nieliniowego: generator ozonu-mnożnik magnetyczny-sieć.

Ozonatory jako odbiorniki energii elektrycznej zostały przeanalizowane w rozdziale 2. Teoria magnetycznych mnożników częstotliwości jest dostatecznie opracowana w bogatej literaturze [2], [3], [13], [28], [30], [32-36], [43], [44], [47], [56], [79-82], [91], [104], [109-111], [125], [127] i nie będzie tutaj przedstawiana szczegółowo, a jedynie podane zostanie krótkie wprowadzenie w tę teorię, które poprzedzi analizę układu zintegrowanego.

4.1. Wprowadzenie w teorię magnetycznych mnożników częstotliwości

Odpowiednie wykorzystanie nieliniowego procesu magnesowania ferromagnetyków umożliwia przetwarzanie takich parametrów energii elektrycznej jak: częstotliwość, napięcie, liczba faz. Stosuje się wiele różnych typów przekształtników magnetycznych, ale jako urządzenia dużych mocy buduje się układy symetryczne typu transformatorowego, złożone z n jednofazowych transformatorów. Ich uzwojenia pierwotne i wtórne połączone są tak, aby przy symetrycznym trójfazowym zasilaniu o częstotliwości f uzyskać n -fazowy symetryczny układ pierwszych harmonicznym strumieni, a na zaciskach wyjściowych tylko n -tą harmoniczną napięcia, zaś obwody magnetyczne zapewniają swobodną drogę wyższym harmonicznym strumienia magnetycznego (Rys. 4.1).



Rys. 4.1. Zasada łączenia uzwojeń zasilacza o częstotliwości wyjściowej nf

Spośród wyższych harmonicznych strumienia magnetycznego tylko n -te nieparzyste harmoniczne tworzą układy kolejności zerowej. W połączonych szeregowo uzwojeniach wtórnych zasilacza wszystkie harmoniczne napięć indukowanych niepodzielne przez n , jako układy kolejności zgodnej lub przeciwnej, eliminują się. Napięcie na wyjściu zasilacza jest sumą napięć indukowanych przez harmoniczne strumienia magnetycznego kolejności zerowej i ma częstotliwość n razy większą od częstotliwości napięcia wejściowego.

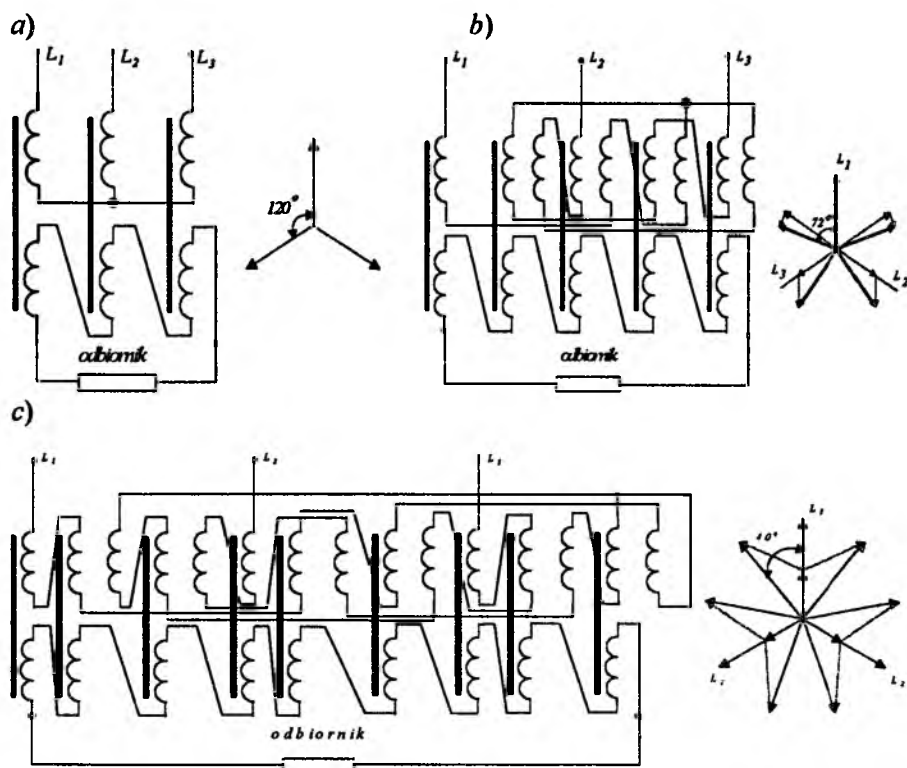
Wśród magnetycznych mnożników częstotliwości praktyczne zastosowanie przemysłowe jako źródła zasilania odbiorników dużych mocy znalazły potrajacze magnetyczne o częstotliwości wyjściowej 150 Hz [2], [3], [28], [30], [32], [36], [37], [38], [79], [91], [109], [127], pięciokrotniki (250 Hz) [54], [56], [116], [118] i dziewięciokrotniki częstotliwości (450 Hz) [35], [44], [104], [125], [126]. Podstawowe schematy połączeń zasilaczy o częstotliwości 150 , 250 i 450 Hz przedstawiono na rysunku 4.2.

W transformatorze napięcie wyjściowe w stanie jałowym indukowane jest przez sinusoidalny strumień główny proporcjonalny do napięcia pierwotnego. W zasilaczu zintegrowanym o wartości napięcia wyjściowego, skuteczności przetwarzania częstotliwości i przenoszeniu mocy decydują wyższe harmoniczne indukcji magnetycznej w magnetowodach zasilaczy. Ich wartość zależy od kształtu charakterystyki magnesowania i stopnia nasycenia obwodu magnetycznego. Wymagany kształt charakterystyki magnesowania uzyskuje się przez dobór gatunku blachy i geometrii obwodu magnetycznego, uwzględniającej szczeliny powietrzne. Miarą stopnia nasycenia obwodu magnetycznego jest wartość pierwszej harmonicznej indukcji B_1 , proporcjonalna do wartości napięcia na wejściu zasilacza:

$$B_1 = c \cdot U_1, \quad (4.1)$$

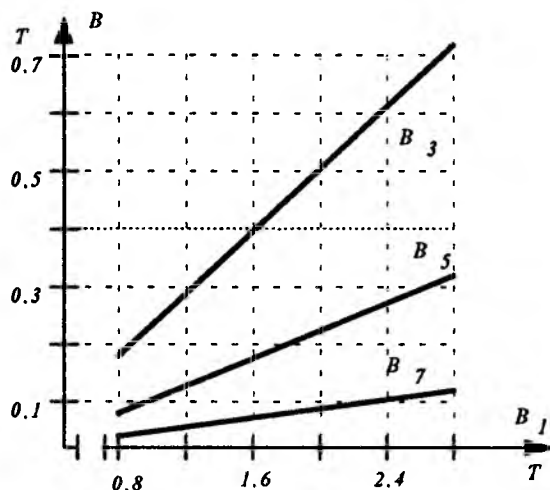
przy czym: stała c , przy pominięciu rezystancji i reaktancji uzwojeń pierwotnych, wynosi:

$$c = \frac{I}{\sqrt{2} \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot S_{Fe}} \quad (4.2)$$



Rys. 4.2. Podstawowe schematy połączeń i wykresy wskazowe pierwszych harmonicznych strumienia w rdzeniach zasilaczy: (a) - 150 Hz, (b) - 250 Hz, (c) - 450 Hz

W stanie jałowym zasilacza tak określona amplituda indukcji nie jest wartością rzeczywistą występującą w rdzeniu, a jedynie wielkością obliczeniową (Rys. 4.4). Rzeczywisty przebieg indukcji w rdzeniu jest odkształcony wyższymi harmonicznymi, których wartość jest funkcją podstawowej harmonicznej indukcji B_1 . Przykładowe zależności amplitudy trzeciej, piątej i siódmej harmonicznej indukcji w rdzeniach magnetycznego pięciokrotnika częstotliwości wykonanych z blachy transformatorowej ET-3 w funkcji podstawowej harmonicznej indukcji przedstawia rysunek 4. 3 [30].



Rys. 4.3. Amplitudy 3, 5 i 7 harmonicznej indukcji w rdzeniach transformatorów zasilacza wyznaczone analitycznie i doświadczalnie

Dalsze rozważania prowadzone będą w odniesieniu do magnetycznych potrzeb częstotliwości typu transformatorowego, najprostszych i najczęściej stosowanych spośród magnetycznych mnożników częstotliwości.

W stanie jałowym analityczny związek między trzecią harmoniczną indukcji B_{30} i podstawową harmoniczną indukcji B_1 dla zasilacza zintegrowanego można wyznaczyć z równania (4.3)[30]:

$$f(B_1 - B_{30}) = 2f\left(\frac{1}{2}B_1 + B_{30}\right) \quad (4.3)$$

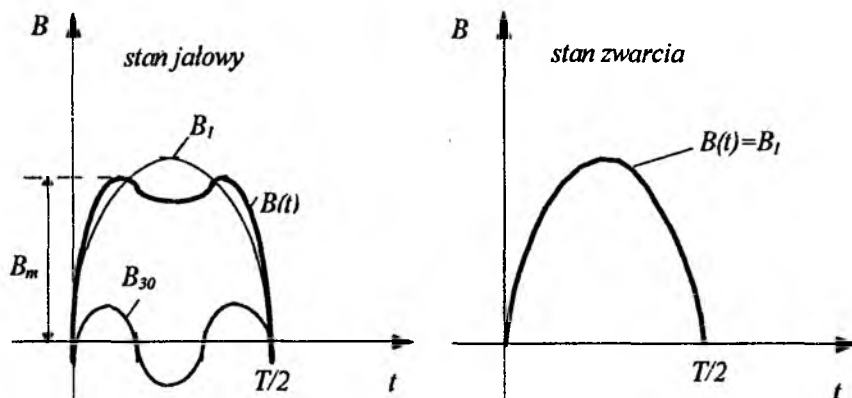
gdzie: $f(\dots)$ – oznacza funkcję aproksymującą charakterystykę magnesowania obwodu magnetycznego

Równanie (4.3) można rozwiązać graficznie lub analitycznie przyjmując wybraną aproksymację charakterystyki magnesowania. I tak dla aproksymacji charakterystyki magnesowania funkcją: $f(B) = a \cdot \sinh b \cdot B$, gdzie a i b są współczynnikami aproksymacji wyznaczonymi metodą wybranych punktów, zależność $B_{30} = f(B_1)$ można wyrazić uproszczonym liniowym wyrażeniem w postaci:

$$B_{30} = \frac{1}{4}B_1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\ln 2}{b}, \quad (4.4)$$

które w praktycznie interesującym przedziale indukcji B_1 od 0,5 do 2,3 T daje wyniki zgodne z doświadczeniem [30].

Rzeczywista wartość indukcji w rdzeniach osiąga w stanie jałowym najmniejszą wartość $B = B_1 - B_{30}$, natomiast w stanie zwarcia przepływ od prądu strony wtórnej całkowicie kompensuje trzecią harmoniczną strumienia ($B_{30} - B_{3i} = 0$) i strumień w rdzeniu jest sinusoidalny, a indukcja osiąga największą wartość równą amplitudzie pierwszej harmonicznej indukcji B_1 (Rys. 4.4).



Rys. 4.4. Indukcja magnetyczna w rdzeniach zasilacza 150 Hz w stanie jałowym i w stanie zwarcia

W stanie obciążenia w procesie magnesowania rdzeni bierze udział strona wtórna, która wytwarza indukcję B_{3i} oddziaływującą na trzecią harmoniczną indukcji w stanie jałowym B_{30} , dając wypadkową indukcję B_3 , decydującą o wartości napięcia wyjściowego. Indukcja w rdzeniu fazy *A* zasilacza w stanie obciążenia wyraża się zależnością:

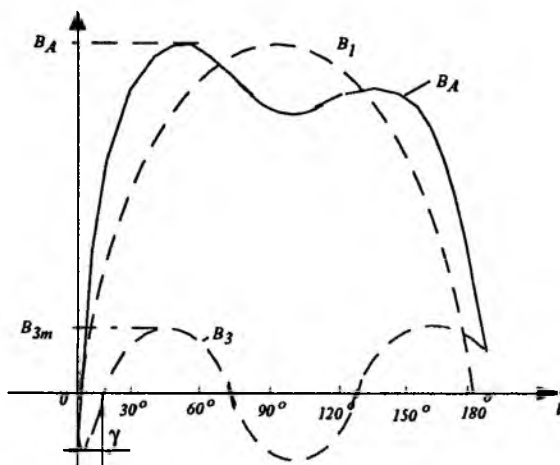
$$B_A(t) = B_1 \cos \omega t - B_3 \cos(3\omega t - \gamma) \quad (4.5)$$

gdzie: γ – kąt przesunięcia fazowego indukcji B_3 w stanie obciążenia względem tej indukcji w stanie jałowym B_{30} .

Amplituda B_3 oraz kąt γ zależą od wartości i charakteru obciążenia. Prąd wtórny obciążonego zasilacza indukuje strumień, który w zależności od charakteru obciążenia rozmagnesowuje lub domagnesowuje rdzeń. Trzecia harmoniczna indukcji B_3 maleje lub rośnie wraz ze wzrostem obciążenia i w przypadku obciążeń czysto pojemnościowych może osiągać wartość dwukrotnie większą niż w stanie jałowym.

Zmiana wartości i fazy indukcji B_3 powodują zmianę kształtu wypadkowej indukcji w rdzeniach. Amplituda wypadkowej indukcji B_A może być wyższa od amplitudy podstawowej harmonicznej B_1 , jak to przedstawia rys. 4.5. Ma to miejsce tylko dla obciążeń o charakterze pojemnościowym. Wzrost trzeciej harmonicznej indukcji ponad jej wartość w stanie jałowym sprawia, że przy obciążeniu

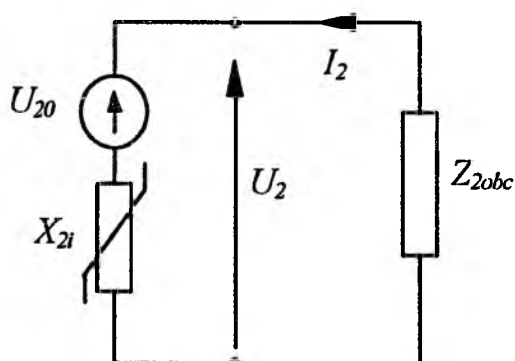
odbiornikiem pojemnościowym jakim jest ozonator napięcie wyjściowe zasilacza może być większe od napięcia w stanie jałowym w całym zakresie od stanu jałowego do obciążenia znamionowego.



Rys. 4.5. Harmoniczne indukcji magnetycznej B zasilacza w stanie obciążenia

Analityczne wyznaczenie rodziny charakterystyk zewnętrznych mnożników magnetycznych i badanie wpływu parametrów zasilania i obciążenia na ich kształt jest kłopotliwe z uwagi na trudny do uwzględnienia wpływ oddziaływania obciążenia na kształt i amplitudę strumienia wypadkowego w rdzeniach transformatorów zasilacza.

Do jakościowej analizy wpływu charakteru i wartości obciążenia na zaciłkowe napięcie wtórne zasilacza przydatny jest generatorowy schemat zastępczy



Rys. 4.6. Generatorowy schemat zastępczy zasilacza

(rys. 4.6), w którym napięcie indukowane odwzorowuje siła elektromotoryczna równa napięciu na wyjściu zasilacza w stanie jałowym U_{20} a reaktancję wewnętrzną zasilacza przedstawia X_{2i} , która jest funkcją obciążenia $X_{2i} = f(I_2)$. Do obliczeń przybliżonych można przyjmować jej wartość równą reaktancji zwarcia ($X_{2i} = X_{2z}$) [127]. Schemat zastępczy z rysunku 4.6 umożliwia wyznaczenie charakterystyki zewnętrznej $U_2 = f(I_2)$ w sposób

analityczny dla różnych charakterów i wartości obciążenia. Dla obciążenia czynno-pojemnościowego i przy uwzględnieniu zmienności reaktancji wewnętrznej zasilacza $X_{2i}=f(I_2)$, zależność $U_2=f(I_2)$ przyjmie postać:

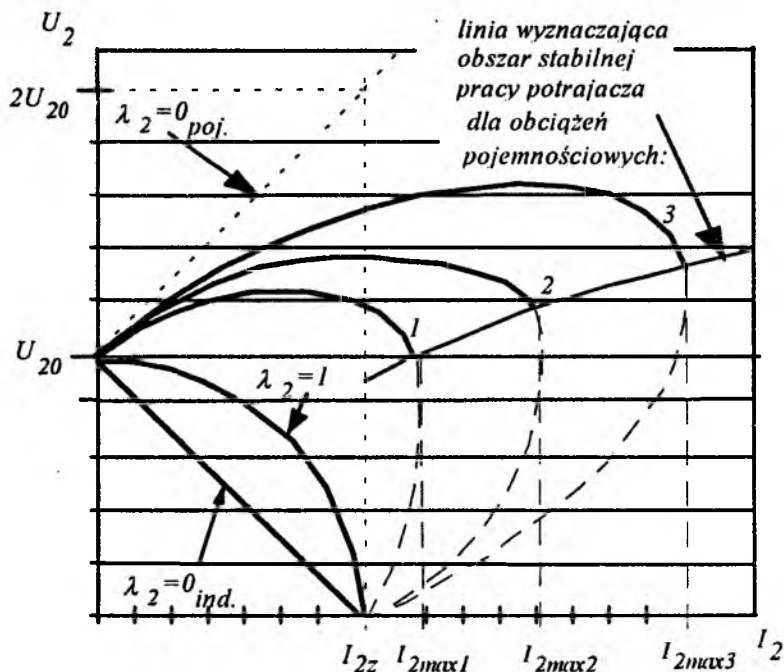
$$U_2 = U_{20} \cdot \left(\sqrt{1 - \frac{I_2}{I_{2z}} \lambda_2^2} + \sqrt{\frac{I_2}{I_{2z}} \lambda_2} \right) \quad (4.6)$$

gdzie: I_{2z} – prąd zwarcia zasilacza, λ_2 – współczynnik mocy obciążenia.

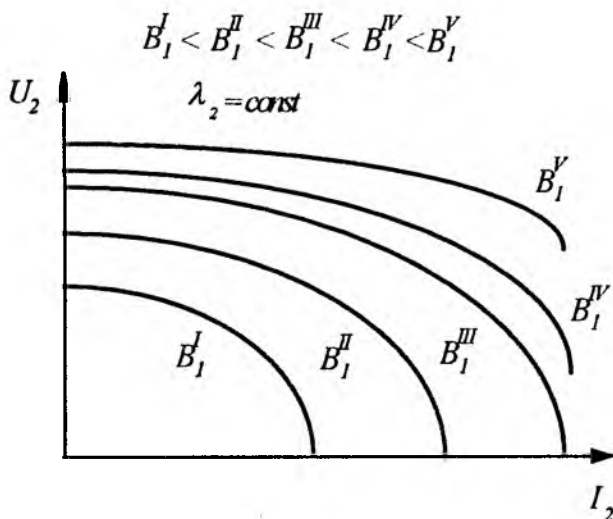
Rodzinę charakterystyk zewnętrznych zasilacza zintegrowanego dla różnych współczynników mocy obciążenia przedstawiono na rysunku 4.7. Charakterystyka zewnętrzna zasilacza przy stałej wartości indukcji B_1 , jest wyznaczona przez napięcie strony wtórnej w stanie jałowym U_{20} i prąd zwarcia I_{2z} . Na rysunku 4.7 przedstawiono charakterystyki zewnętrzne dla skrajnych wartości współczynnika mocy obciążenia, tj. dla obciążenia czysto reaktancyjnego o charakterze indukcyjnym ($\lambda_2 = 0_{ind}$) i pojemnościowym ($\lambda_2 = 0_{poj}$) oraz dla obciążenia czynnego ($\lambda_2 = 1$).

Dla obciążeń pojemnościowych, gdzie prąd obciążenia I_2 jest większy od prądu zwarcia I_{2z} , charakterystyka zewnętrzna jest dwuwartościowa i praca zasilacza zintegrowanego może być niestabilna. Na rysunku 4.7 przedstawiono granicę obszaru stabilnej pracy zasilacza dla obciążeń pojemnościowych. Dla wyższych nasyczeń otrzymamy wyższe napięcie strony wtórnej U_{20} i większą wartość prądu zwarcia I_{2z} . Charakterystyka zewnętrzna zasilacza będzie bardziej zbliżona do charakterystyki zewnętrznej klasycznego transformatora.

Na kształt charakterystyki zewnętrznej (zmienność napięcia) istotny wpływ ma stan nasycenia rdzeni (Rys. 4.8). Usztywnienie charakterystyki zewnętrznej przez podniesienie poziomu indukcji prowadzi do wzrostu prądu stanu jałowego i mocy uzwojenia pierwotnego. Ten sposób ograniczania zmienności napięcia stosuje się przy zasilaniu odbiorników o charakterze czynno-indukcyjnym (piece indukcyjne). Przy zasilaniu ozonatorów domagający się wpływ obciążenia pojemnościowego pozwala uzyskać dostateczną sztywność charakterystyki zewnętrznej przy niskich indukcjach. Rodzinę charakterystyk zewnętrznych $U_2=f(I_2)$ dla obciążenia o stałym współczynniku mocy ($\lambda_2=const.$) przy różnych wartościach indukcji B_1 przedstawiono na rys. 4.8.



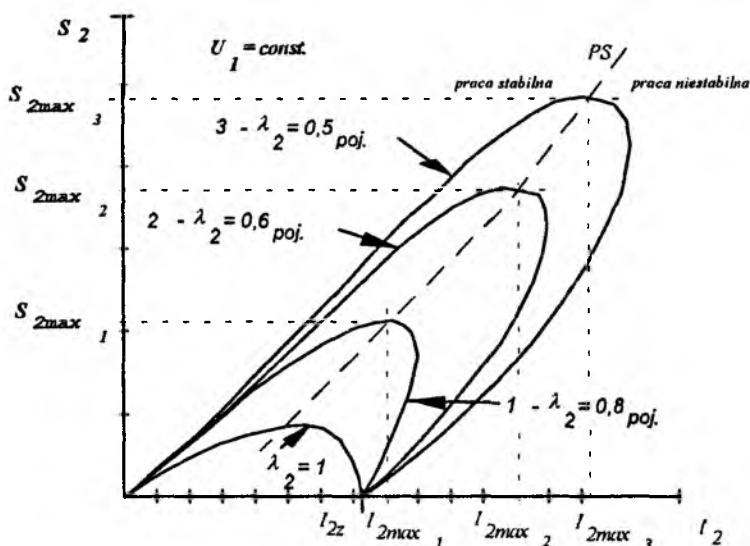
Rys. 4.7. Charakterystyki zewnętrzne zasilacza dla różnych charakterów obciążenia - 1, 2 i 3 - charakterystyki dla obciążenia pojemnościowego o współczynniku mocy λ_2 równym odpowiednio: 0,8, 0,6 i 0,5



Rys. 4.8. Charakterystyki zewnętrzne zasilacza przy różnych nasyceniach rdzeni dla obciążenia czynno-indukcyjnego

Moc wyjściowa $S_2 = f(I_2)$ po osiągnięciu swojego maksimum S_{2max} maleje przy prądzie zwarcia I_{2z} do zera. Pracę zasilacza powinno realizować się przy mocy maksymalnej, co umożliwia najlepsze wykorzystanie materiałów czynnych.

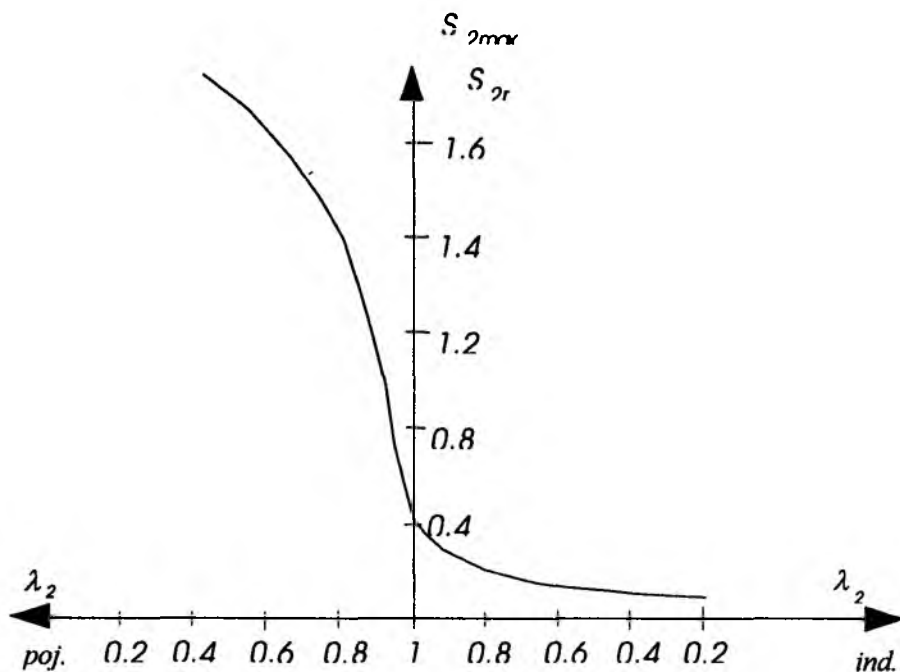
Moc przenoszona przez zasilacz przy obciążeniu pojemnościowym może być wielokrotnie wyższa niż przy obciążeniu czynno-indukcyjnym. Na rysunku 4.9 przedstawiono zależność mocy wyjściowej zasilacza od prądu obciążenia dla obciążenia czynnego i trzech obciążeń pojemnościowych o współczynnikach mocy jak na rysunku 4.7.



Rys. 4.9. Moc pozorna zasilacza magnetycznego dla różnych charakterów obciążenia

Obciążenie czynno-pojemnościowe pozwala uzyskać znacznie większe wartości maksymalnej mocy wyjściowej S_{2max} . Wpływ charakteru obciążenia na moc maksymalną S_{2max} w stosunku do mocy odniesienia S_{2r} , wyznaczonej jako iloczyn napięcia wyjściowego zasilacza w stanie jałowym U_{20} i prądu zwarcia I_{2z} ($S_{2r} = U_{20} I_{2z}$) przedstawiono na rys. 4.10. Przy obciążeniu czynnym maksymalna moc S_{2max} wynosi ok. 0,4 mocy odniesienia S_{2r} . Przy obciążeniu czynno-indukcyjnym moc S_{2max} maleje stosunkowo wolno, by dla $\lambda_2 = 0,2$ osiągnąć wartość 0,15 S_{2r} . Dla obciążeń czynno-pojemnościowych moc S_{2max} bardzo mocno zależy od współczynnika mocy i dla $\lambda_2 = 0,9$ osiąga moc odniesienia S_{2r} . Znaczny wzrost mocy maksymalnej ponad moc odniesienia przy obciążeniach o niskich pojemnościowych współczynnikach mocy należy traktować jako potencjalną możliwość jej uzyskania i uwzględniać przy projektowaniu układów zintegrowanych. Przetwarzanie takiej mocy wymaga odpowiednich uzwojeń dopuszczających znaczny wzrost napięcia wyjściowego U_2 ponad napięcie stanu jałowego U_{20} oraz prąd wtórny większy od prądu zwarcia I_{2z} , a ponadto rozwiązania problemu

stabilnej pracy. Przy odbiornikach o charakterze czynno-pojemnościowym można uzyskać zarówno dużą wartość mocy wyjściowej jak i zmniejszenie prądu magnesującego.



Rys. 4.10. Wpływ charakteru obciążenia na wartość mocy maksymalnej S_{2max}

Reaktory plazmowe jako odbiorniki energii elektrycznej wymagają od układu zasilania regulacji napięcia wyjściowego. Stosując magnetyczne mnożniki częstotliwości mamy do wyboru kilka metod realizacji tego wymagania. Są to:

- regulacja napięcia wyjściowego przez stosowanie transformatorów regulacyjnych,
- włączanie kondensatorów regulacyjnych szeregowo bądź równolegle z obciążeniem,
- podmagnesowanie prądem stałym,
- zmianę impedancji włączanej między punkty neutralne zasilacza i sieci zasilającej.

W przypadku zasilania generatora ozonu najbardziej korzystny wydaje się być ostatni sposób regulacji, bowiem charakterystyka zewnętrzna zasilacza obciążonego ozonatorem jest sztywna i celem regulacji w przewodzie zerowym będzie obniżenie napięcia na zaciskach ozonatora, czyli regulacja w dół. Zastosowanie dodatkowego transformatora regulacyjnego, czy podmagnesowanie prądem stałym, również może być brane pod uwagę, jakkolwiek spowoduje to zwiększenie liczby elementów układu zasilającego lub konieczność zastosowania dodatkowego

uzwojenia podmagnesowującego wraz ze źródłem napięcia stałego, co w obu przypadkach prowadzić będzie do zmniejszenia sprawności całego systemu generacji ozonu.

Sposób regulacji napięcia wyjściowego przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym zasilacza wynika z jego zasady działania. Naturalnym stanem pracy zasilacza jest brak przewodu łączącego punkty neutralne sieci zasilającej i gwiazdy uzwojeń pierwotnych, co powoduje nieobecność prądów kolejności zerowej w przewodach zasilających. Bezimpedancyjne zwarcie punktów neutralnych sprawia, że strumień magnetyczny w rdzeniach zasilacza jest sinusoidalny niezależnie od stanu ich nasycenia. Przy pośrednich wartościach prądu przewodu zerowego, napięcie wyjściowe może przybierać wszystkie wartości pośrednie, od największej, odpowiadającej przerwie w przewodzie zerowym, do zera przy zwarciu punktów neutralnych. Mechanizm oddziaływania prądu potrojonej częstotliwości, który w przypadku obecności przewodu neutralnego występuje w prądach fazowych zasilacza, na charakterystykę zewnętrzną jest analogiczny jak prądu obciążenia w uzwojeniach wtórnych. Przepływ od uzwojenia pierwotnego i prądu trzeciej harmonicznej $z_1 I_{3h}$ wywołuje dodatkową indukcję B_{3z} , która sumuje się z indukcją stanu jałowego B_{30} oraz z indukcją oddziaływania obciążenia B_{3i} , dając w wyniku wypadową indukcję decydującą o punkcie pracy na charakterystyce magnesowania i tym samym o napięciu na wyjściu zasilacza.

W przypadku obciążenia zasilacza ozonatorem następuje domagnesowanie rdzenia magnetycznego. Uzyskanie regulacji napięcia wyjściowego w dół wymaga zatem włączenia w przewód zerowy impedancji o charakterze rezystancyjnym, indukcyjnym bądź rezystancyjno-indukcyjnym, które zmniejszą trzecią harmoniczną strumienia. Z uwagi na łatwość płynnej regulacji wartości rezystancji oporników i indukcyjności dławików, ten rodzaj regulacji jest w tym zastosowaniu najbardziej odpowiedni i został zaproponowany w zintegrowanym układzie zasilającym.

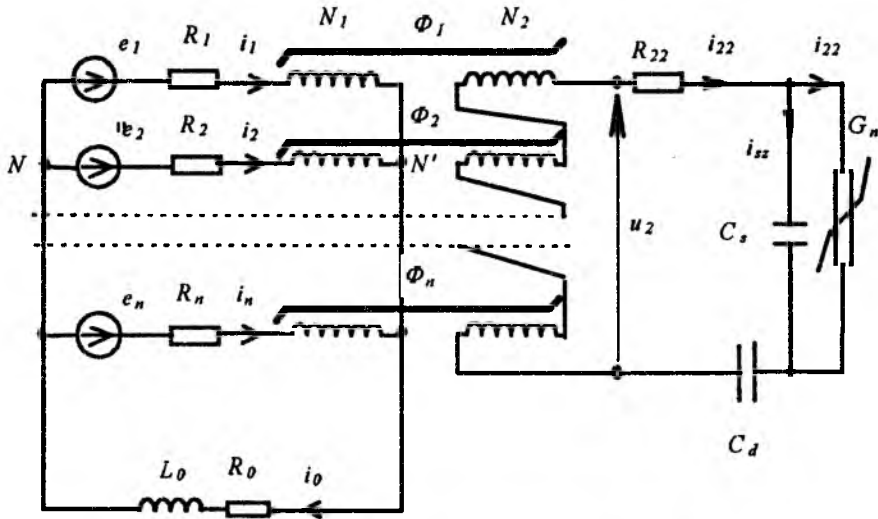
4.2. Model matematyczny układu zintegrowanego

Zintegrowany układ zasilania ozonatorów bazujący na symetrycznych zasilaczach typu transformatorowego z gałęzią regulacyjną, przy pominięciu zagadnień tworzenia symetrycznych układów wielofazowych, może być przy pewnych założeniach upraszczających, odwzorowany przez schemat zastępczy przedstawiony na rysunku 4.11.

Przy tworzeniu schematu zastępczego przyjęto następujące założenia i uproszczenia:

- układ zasilany jest z sieci o nieskończnie dużej mocy;
- obwody magnetyczne jednofazowych transformatorów i ich uzwojenia wtórne są identyczne;

- charakterystyka magnesowania jest jednowartościowa;
- reaktancje rozproszenia uzwojeń transformatorów są pomijalnie małe;
- ozonator zastąpiono schematem zastępczym przedstawionym w rozdziale 2 pracy, w którym szczelinę wyladowczą odwzorowano równoległym połączeniem kondensatora C_s i nieliniowej przewodności G_n (rys. 2.8 i 2.9).



Rys. 4.11. Schemat zastępczy układu zintegrowanego

Przy powyższych założeniach, zjawiska w układzie zintegrowanym wg. schematu z rysunku 4.11 można opisać układem nieliniowych równań różniczkowo-algebraicznych wiążących chwilowe wartości prądów, napięć i strumieni magnetycznych.

Na podstawie praw Kirchhoffa możemy dla strony pierwotnej układu zintegrowanego zapisać:

$$e_1 - e_2 = R_1 i_1 - R_2 i_2 + N_1 \left(\frac{d\Phi_1}{dt} - \frac{d\Phi_2}{dt} \right) \quad (4.7)$$

$$e_1 - e_3 = R_1 i_1 - R_3 i_3 + N_1 \left(\frac{d\Phi_1}{dt} - \frac{d\Phi_3}{dt} \right) \quad (4.8)$$

.....

$$e_1 - e_n = R_1 i_1 - R_n i_n + N_1 \left(\frac{d\Phi_1}{dt} - \frac{d\Phi_n}{dt} \right) \quad (4.9)$$

$$e_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (4.10)$$

$$i_1 + i_2 + \dots + i_n = i_0 \quad (4.11)$$

Stronę wtórną opisują równania:

$$N_2 \left(\frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} + \dots + \frac{d\Phi_n}{dt} \right) = R_{22} i_{22} + \frac{1}{C_d} \int i_{22} dt + \frac{1}{C_{sz}} \int i_{sz} dt \quad (4.12)$$

$$i_2 = i_{sz} + i_n(u_{sz}) \quad (4.13)$$

$$i_n(u_{sz}) = \begin{cases} G_1 u_{sz} & \text{dla } -U_z < u_{sz} < U_z \\ G_1 u_{sz} + G_2 (u_{sz} - U_z) & \text{dla } u_{sz} > U_z \text{ i } u_{sz} > 0 \\ G_1 u_{sz} + G_2 (u_{sz} + U_z) & \text{dla } u_{sz} < -U_z \text{ i } u_{sz} < 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

Ponadto, na podstawie prawa przepływu, mamy:

$$N_1 i_1 - N_2 i_{22} = \frac{l_{Fe}}{S_{Fe}} \cdot f(\Phi_1) \quad (4.15a)$$

$$N_1 i_2 - N_2 i_{22} = \frac{l_{Fe}}{S_{Fe}} \cdot f(\Phi_2) \quad (4.15b)$$

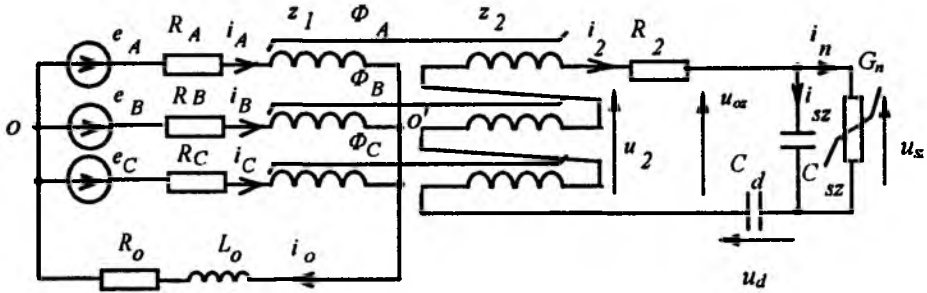
.....

$$N_1 i_n - N_2 i_{22} = \frac{l_{Fe}}{S_{Fe}} \cdot f(\Phi_n) \quad (4.15c)$$

Powyższy układ równań stanowi matematyczny model zintegrowanego układu zasilania generatorów ozonu umożliwiający analizę jego pracy w stanach dynamicznych i ustalonych. Analiza stanów dynamicznych na wartościach chwilowych jest bardzo trudna i podanie rozwiązań analitycznych bez znacznych uproszczeń jest niemożliwe i niecelowe, bowiem interesują nas tylko wybrane stany pracy konkretnych mnożników, a ponadto możemy skorzystać z metod numerycznych.

4.3. Analiza numeryczna pracy układu zintegrowanego o częstotliwości 150Hz

Schemat zastępczy z rys. 4.11 dla układu zintegrowanego o częstotliwości 150 Hz przyjmie postać przedstawioną na rysunku 4.12



Rys. 4.12. Schemat zastępczy zintegrowanego układu zasilania 150 Hz

Wszystkie parametry układu oraz wyznaczone wielkości mają postać bezwymiarową i mogą być uogólnione na pozostałe układy o częstotliwości 150 Hz, niezależnie od liczby zwojów, wymiarów rdzenia i aproksymacji charakterystyki magnesowania. Parametry i zmienne bezwymiarowe przyjęto następująco (wielkości znormowane oznaczono indeksem *od*):

$$u_{od} = e_{od} = u \cdot \frac{b}{w \cdot N \cdot s_{Fe}}, \quad i_{od} = H_{od} = i \cdot \frac{N}{a \cdot l_{Fe}}, \quad \Phi_{od} = B_{od} = \Phi \cdot \frac{b}{s_{Fe}}$$

$$R_{od} = R \cdot \frac{a \cdot b \cdot l_{Fe}}{\omega \cdot N^2 \cdot s_{Fe}}, \quad X_{od} = X \cdot \frac{a \cdot b \cdot l_{Fe}}{\omega \cdot N^2 \cdot s_{Fe}}$$

W równaniach i na wykresach zrezygnowano dla prostoty zapisu z indeksu *od* oznaczającego wielkość odniesienia (znormowaną), ale wszystkie wielkości w tym rozdziale należy za takie uważać.

Równania 4.7÷4.15 przyjmą teraz postać:

$$e_A - e_B = R_A \cdot i_A - R_B \cdot i_B + N_I \left(\frac{d\Phi_A}{dt} - \frac{d\Phi_B}{dt} \right) \quad (4.16)$$

$$e_A - e_C = R_A \cdot i_A - R_C \cdot i_C + N_I \left(\frac{d\Phi_A}{dt} - \frac{d\Phi_C}{dt} \right) \quad (4.17)$$

$$e_A = R_A \cdot i_A + N_I \cdot \frac{d\Phi_A}{dt} + R_o \cdot i_o + L_o \cdot \frac{di_o}{dt} \quad (4.18)$$

$$i_A + i_B + i_C = i_o \quad (4.19)$$

$$N_2 \left(\frac{d\Phi_A}{dt} + \frac{d\Phi_B}{dt} + \frac{d\Phi_C}{dt} \right) = R_2 \cdot i_2 + \frac{1}{C_d} \int i_2 dt + \frac{1}{C_{sz}} \int i_{sz} dt \quad (4.20)$$

$$i_2 = i_{sz} + i_n(u_{sz}) \quad (4.21)$$

$$i_n(u_{sz}) = \begin{cases} G_1 u_{sz} & dla \quad -U_z < u_{sz} < U_z \\ G_1 u_{sz} + G_2 (u_{sz} - U_z) & dla \quad u_{sz} > U_z \quad i \quad u_{sz} > 0 \\ G_1 u_{sz} + G_2 (u_{sz} + U_z) & dla \quad u_{sz} < -U_z \quad i \quad u_{sz} < 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

$$N_I \cdot i_A - N_2 \cdot i_2 = \frac{l_{sr}}{s_{Fe}} \cdot f(\Phi_A) \quad (4.23a)$$

$$N_I \cdot i_B - N_2 \cdot i_2 = \frac{l_{sr}}{s_{Fe}} \cdot f(\Phi_B) \quad (4.23b)$$

$$N_I \cdot i_C - N_2 \cdot i_2 = \frac{l_{sr}}{s_{Fe}} \cdot f(\Phi_C) \quad (4.23c)$$

W pracy do rozwiązania układu równań 4.16 ÷ 4.23 zastosowano metodę całkowania numerycznego bezpośredniego z założonymi warunkami początkowymi. Pozwoliło to uzyskać rozwiązanie zarówno w stanie przejściowym jak i ustalonym. Zastosowano przy tym bardzo wydajny szybko stabilny wielokrokowy algorytm Geara [11],[110], który pozwala całkować układ N równań różniczkowych zwyczajnych z automatyczną zmianą rzędu algorytmu i wartości kroku w trakcie poszukiwania rozwiązania.

Układ równań 4.16÷4.23 przekształcono do postaci równania stanu, wybierając jako zmienne stanu strumienie Φ_A , Φ_B , Φ_C w rdzeniach transformatorów zasilacza, napięcia u_d i u_{sz} na kondensatorach modelujących odpowiednio warstwę dielektryka i szczelinę wyladowczą w ozonatorze oraz prąd i_o przewodu zerowego. Otrzymano w ten sposób układ sześciu równań różniczkowych nieliniowych pierwszego rzędu, w których wprowadzono następujące oznaczenia zmiennych stanu:

$$x_1 = \Phi_A, \quad x_2 = \Phi_B, \quad x_3 = \Phi_C, \quad x_4 = u_d, \quad x_5 = u_{sz}, \quad x_6 = i_o$$

Po elementarnych przekształceniach otrzymano układ sześciu równań różniczkowych nieliniowych pierwszego rzędu, który zgodnie z powyższymi oznaczeniami ma postać:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 = & e_A - \frac{1}{3} \left(2R_A + \frac{1}{3}R_2 \right) \sinh x_1 + \frac{1}{3} \left(R_A - \frac{1}{3}R_2 \right) (\sinh x_2 + \sinh x_3) \\ & + \frac{1}{3} (x_4 + x_5) + \frac{1}{9} R_2 \cdot x_6 \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 = & e_B - \frac{1}{3} \left(2R_B + \frac{1}{3}R_2 \right) \sinh x_2 + \frac{1}{3} \left(R_B - \frac{1}{3}R_2 \right) (\sinh x_1 + \sinh x_3) \\ & + \frac{1}{3} (x_4 + x_5) + \frac{1}{9} R_2 x_6 \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 = & e_C - \frac{1}{3} \left(2R_C + \frac{1}{3}R_2 \right) \sinh x_3 + \frac{1}{3} \left(R_C - \frac{1}{3}R_2 \right) (\sinh x_1 + \sinh x_2) \\ & + \frac{1}{3} (x_4 + x_5) + \frac{1}{9} R_2 x_6 \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{3C_d} (x_6 - \sinh x_1 - \sinh x_2 - \sinh x_3) \quad (4.27)$$

$$\dot{x}_5 = -\frac{1}{3C_{sz}}(x_6 - \sinh x_1 - \sinh x_2 - \sinh x_3) + \frac{1}{C_{sz}}F_n(x_5) \quad (4.28)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{R_2}{9L_o}(\sinh x_1 + \sinh x_2 + \sinh x_3) - \frac{1}{3L_o}(x_4 + x_5) + \quad (4.29)$$

$$-\frac{1}{3L_o}\left(R_A + 3R_o + \frac{1}{3}R_2\right)x_6$$

gdzie:

$$F_n(x_5) = \begin{cases} G_1 x_5 & \text{dla } -U_z < x_5 < U_z \\ G_1 x_5 + G_2(x_5 - U_z) & \text{dla } x_5 > U_z \text{ i } x_5 > 0 \\ G_1 x_5 + G_2(x_5 + U_z) & \text{dla } x_5 < -U_z \text{ i } x_5 < 0 \end{cases} \quad (4.30)$$

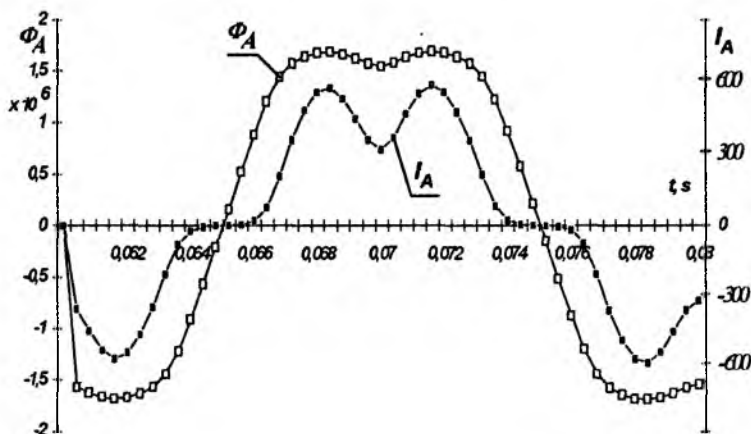
U_z – napięcie zapłonu wyładowań w ozonatorze,

e_A, e_B, e_C – wartości chwilowe sił elektromotorycznych modelujących trójfazową sieć zasilającą.

Analizę pracy układu przeprowadzono dla modelu fizycznego złożonego z transformatorów jednofazowych o danych zawartych w tablicy 4.1 i ozonatora zbudowanego z dziesięciu elementów wyładowczych o danych z tablicy 4.2. Pozostałe parametry modelu fizycznego układu, dla których przeprowadzono obliczenia, a których nie wykazano w tablicach 4.1 i 4.2 są następujące:

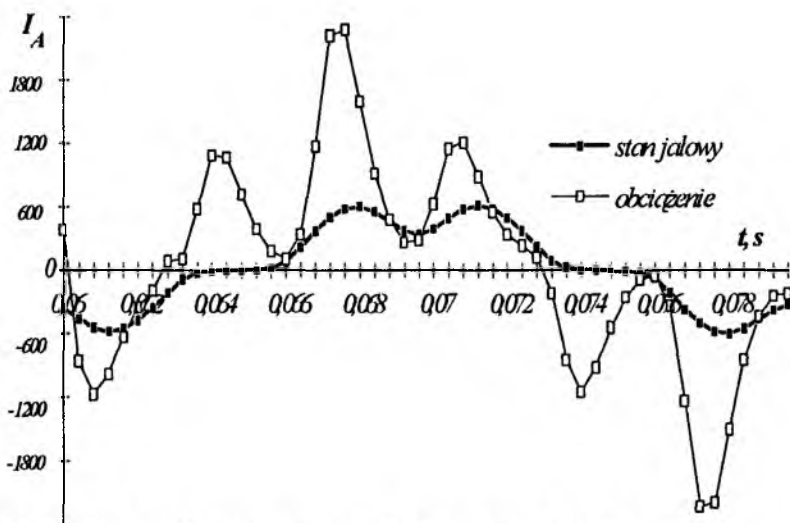
$$a = 5,92 [A/m], b = 1993 [1/Wb], G_1 = 28,9 [1/W], G_2 = 29,5 \cdot 10^3 [1/W].$$

Wyniki analizy przedstawiono w postaci wykreślonych chwilowych przebiegów prądów, napięć i strumieni magnetycznych w rdzeniach transformatorów zasilacza. Chwilowe przebiegi analizowanych wielkości układu wykreślano w czwartym okresie napięcia zasilającego, bowiem już po trzech okresach napięcia wskaźnik zawartości składowej przejściowej nie przekraczał założonej wartości 2% i można było uznać, że układ znajduje się w stanie ustalonym (Rys. 4.13÷4.16).



Rys. 4.13. Strumień magnetyczny i prąd pierwotny zasilacza w stanie jałowym (wartości znormowane)

Wyznaczono także rodzinę charakterystyk zewnętrznych zasilacza dla obciążeń o charakterze pojemnościowym.

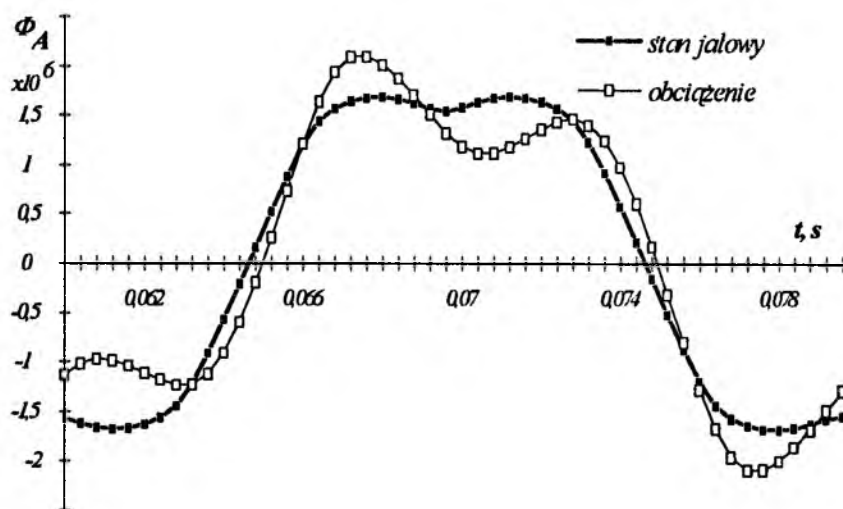


Rys. 4.14. Przebieg prądu pierwotnego zasilacza w stanie jałowym i w stanie obciążenia (wartości znormowane)

Wypadkowy strumień magnetyczny w rdzeniach zasilacza zmienia wraz z obciążeniem swój kształt w wyniku oddziaływania obciążenia na trzecią harmoniczną strumienia (Rys. 4.15). Przy zmianach obciążenia trzecia harmoniczna strumienia magnetycznego zmienia swoją amplitudę oraz fazę w stosunku do pierwszej harmonicznej osiągając 40% pierwszej harmonicznej przy pełnym obciążeniu. Wy-

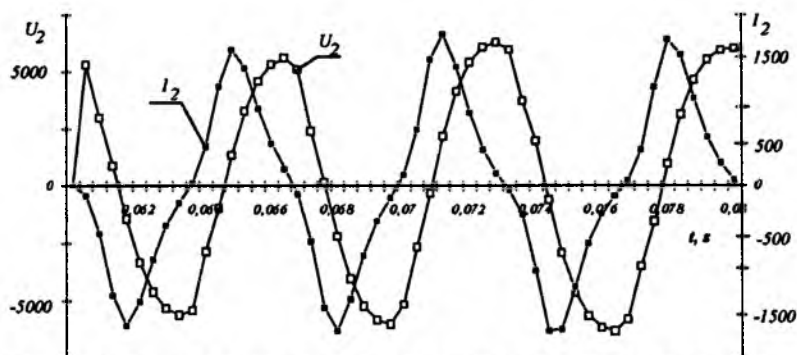
stępuje tu zjawisko domagnesowania rdzenia z obwodu wtórnego, będące wynikiem pojemnościowego charakteru odbiornika. Amplituda wypadkowej indukcji w rdzeniach jest w tym przypadku wyższa od amplitudy podstawowej harmonicznej. Wzrost trzeciej harmonicznej strumienia ponad jego wartość w stanie jałowym, który ma miejsce tylko dla obciążeń o charakterze pojemnościowym powoduje, że napięcie na zaciskach wyjściowych zasilacza jest większe od napięcia w stanie jałowym w całym zakresie zmian wartości obciążenia. Rodzinę charakterystyk zewnętrznych zasilacza $U_2 = f(I_2)$ dla obciążeń o charakterze pojemnościowym ($\lambda_{poj} = 0 \div 0,9$) i stałym napięciu wejściowym U_1 przedstawiono na rysunku 4.17. W całym zakresie obciążeń pojemnościowych zasilacza napięcie na zaciskach wyjściowych jest wyższe od napięcia stanu jałowego U_{20} .

Poziom pierwszej harmonicznej indukcji B_1 w rdzeniach transformatorów zasilacza ma również istotny wpływ na kształt jego charakterystyki zewnętrznej przy stałym współczynniku obciążenia λ_2 , jak to wynika z rysunku 4.18.



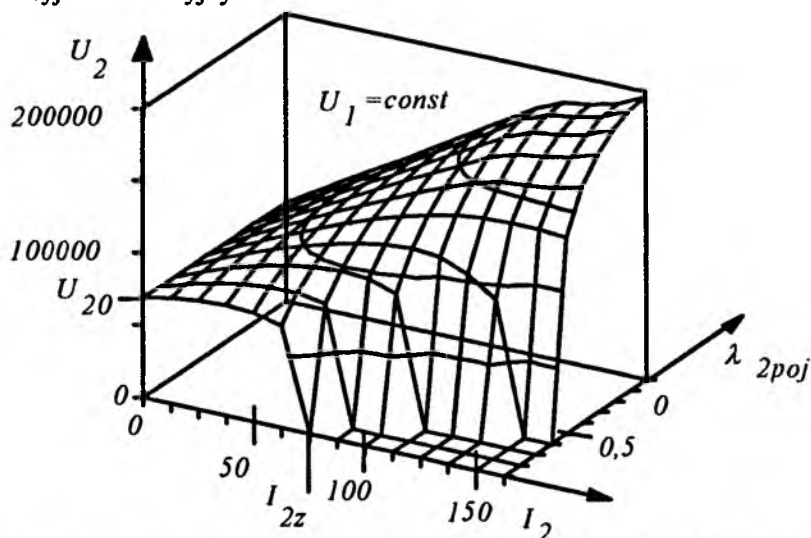
Rys. 4.15. Wpływ wielkości obciążenia na kształt strumienia magnetycznego w rdzeniach zasilacza (wartości znormowane)

Dla obciążeń pojemnościowych nie ma potrzeby ustalania indukcji B_1 na poziomie powyżej $2T$, jak to musi mieć miejsce w przypadku obciążeń indukcyjnych i rezystancyjnych, ze względu na wymaganą sztywność charakterystyki zewnętrznej.



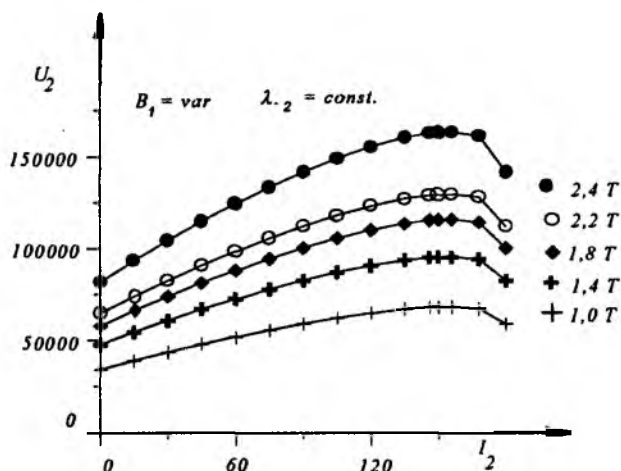
Rys. 4.16. Chwilowe przebiegi napięcia i prądu wtórnego zasilacza obciążonego ozonatorem (wartości znormowane)

Dla obciążeń jakie prezentuje sobą ozonator poziom indukcji B_1 w rdzeniach zasilacza może być niemal taki jak w klasycznym transformatorze, lub tylko nieznacznie wyższy, a wymagana duża moc magnesująca, niezbędna dla uzyskania zadawalającego poziomu trzeciej harmonicznej indukcji B_3 (indukcji roboczej przenoszącej moc w potrajaczu) dostarczana jest z obciążenia. Wzrost nasycenia rdzeni, jak wynika z krzywych $U_2=f(I_2)$ (rys. 4.18), powoduje praktycznie proporcjonalny wzrost napięcia wyjściowego w stanie jałowym U_{20} , podczas gdy w stanie obciążenia napięcie wzrasta szybciej. Potwierdza to oddziaływanie pojemnościowego obciążenia na stan nasycenia rdzeni zasilacza i dużą skuteczność kondensatorowej kompensacji mocy biernej w przypadku obciążeń o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym.

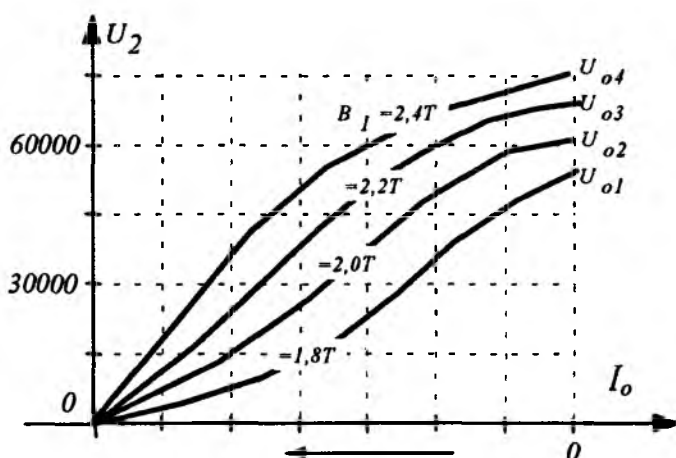


Rys. 4.17. Rodzina charakterystyk zewnętrznych zasilacza dla obciążeń pojemnościowych przy stałym napięciu zasilającym (wartości znormowane)

Wpływ zmian wartości impedancji Z_0 w przewodzie zerowym zasilacza na napięcie wyjściowe dla wybranych wartości pierwszej harmonicznej indukcji B_1 w rdzeniach zasilacza przedstawia rysunek 4.19.



Rys. 4.18. Charakterystyki zewnętrzne analizowanego zasilacza obciążonego ozonotorem ($\lambda_2 = 0,5_{\text{poj}}$) dla różnych wartości pierwszej harmonicznej indukcji B_1 w rdzeniach transformatorów (wartości znormowane)



Rys. 4.19. Zależność napięcia wyjściowego U_2 zasilacza od wartości prądu przewodu zerowego I_0 dla wybranych wartości amplitudy indukcji magnetycznej B_1 w rdzeniach transformatorów (wartości znormowane)

W przypadku obciążeń pojemnościowych istnieje możliwość powstania wymuszonych drgań ferre rezonansowych w obwodzie wtórnym zasilacza, będących wynikiem nieliniowości obwodu magnetycznego i wzajemnego oddziaływania

pojemności obciążenia i jego indukcyjności wewnętrznej. Drgania te dotyczą trzeciej harmonicznej strumienia magnetycznego i występują dla niskich pojemnościowych współczynników mocy obciążenia, mniejszych od 0,3 [2],[79],[125]. W badanych analitycznie i doświadczalnie modelach zasilaczy obciążonych ozonatorami nie stwierdzono obszarów niestabilnej pracy. Wykorzystanie modelu matematycznego do numerycznej analizy pracy układu zintegrowanego o krotności innej niż 3 będzie podobne.

Wyniki uzyskane w analizie numerycznej zostały porównane z wynikami badań eksperymentalnych modelu, którego parametry przyjęto do obliczeń.

4.4. Badania eksperymentalne modelu układu zintegrowanego

Badania eksperymentalne zintegrowanych układów zasilania mają na celu zbadanie ich właściwości, ocenę wpływu częstotliwości na wydajność oraz weryfikację modelu matematycznego i analizy numerycznej.

Przeprowadzono badania modeli fizycznych układów zintegrowanych o częstotliwościach 150 i 250Hz, oraz, dla porównania, przy częstotliwości 50Hz, zasilając ozonator z transformatora wysokiego napięcia.

Modele układu zintegrowanego zbudowano w Katedrze Podstaw Elektrotechniki Politechniki Lubelskiej w ramach projektu badawczego KBN [116], a jako ozonator wykorzystano elementy wyladowcze produkcji IMP w Warszawie i firmy Otto Perske z Hannoveru zainstalowane w Wytwórni Wód Mineralnych w Grodzisku Wielkopolskim. Parametry modeli 150Hz i 250Hz podano w tablicy 4.1.

Elementy wyladowcze badanych ozonatorów, typu Welsbach [93], mają dielektryk w kształcie rury wykonanej ze szkła borowo-krzemowego o ściankach wewnętrznych pokrytych warstwą aluminium, która stanowi elektrodę wysokonapięciową. Wysokie napięcie doprowadzane jest za pomocą elektrody w kształcie szczotki stalowej, przylegającej ściśle do napyłanej warstwy aluminium i stanowiącej część czynną elementu wyladowczego. Rura dielektryczna umieszczona jest koncentrycznie wewnątrz rury ze stali kwasoodpornej, która stanowi elektrodę niskonapięciową, uziemioną. Podczas pracy ozonatora między ściankami elektrody niskonapięciowej cyркуluje płyn chłodzący (woda), odprowadzający ciepło powstające w procesie syntezy ozonu, niekorzystne dla jego przebiegu.

Budowę oraz wymiary geometryczne ozonatora I przedstawiono na rysunku 4.20, a wymiary geometryczne, parametry szczeliny wyladowczej i bariery dielektrycznej obu ozonatorów w tablicy 4.2.

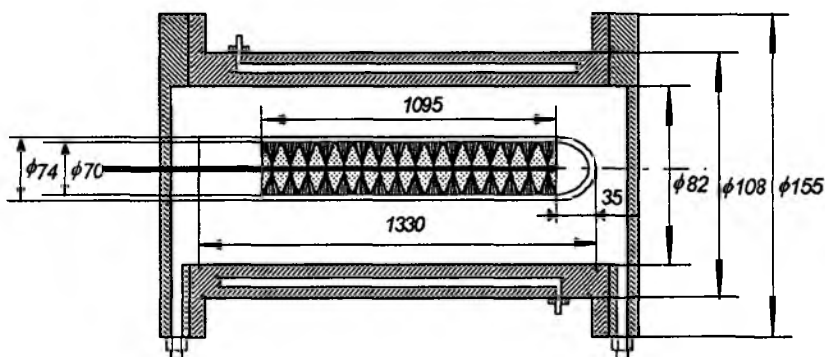
Tablica 4.1.

Parametry elementów układów zintegrowanych 150 i 250Hz.

Parametr	Jednostka	Zasilacz 150 Hz	Zasilacz 250 Hz
Przekrój rdzenia	m^2	0,002	0,001225
Długość obwodu magnetycznego	m	0,75	0,72
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego	-	254	170/186/194*
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego	-	3000	7000
Przekrój przewodu uzwoj. pierwotnego	m^2	7	10
Przekrój przewodu uzwoj. wtórnego	m^2	0,2	0,126
Rezystancja uzwojenia pierwotnego	W	0,172	0,11
Rezystancja uzwojenia wtórnego	W	826	1417
Typ i grubość blachy transformatorowej	mm	Et-5, 0,35	Et-3, 0,35
Ciężar rdzenia	kg	8,8	6,77

*liczby oznaczają zwoje transformatorów, odpowiednio pierwszego (170), drugiego i piątego (186) oraz trzeciego i czwartego (194).

Ozonator I składa się z pojedynczego elementu wyladowczego i stanowi model laboratoryjny; ozonator II jest urządzeniem przemysłowym o wydajności $100gO_3/h$ o mocy $S=3kVA$, złożonym z dziesięciu elementów wyladowczych, zainstalowanym do obróbki wody pitnej w Wytwórni Wód Mineralnych.



Rys. 4.20. Przekrój elementu wyladowczego ozonatora

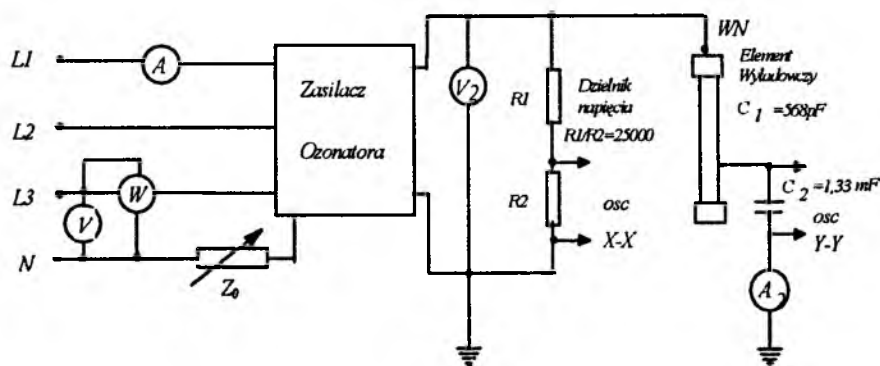
Układ pomiarowy przedstawiony na rysunku 4.21 umożliwiał obserwacje na oscyloskopie cyfrowym (TEKTRONIX TDS 320, 100MHz, 500ms/s) przebiegów prądów i napięć zasilacza zintegrowanego oraz napięcia, ładunku elektrycznego, i zależności ładunku elektrycznego od napięcia $q=f(u)$ (krzywych Lissajous) elementu wyladowczego reaktora ozonu. Do obserwacji wykorzystano dzielniki na-

pięcia: rezystancyjny i pojemnościowy o danych jak na rysunku 4.21, przy czym jako pojemność części wysokonapięciowej dzielnika C_1 wykorzystano pojemność elementu wyladowczego ozonatora. Moc czynną dostarczaną z zasilacza do elementu wyladowczego P_2 wyznaczano z krzywych Lissajous, planimetrując pole powierzchni ograniczonej krzywą $q=f(u)$, proporcjonalne do mocy czynnej wyladowań w jednym cyklu napięcia zasilającego ozonator (rys.2.4, rozdz.2) i dla porównania zmierzono miernikiem cyfrowym NORMA AC/DC Power Analyzer, typ D 5235.

Tablica 4.2.

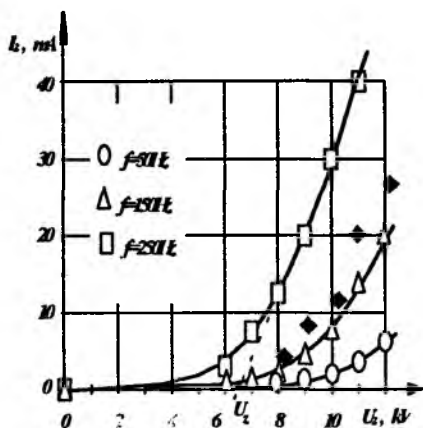
Dane ozonatorów wykorzystanych w badaniach

Wielkość	Jednostka	Ozonator I	Ozonator II
Średnica wewnętrzna elementu wyladowczego	mm	70	30
Średnica zewnętrzna elementu wyladowczego	mm	74	27
Grubość dielektryka	mm	2	1,5
Stała dielektryczna dielektryka	F/m	$5\epsilon_0$	$7\epsilon_0$
Długość elementu wyladowczego	mm	1100	1010
Długość szczeliny wyladowczej	mm	4	1,5
Pojemność dielektryka	F	$5,5 \cdot 10^{-11}$	$3,73 \cdot 10^{-9}$
Pojemność szczeliny wyladowczej	F	$5,95 \cdot 10^{-10}$	$0,477 \cdot 10^{-9}$
Pojemność wypadkowa elementu wyladowczego	F	$5,37 \cdot 10^{-10}$	$0,423 \cdot 10^{-9}$
Liczba elementów wyladowczych	szt.	1	10

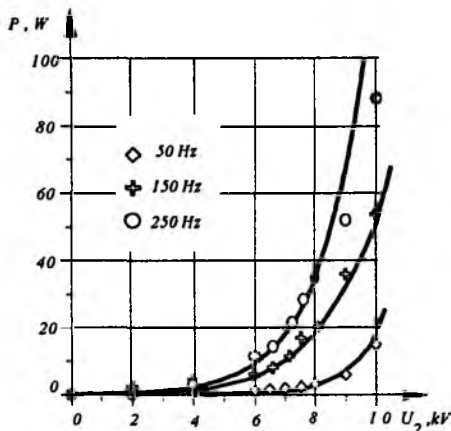


Rys. 4.21. Schemat układu do badań zintegrowanych układów zasilania reaktorów ozonu

Wyniki pomiarów przedstawiono w postaci wykresów oraz oscylogramów na rysunkach 4.22-4.30.

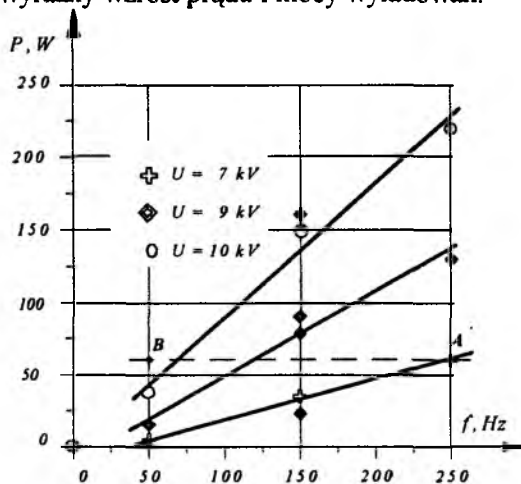


Rys. 4.22. Prąd ozonatora w funkcji napięcia na elektrodach dla różnych częstotliwości zasilania (♦-wyniki analizy numerycznej)



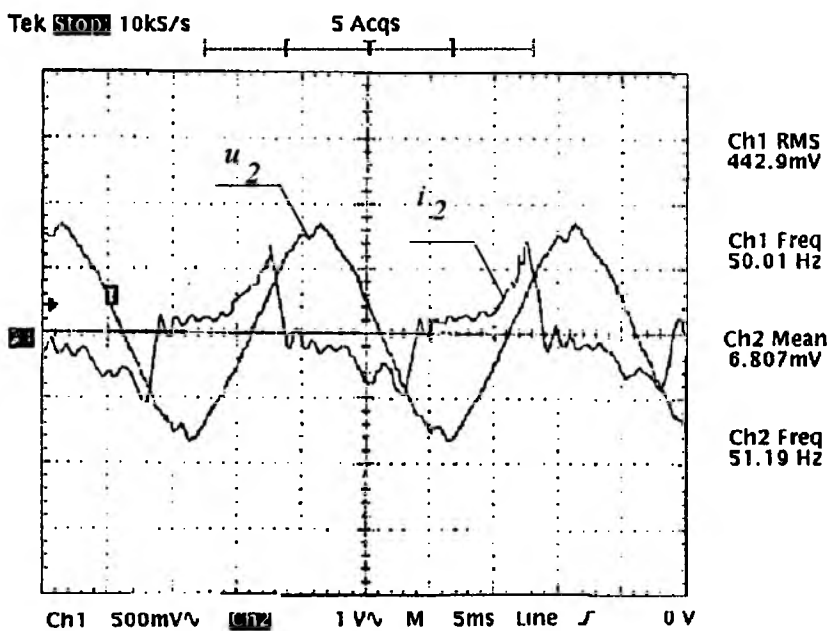
Rys. 4.23. Moc wyładowań w ozonatorze w funkcji napięcia na elektrodach

Na rysunkach 4.22, 4.23 i 4.24 można zaobserwować wpływ częstotliwości wyjściowej zasilacza na prąd wyładowań w ozonatorze i ich moc czynną. Po przekroczeniu napięcia zapłonu wyładowań U_z , które w badanym układzie wynosi ok. $6000V$, następuje wyraźny wzrost prądu i mocy wyładowań.



Rys. 4.24. Zależność mocy ozonatora od częstotliwości dla różnych napięć zasilających (znakiem ♦ zaznaczono wyniki otrzymane podczas obliczeń numerycznych)

Wyższa częstotliwość zasilania umożliwia obniżenie napięcia pracy ozonatora przy tym samym prądzie wyladowań, lub uzyskanie wyższej gęstości mocy. Na rysunkach 4.22 i 4.24 zamieszczono również, dla porównania wyników punkty otrzymane w wyniku analizy numerycznej modelu zasilacza zintegrowanego. Rysunek 4.24 ilustruje wpływ zwiększania częstotliwości napięcia na zaciśkach ozonatora na moc czynną dostarczaną do przestrzeni wyladowań. Uzyskanie tej samej mocy wyladowań wymaga, przy częstotliwości źródła 250Hz , zasilania ozonatora napięciem 7kV (punkt A, rys. 4.24), podczas gdy przy częstotliwości sieciowej 50Hz napięcie pracy musi być wyższe od 10kV (pkt. B, rys. 4.24). Oscylogramy na rysunkach 4.25, 4.26, 4.27 i 4.28 przedstawiają przebiegi prądu i napięcia ozonatora zasilanego napięciem o częstotliwości odpowiednio 50 i 150Hz . W przebiegu prądu badanego ozonatora przy częstotliwości 50Hz można wyróżnić dwie jego składowe: prąd pojemnościowy i prąd przewodzenia z wyraźnymi krótkimi impulsami prądowymi odpowiadającymi poszczególnym mikrowyładowaniom. Prąd ozonatora wyprzedza napięcie w fazie i jest znacznie bardziej odkształcony. Porównując uzyskane z pomiarów przebiegi prądu i napięcia ozonatora z przebiegami uzyskanymi w wyniku symulacji numerycznej (rys. 2.10, rozdział 2.1) z wykorzystaniem zaproponowanego w tymże rozdziale schematu zastępczego z rys. 2.8 i 2.9, można stwierdzić dużą zgodność uzyskanych przebiegów, co pozwala wyciągnąć wniosek o poprawności przyjętego schematu zastępczego i przeprowadzonej analizy numerycznej.

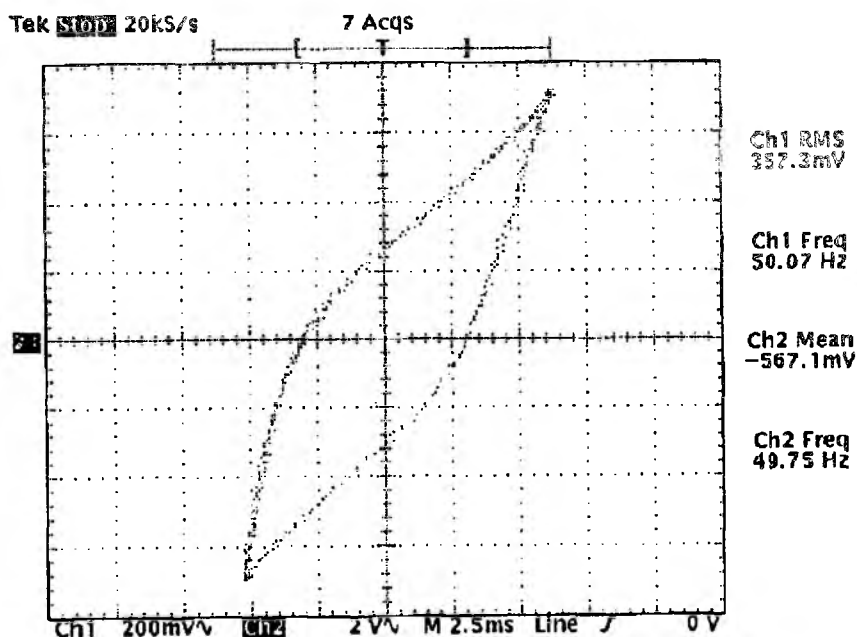


Rys. 4.25. Przebiegi prądu i napięcia ozonatora dla $f=50\text{Hz}$

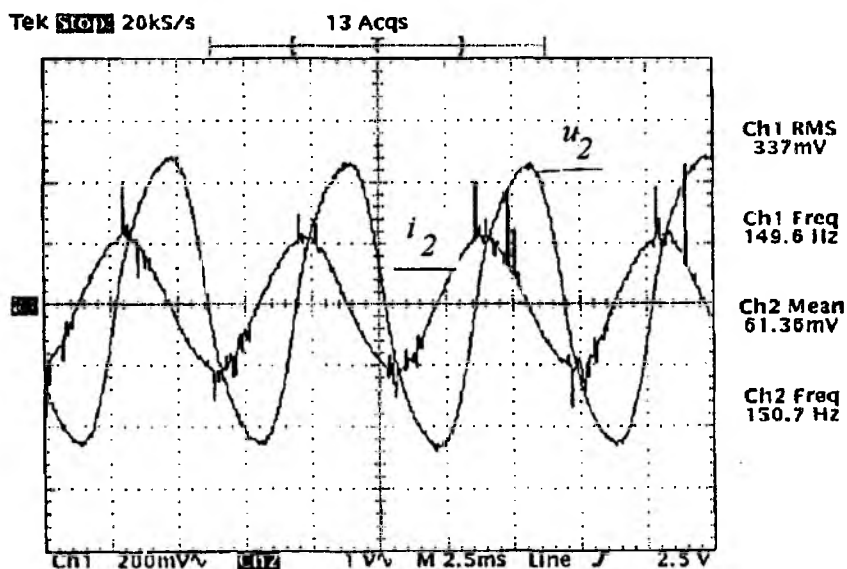
Na rysunku 4.26 przedstawiono zależność ładunku w funkcji napięcia (krzywą Lissajous) dla przebiegów z rys. 4.25.

Przebiegi prądu i napięcia ozonatora zasilanego zintegrowanym przedstawiono na rys. 4.27. Trzykrotny wzrost częstotliwości zasilania powoduje, że jego reaktancja maleje i przebieg prądu jest nieco inny niż dla częstotliwości sieciowej. Prąd wyprzedza napięcie praktycznie o $1/4$ okresu (prąd pojemnościowy), a w pobliżu jego amplitudy, zarówno dla dodatniego jak i ujemnego półokresu napięcia zasilającego, obserwuje się liczne krótkie impulsy prądowe mikrowyładowań w szczelinie wyladowczej.

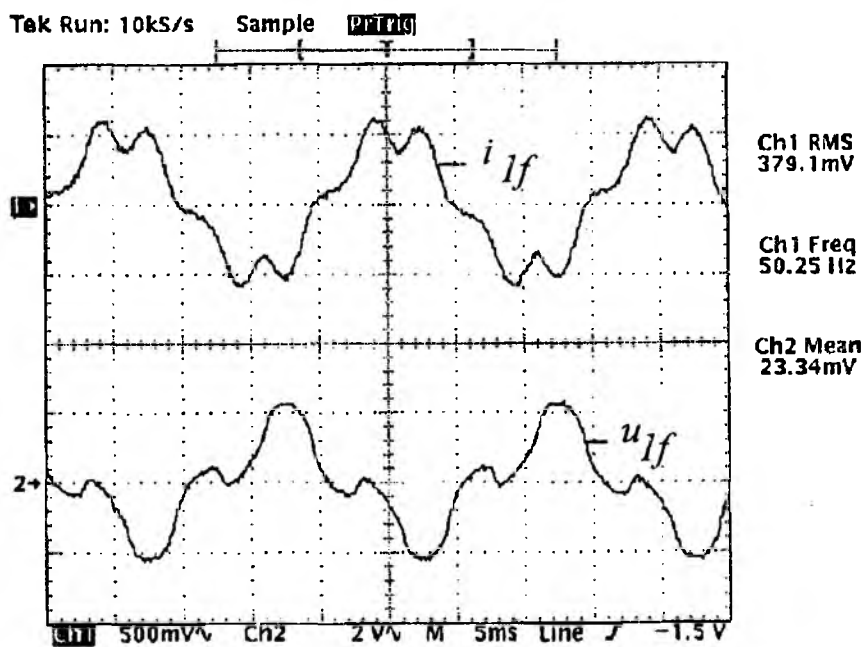
Przebiegi prądu $i_{IF}(t)$ i napięcia fazowego $u_{Af}(t)$ strony pierwotnej zasilacza przedstawia rys. 4.28. Prąd pierwotny jest odkształcony wyższymi harmonicznymi niepodzielnymi przez trzy, głównie piątą, która może osiągać od 20 do 30 % podstawowej harmonicznej, natomiast napięcie fazowe zawiera głównie trzecią harmoniczną, a suma chwilowych wartości napięć fazowych indukowanych w uzwojeniach wtórnych zasilacza daje napięcie wyjściowe, które jak wynika z oscylogramu na rys. 4.29, jest praktycznie sinusoidalne.



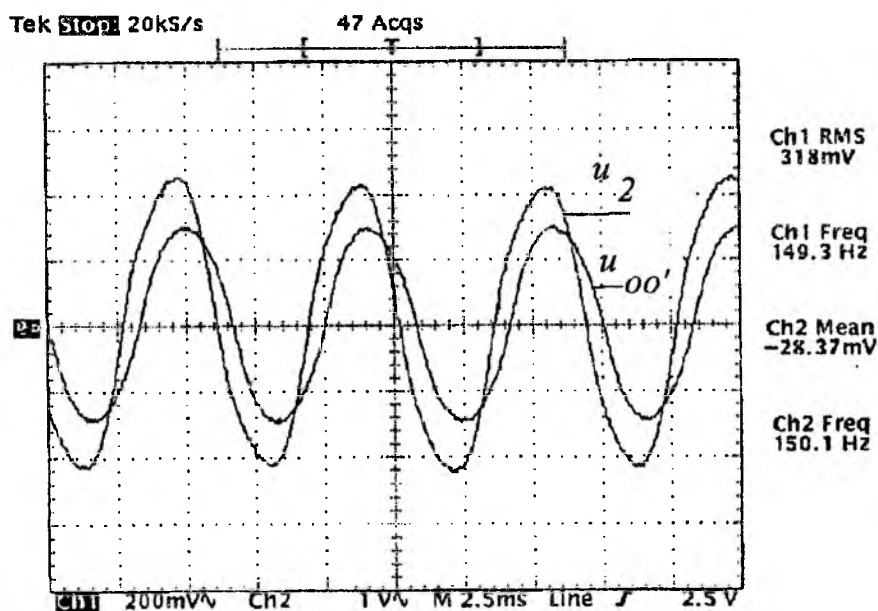
Rys. 4.26. Zależność ładunku q w funkcji napięcia u badanego elementu wyladowczego dla $f=50\text{Hz}$ (Figura Lissajous)



Rys. 4.27. Oscylogram prądu i napięcia ozonatora zasilanego z układu zintegrowanego o częstotliwości $f=150\text{Hz}$

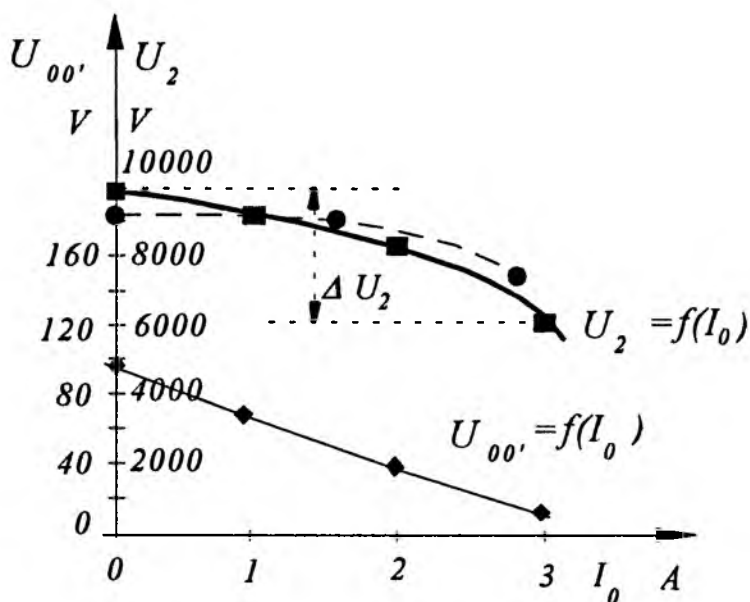


Rys. 4.28. Prąd $i_{1f}(t)$ i napięcie fazowe zasilacza $U_{1f}(t)$ po stronie pierwotnej



Rys. 4.29. Przebieg napięcia wyjściowego $u_2(t)$ zasilacza i napięcia na impedancji regulacyjnej w przewodzie neutralnym $u_{00}(t)$

Sprawdzono doświadczalnie skuteczność i zakres regulacji napięcia wyjściowego zasilacza poprzez zmianę impedancji w przewodzie zerowym. Na rys. 4.30 przedstawiono zależność napięcia wyjściowego U_2 zasilacza obciążonego ozonotorem od prądu w przewodzie zerowym I_0 . Zmiana napięcia $U_{00'}$ między punktami neutralnymi gwiazdy uzwojeń pierwotnych transformatorów zasilacza i sieci zasilającej od $98V$ w stanie bez włączonej w przewód zerowy impedancji ($Z_0 = \infty$) do $13V$ dla impedancji $Z_0 = \omega L_0 = 4,3\Omega$, powoduje w badanym elemencie wyladowczym zmniejszenie napięcia na jego zaciskach od $10000V$ do $6000V$, czyli do napięcia bliskiego napięciu gaśnięcia (zaplonu) wyladowań. Taki zakres zmian napięcia na zaciskach badanej wytwornicy ozonu jest wystarczający do regulacji intensywności wyladowań i mocy dostarczanej do przestrzeni wyladowań. Sposób wyznaczania impedancji Z_0 do regulacji napięcia wyjściowego ozonatora U_2 w zależności od impedancji obciążenia Z_2 i współczynnika mocy λ_2 przedstawiono w przykładzie projektowania w rozdziale 6.1.



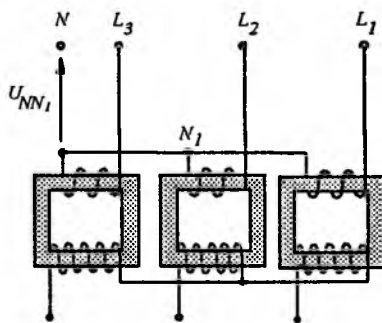
Rys. 4.30. Napięcie wyjściowe U_2 badanego zasilacza i napięcie $U_{00'}$ między punktami neutralnymi zasilacza i sieci zasilającej w funkcji prądu przewodu zerowego I_0 przy obciążeniu ozonatorem (punktami $\bullet$ zaznaczono wyniki obliczeń numerycznych)

Badania eksperymentalne potwierdziły wyniki rozważań teoretycznych przedstawione w rozdziale 4.3.

5. ZINTEGROWANY UKŁAD ZASILANIA PLAZMOTRONU ŁUKOWEGO

5.1. Zasada działania

Ideę zintegrowanego układu zasilania plazmotronu łukowego przedstawiono w p. 3.1.2 pracy. Schemat z rys. 3.11 dobrze prezentuje zasadę działania takich układów zasilania, jednak w realizacji praktycznej lepszym okazał się układ, w którym niezbędne do zaplonu napięcie potrojonej częstotliwości indukuje się w uzwojeniach pierwotnych transformatorów jednofazowych. Te jednakofazowe napięcia potrojonej częstotliwości indukowane trzecią harmoniczną strumienia magnetycznego, mającego swobodne drogi powrotne w rdzeniach jednofazowych transformatorów, powodują, że pomiędzy punktem neutralnym N sinusoidalnej sieci zasilającej a punktem neutralnym gwiazdy uzwojeń pierwotnych N_1 (Rys. 5.1) wystąpi różnica potencjałów U_{NN_1} potrojonej częstotliwości. Wartość napięcia U_{NN_1} może być określona z zależności:



Rys. 5.1. Transformator trójfazowy o swobodnych drogach powrotnych dla strumienia magnetycznego

$$U_{NN_1} = 3\sqrt{2}\pi \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot s_{Fe} \cdot B_3 \quad (5.1)$$

gdzie: f_1 – częstotliwość sieci zasilającej,

N_1 – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego transformatora roboczego,

s_{Fe} – pole przekroju poprzecznego magnetowodu,

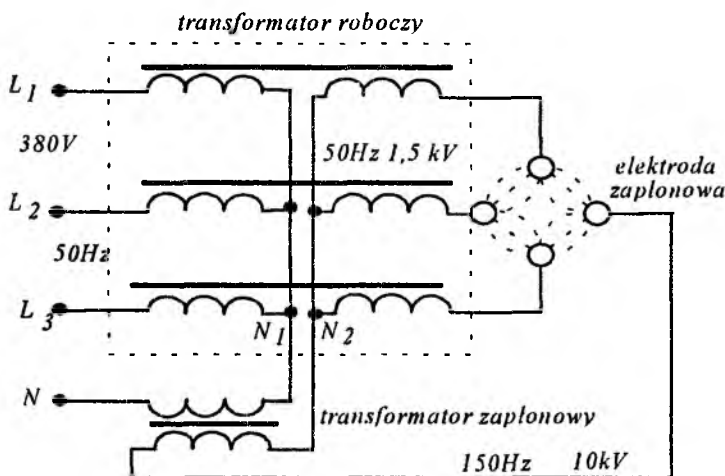
B_3 – trzecia harmoniczna indukcji w rdzeniu transformatora jednofazowego.

Wartość trzeciej harmonicznej indukcji magnetycznej B_3 możemy określić z zależności (4.8) lub odczytać z wykresu, rys. 4.3. Dla wartości indukcji B_1 stosowanych w transformatorach $(1,5 \div 2)T$, wartość trzeciej harmonicznej indukcji stanowi około 20% pierwszej ($B_3 \approx 0,2B_1$). Napięcie pomiędzy punktami neutralnymi wyniesie więc około 50% napięcia fazowego strony pierwotnej transformatorów:

$$U_{NN_1} = (0,5 \div 0,6) U_{1f} \quad (5.2)$$

Jeżeli do zacisków NN_1 przyłączymy jednofazowy transformator o odpowiedniej przekładni, to na jego zaciskach wyjściowych otrzymamy napięcie potrojonej częstotliwości o wymaganej wartości. Charakterystyka zwnętrzna tak włączonego transformatora ($U_2 = f(I_2)$ przy $U_1 = \text{const.}$) będzie tak samo podatna jak magnetycznego potrajacza częstotliwości i może być on wykorzystany do zapłonu plazmotronów lukowych [57],[58],[59],[61].

Napięcie zapłonu jest 5-10 razy wyższe od napięcia pracy plazmotronu lukowego i umieszczenie uzwojeń roboczych i zapłonowych na jednym rdzeniu, jak na rys. 3.11, stwarza pewne problemy izolacyjne. Układ z wydzielonym transformatorem zapłonowym pozwala w pełni wykorzystać właściwości transformatorów roboczych, a jednocześnie uniknąć tych problemów. Układ połączeń zintegrowanego układu zasilania według powyższej koncepcji przedstawia rysunek 5.2, zaś jego działanie ilustrują rysunki 5.3 - 5.6.



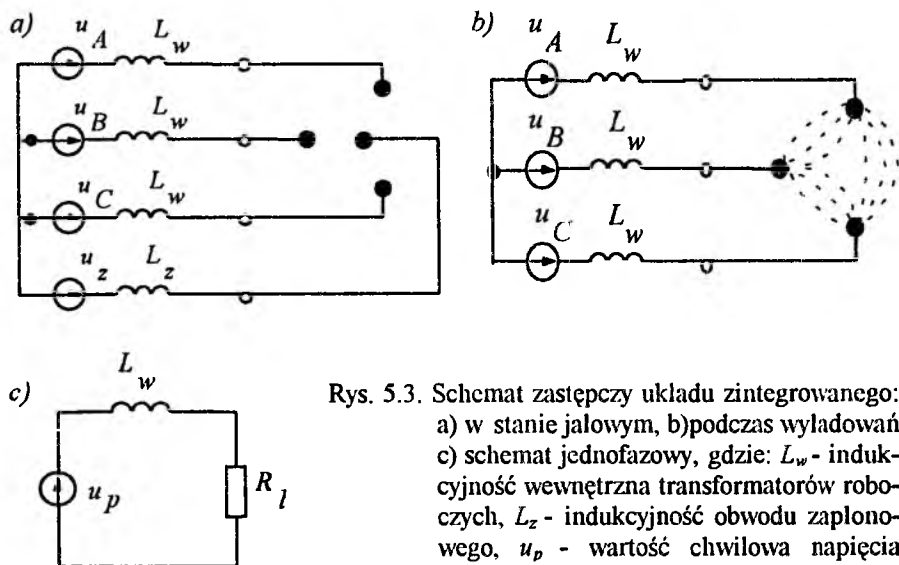
Rys. 5.2. Zintegrowany układ zasilania plazmotronu lukowego z oddzielnym od roboczego układem zapłonowym

W stanie jałowym układu zasilania, tj. gdy między elektrodami plazmotronu luk nie pali się, amplituda napięcia transformatora jednofazowego 150Hz w kolejnych półokresach napięcia zasilającego sumuje się z amplitudą napięcia każdej fazy trójfazowego transformatora roboczego 50Hz. Stan jałowy układu odwzorowuje schemat zastępczy na rys. 5.3.a.

Wartości chwilowe napięć fazowych można zapisać następująco:

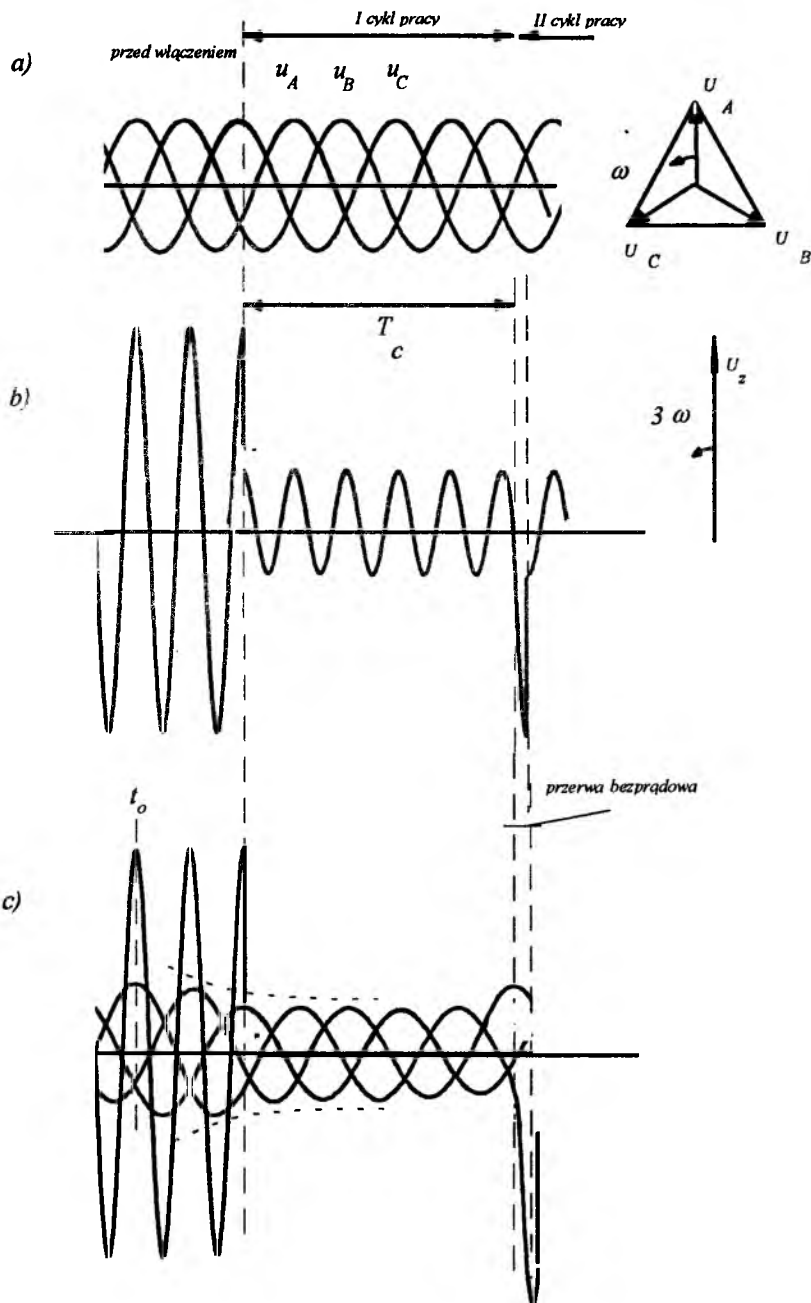
$$\begin{aligned} u_A &= U_m \sin \omega t + U_{zm} \sin 3\omega t \\ u_B &= U_m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + U_{zm} \sin 3\omega t \\ u_C &= U_m \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) + U_{zm} \sin 3\omega t \end{aligned} \quad (5.3)$$

gdzie: U_m - amplituda napięcia wtórnego fazowego transformatorów roboczych
 U_{zm} - amplituda napięcia wtórnego transformatora zapłonowego



Rys. 5.3. Schemat zastępczy układu zintegrowanego:
a) w stanie jałowym, b) podczas wylądowań
c) schemat jednofazowy, gdzie: L_w - indukcyjność wewnętrzna transformatorów roboczych, L_z - indukcyjność obwodu zapłonowego, u_p - wartość chwilowa napięcia przewodowego, R_l - rezystancja zastępcza luku

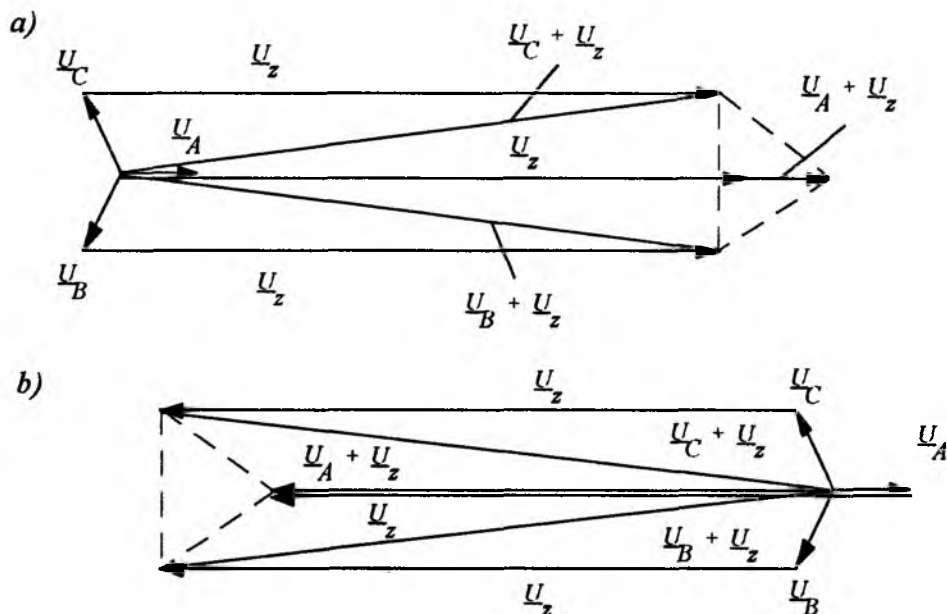
Maksymalne napięcie występuje między elektrodą zapłonową, umieszczoną w środku trójkąta wyznaczonego przez elektrody robocze, a poszczególnymi elektrodami roboczymi z częstotliwością 300 razy na sekundę. Chwilowe przebiegi napięć transformatorów roboczych i transformatora zapłonowego w stanie jałowym i podczas pierwszego cyklu pracy plazmotronu przedstawiono na rysunku 5.4.



Rys. 5.4. Przebiegi chwilowych wartości napięć w układzie zintegrowanym, a) napięcia na elektrodach roboczych (50Hz), b)- napięcie zaplonu 150Hz, c)- największa wartość napięcia między elektrodą roboczą i zaplonową, (na rysunku, z uwagi na jego przejrzystość, nie dotrzymano proporcji między napięciem zaplonu a napięciem pracy)

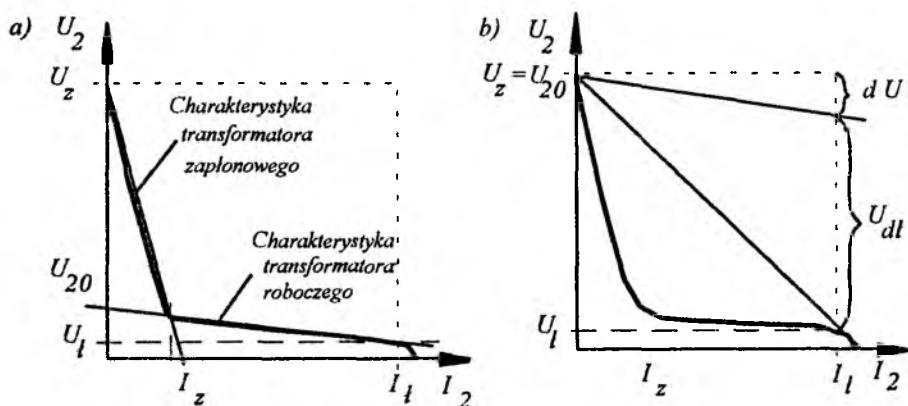
Z chwilą wystąpienia zapłonu (po czasie nie dłuższym niż $1,5\text{ ms}$ od włączenia) napięcie transformatora zapłonowego maleje do wartości napięcia fazowego transformatorów roboczych i rozpoczyna się pierwszy cykl pracy reaktora. Kiedy po czasie T_c luk przeniesie się pod wpływem przepływu gazu w strefę gaśnięcia, kończy się cykl pracy reaktora, luk gaśnie, wzrasta natychmiast napięcie zapłonu, następuje zapłon i kolejny cykl pracy plazmotronu. Czas potrzebny do odbudowy napięcia zapłonu jest nie dłuższy niż $1/12$ okresu, tj. około $0,7\text{ ms}$. Czas cyklu pracy zależy od wymiarów i kształtu elektrod oraz prędkości przepływu gazu i trwa od kilku do kilkunastu okresów. Prąd transformatora zapłonowego nie przekracza 1% prądu roboczego elektrod i przy analizie mocy w czasie cyklu pracy reaktora gałąź zapłonowa może być pominięta a schemat zastępczy uprosi się do postaci b) z rys. 5.3, bądź, z uwagi na symetrię do schematu jednofazowego (Rys. 5.3c). Uzwojenia wtórne transformatora zapłonowego można tak połączyć względem uzwojeń wtórnych transformatorów roboczych, że ich napięcia będą się na elektrodach plazmotronu dodawać lub odejmować. Odpowiadające obu tym połączeniom wykresy wektorowe dla pierwszej harmonicznej napięcia roboczego (50 Hz) i pierwszej harmonicznej napięcia zapłonu 150 Hz w stanie jałowym dla czasu t_0 (rys. 5.4c) i w czasie przerw bezprądowych przedstawia rysunek 5.5.

Połączenie uzwojeń, któremu odpowiada wykres z rysunku 5.5a daje wyższe napięcie zapłonu i takie powinno być realizowane w praktyce.



Rys. 5.5. Wykres wektorowy napięć na zaciskach elektrod plazmotronu zasilanego układem zintegrowanym w stanie jałowym, a) przy połączeniu zgodnym uzwojeń transformatora zapłonowego względem uzwojeń transformatora roboczego, b) przy połączeniu przeciwnym

Charakterystykę zewnętrzną reaktora plazmowego zasilanego z układu zintegrowanego (napięcie pary elektrod w funkcji prądu elektrod $U=f(I)$) przedstawiono na rysunku 5.6a. Dla porównania przedstawiono na tym samym rysunku charakterystykę zewnętrzną reaktora plazmowego zasilanego z transformatora (rys. 5.6b). Jak wynika z prac [20], [21], [58] moc transformatora zapłonowego niezależnie od mocy plazmotronu wynosi około 200 VA i w bilansie mocy może być pomijana. Przy założeniu, że zasilamy reaktor plazmowy o tej samej mocy, moc transformatora roboczego $U_2 I_2$ w układzie zintegrowanym jest w przybliżeniu równa mocy dostarczanej do elektrod $U_1 I_1$ i jest (5 - 10) razy mniejsza od mocy znamionowej transformatora w układzie z dławikami, niezbędnymi do ograniczenia prądu elektrod.



Rys. 5.6. Charakterystyka zewnętrzna reaktora plazmowego zasilanego z układu zintegrowanego a), oraz z transformatora z dławikami b)

Tak duże zmniejszenie mocy i napięcia transformatora w układzie zintegrowanym przynosi obniżenie zużycia materiałów, strat mocy i kosztów budowy transformatora. Przedstawione wyżej rozważania o działaniu i właściwościach układu zintegrowanego zweryfikowano w badaniach eksperymentalnych na zbudowanych w tym celu modelach fizycznych.

5.2. Modele układu

Do budowy modelu przyjęto założenie, które jest pewnym kompromisem pomiędzy technicznymi możliwościami wykonania modelu w warunkach laboratorium katedry i przeprowadzenia niezbędnych badań, poniesionymi kosztami oraz możliwością wykorzystania modelu w badaniach przemysłowych instalacji pilotujących.

Uwzględniając powyższe, przyjęto do budowy modelu zasilaczy następujące założenia:

- zasilanie z sieci trójfazowej 50 Hz, 400 V,
- układ elektrod trójfazowy, napięcie przewodowe w stanie jałowym 2 kV, w stanie obciążenia 1 kV, prąd obciążenia elektrod 2 A, reaktancja wewnętrzna transformatorów powiększona, tak aby ograniczyć prąd zwarcia,
- transformator zapłonowy 150 Hz, 110 V/10 kV, prąd elektrody zapłonowej 20 mA
- uzwojenie pierwotne wykonane z regulacją zaczepów 3 stopniową, z częściową kompensacją mocy biernej.

Do wykonania transformatorów roboczych wykorzystano rdzenie zwijane i przecinane typu RZC, z taśmy transformatorowej o grubości 0,3mm według BN 75/0642-28 z izolacją I-5, produkcji Zakładów Transformatorów Radiowych "ZATRA" w Skierniewicach. W modelu I zastosowano rdzeń RZC-50/140/35 a w modelu II RZC-51/154/50. Uzwojenia wykonano z drutu miedzianego emaliowanego o przekroju kołowym. Wymiary rdzeni oraz liczby zwojów i przekroje przewodów zawiera tablica 5.1

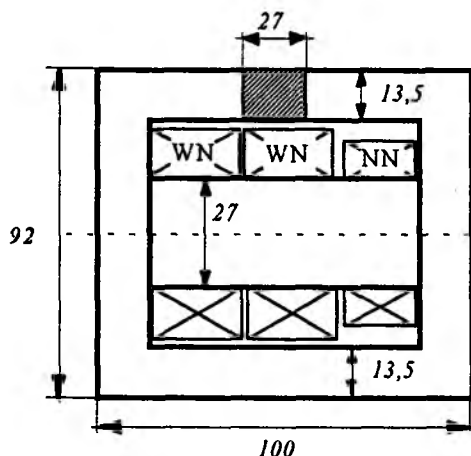
Tablica 5.1.

Dane transformatorów modeli I i II zasilaczy

Dane transformatora roboczego 50Hz			
uzwojenia		Model I	Model II
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego	-	400/420/440	214/226/242
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego	-	2000	2250
Przekrój uzwojenia pierwotnego	mm ²	3,1	7,7
Przekrój uzwojenia wtórnego	mm ²	0,8	0,95
rdzeń			
Przekrój rdzenia	m ²	12·10 ⁻⁴	20·10 ⁻⁴
Długość obwodu magnetycznego	m	0,45	0,1
Wysokość kolumny	m	0,14	0,54
Grubość blachy transformatorowej	mm	0,30	0,30

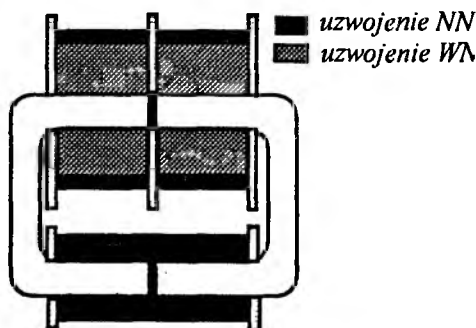
Uzwojenia pierwotne wykonano jako 3 zaczepowe w celu regulacji mocy oraz zapewnienia dobrej pracy zasilacza przy odchyleniach napięcia sieci od znamionowego. Aby uzyskać zwiększoną reaktancję zastosowano konstrukcje uzwojeń rozdzielonych, tj. uzwojenia pierwotne i wtórne umieszczone są na oddzielnych kolumnach. Zwiększona wskutek tego moc magnesująca kompensowana jest częściowo w modelu baterią kondensatorów włączonych na wejściu zasilacza (20 μ F, 500 V). Transformator zapłonowy wykonano stosując rdzeń płaszczy, uzwojenie pierwotne i wtórne nawinięto w oddzielnych karkasach i umieszczono obok

siebie. Takie rozwiązanie zapewnia dobre warunki izolacyjne, jednak powiększa reaktancje rozproszenia czyniąc charakterystykę zewnętrzną bardziej podatną i zmniejszając prąd elektrody zapłonowej. Konstrukcję rdzenia z wymiarami przedstawia rys. 5.7. Uzwojenia transformatora zapłonowego wykonano drutem miedzianym izolowanym emalią: uzwojenia pierwotne 360 zwojów drutem o średnicy 0,6 mm, a uzwojenie wtórne drutem o średnicy 0,2 mm, dwie cewki po 12300 zwojów. Uzwojenia zostały zalane masą kablową. W modelu II inne są tylko transformatory robocze, natomiast pozostałe elementy zasilacza i ich połączenie pozostały bez zmian. Celem budowy drugiego modelu było powiększenie mocy zasilacza, umożliwienie pracy przy sześciu elektrodach oraz zmniejszenie reaktancji wewnętrznej.



Rys. 5.7. Transformator zapłonowy z wymiarami i rozmieszczeniem uzwojeń

Jak wykazała analiza w p. 2.2., optymalną pod względem energetycznym pracę plazmotronu można realizować przy reaktancji zwarcia transformatora około 30 %.



Rys. 5.8. Rozmieszczenie uzwojeń transformatora II modelu zasilacza

Konstrukcja rozdzielonych uzwojeń, zastosowana w modelu I, daje reaktancję zwarcia około 80 %, natomiast w konstrukcji cylindrycznej współosiowej można uzyskać reaktancję zwarcia nie wyższą niż 20 %. Aby uzyskać pożądaną reaktancję zwarcia transformatorów roboczych w modelu II zastosowano konstrukcję uzwojeń mieszaną, tj. część uzwojenia pierwotnego umieszczono na tej samej kolumnie

co uzwojenie wtórne, a część na drugiej kolumnie. Parametry transformatorów roboczych podano w tablicy 5.1 a rozmieszczenie uzwojeń na rdzeniu przedstawia rys. 5.8. Zbudowane modele umożliwiły przeprowadzenie badań eksperymentalnych plazmotronu łukowego typu GlidArc w laboratorium Katedry Podstaw Elektrotechniki, w laboratorium GREMI Uniwersytetu w Orleanie oraz w Zakładach Metalurgicznych URSUS w Lublinie. Badania te pozwoliły zweryfikować rozważania teoretyczne przeprowadzone w niniejszej pracy. Zasilacze o parametrach jak w modelu I zostały wykonane pod kierunkiem autorki na zamówienie Uniwersytetu w Orleanie, gdzie są wykorzystywane do badań w generatorach plazmy nietermicznej i w przemysłowych instalacjach pilotujących. Firma Sunnen Technology z Paryża zawarła umowę licencyjną na produkcję takich urządzeń we Francji, gdzie trwa postępowanie patentowe [57][58].

5.3. Badania eksperymentalne

Zbudowane modele poddano próbom, których wyniki przedstawiono w tablicach 5.2, 5.3 i 5.4. Przebiegi chwilowych wartości prądu i napięcia przedstawiono w postaci oscylogramów na rys. 5.9.

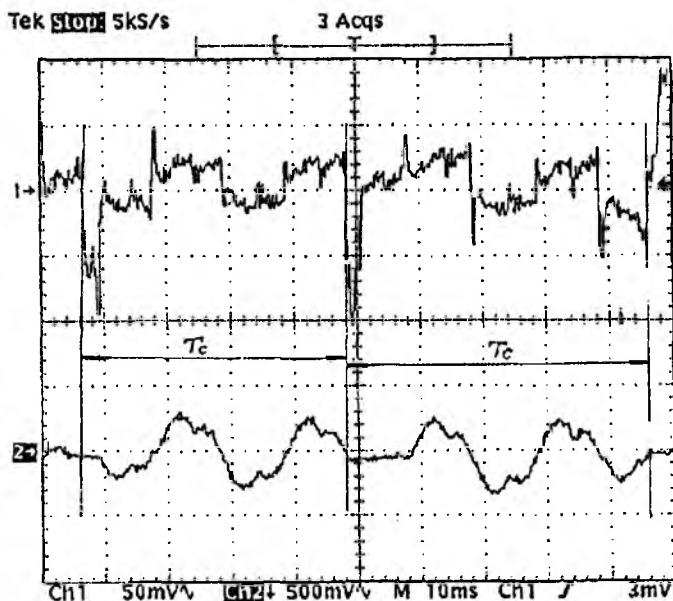
Tablica 5.2.
Wyniki badań eksperymentalnych modeli zintegrowanych

	Warunki pracy	U_1	I_1	S_1	P_1	U_2	I_2	S_2	P_2	R_1/X_2
		V	A	VA	W	V	A	VA	W	Ω
I 3-faz.	stan jałowy	380	0,3	230	41	1640	0	0	0	611 / 720
	stan zwarcia	380	14	9214	150	0	2,0	0	0	
	obciążenie	380	12	7898	1950	1100	1,8	3430	1640	
II 6-faz.	stan jałowy	380	0,6	395	76	2000	0	0	0	1070 / 907
	stan zwarcia	380	24	15700	600	0	2	0	0	
	obciążenie	380	20	13148	4900	1600	1,5	7200	4330	

Prąd łuku podczas cyklu pracy plazmotronu jest praktycznie sinusoidalny, natomiast napięcie jest znacznie odkształcone i chociaż nie występuje przesunięcie fazowe między przebiegami prądu i napięcia ($\varphi=0$), to moc pozorna S_2 jako iloczyn skutecznych wartości napięcia U_2 i prądu łuku I_2 jest wyższa od mocy czynnej P_2 , bowiem występuje moc odkształcenia D_2 . Dla wyznaczenia mocy czynnej łuku wystarczy znać wartość skuteczną prądu łuku i pierwszą harmoniczną napięcia łuku:

$$P_2 = U_{21h} \cdot I_2 \quad (5.4)$$

Analizę harmonicznych napięcia łuku w układzie sześcieelektrodowym podaje tablica 5.3. Krzywa napięcia jest nieparzysta o odwrotnej zgodności półokresów, więc wystąpią tylko harmoniczne nieparzyste.



Rys. 5.9. Oscylogramy napięcia (1) i prądu (2) elektrod plazmotronu

Tablica 5.3.

Zawartość harmonicznych w napięciu łuku

U_1	I_1	U_2	I_2	U_{21h}	U_{23h}	U_{25h}	U_{27h}	U_{29h}	Długość elektrod	Liczba okresów w cyklu
V	A	V	A	%	%	%	%	%	mm	-
380	20	1500	1,5	100	27	21	18	10	200	3
380	20	1500	1,5	100	23	20	18	8	560	10

Zawartość harmonicznych w krzywej napięcia łuku mało zależy od długości elektrod, liczby okresów w cyklu i czasu ich trwania, więc wyniki podane w tablicy 5.4 można uznać za reprezentatywne dla wszystkich plazmotronów typu Gli-dArc. Wartość skuteczna napięcia łuku wyraża się poprzez procentową zawartość harmonicznych następująco:

$$U_2 = \sqrt{U_{21h}^2 + U_{23h}^2 + U_{25h}^2 + \dots}$$

Wykorzystując wyniki pomiarów z tablicy 5.4 otrzymamy:

$$U_2 = U_{2lh} \sqrt{1 + 0,27^2 + 0,21^2 + 0,18^2 + 0,1^2} = 1,077 \cdot U_{2lh}$$

skąd: $U_{2lh} = 0,93 \cdot U_2$

i $P_2 = U_{2lh} \cdot I_2 = 0,93 \cdot S_2$

oraz $D_2 = \sqrt{S_2^2 - P_2^2} = S_2 \sqrt{1 - 0,93^2} = 0,37 \cdot S_2$

Uwzględniając różne liczby okresów w cyklu pracy plazmotronu i czas cyklu, można uznać, że moc odkształcenia stanowi 30-40% a moc czynna 80-90% mocy pozornej plazmotronu. Uwzględniając zawartość harmonicznych napięcia między elektrodami plazmotronu można podać prostą zależność na moc czynną wyladowań w plazmotronie:

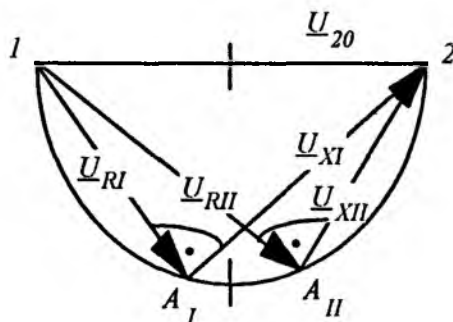
$$P_2 = (0,8 + 0,9) \cdot U_2 \cdot I_2 \quad (5.5)$$

Pomimo, że przebieg napięcia jest odkształcony, dla zilustrowania stopnia wykorzystania mocy transformatora, przyjmiemy do rozważań tylko pierwszą harmoniczną napięcia U_{2lh} i posłużymy się wykresem wektorowym (Rys. 2.15). Na wspólnym wykresie narysujemy rozkłady napięć w obwodach wtórnych obu modeli zasilacza, co pozwoli ocenić wpływ reaktancji rozproszenia na wykorzystanie mocy, którego miarą może być stosunek mocy pozornych na wejściu i wyjściu zasilacza S_2/S_1 (p. 2.2.3.).

Straty mocy w transformatorze zaplonowym nie przekraczają 30W i w rozważaniach energetycznych są pominięte. Wyniki pomiarów i obliczeń układów zintegrowanych omawianych w pracy oraz dane o modelach zasilaczy stosowanych do zasilania plazmotronów GlidArc [20],[57] posłużyły do wyznaczenia parametrów energetycznych tych układów, które przedstawiono w tablicy 5.4. Dwa pierwsze układy z tablicy 5.4 charakteryzują się bardzo niskim stosunkiem S_2/S_1 będącym miarą wykorzystania transformatora, co wynika z dużej rozbieżności pomiędzy napięciem stanu jałowego U_{20} i napięciem pracy U_2 (oba układy nie posiadają elektrody zaplonowej).

W obu tych układach stosunek reaktancji zwarcia zasilacza X do impedancji obwodu wtórnego zasilacza z lukiem ($x=X/Z$) jest wysoki i wynosi ponad 95 %. W modelach układów zintegrowanych udział reaktancji wewnętrznej zasilacza w impedancji wypadkowej jest mniejszy (Tablica 5.4). Jak wynika z analizy przeprowadzonej w rozdz. 2.2.3 najbardziej korzystne warunki pracy plazmotronu ze względu na wykorzystanie mocy zasilacza i stabilną pracę uzyskamy, gdy reaktancja źródła będzie wynosiła 30 % impedancji wypadkowej obwodu. Układy

zintegrowane pozwalają przybliżyć się do takich korzystnych warunków pracy plazmotronu.



Rys. 5.10. Wykresy wektorowe napięć w modelach I i II zasilaczy (Tab.5.2)

Tablica 5.4.

Charakterystyka energetyczna różnych modeli układów zasilania plazmotronów

UKŁAD	U_1	I_1	U_{20}	liczba elektr.	U_2	I_2	S_2/S_1	R_l	X	η	x
	V	A	V	-	V	A	-	Ω	Ω	%	%
Transformator + dławiki	380	608	8000	18	2000	5	0,04	400	1600	61	97
Magnetyczny potrajacz	380	10	7000	2	2000	0,2	0,06	10000	33500	76	95
Zintegrowany Model I	380	12	1640	3	1100	1,8	0,43	611	676	84	74
Zintegrowany Model II	380	20	2000	6	1600	1,5	0,55	1060	800	88	60

Badania eksperymentalne na modelach potwierdziły rozważania teoretyczne o pracy plazmotronu typu GlidArc oraz pozwoliły zweryfikować i przyjąć proste metody wyznaczania mocy odkształcenia i mocy czynnej łuku.

6. PROJEKTOWANIE ZINTEGROWANYCH ZASILACZY ELEKTROMAGNETYCZNYCH REAKTORÓW PLAZMOWYCH

Projektowanie zintegrowanych zasilaczy elektromagnetycznych generatorów ozonu i plazmotronów łukowych typu GlidArc sprowadza się w zasadzie do wyznaczania parametrów konstrukcyjnych jednofazowych transformatorów tworzących układ zintegrowany. W pracy tych specjalnych transformatorów istotną rolę spełniają wyższe harmoniczne strumienia magnetycznego, których wartości zależą nie tylko od nieliniowości charakterystyki magnesowania magnetowodu, ale w równym stopniu od nieliniowego odbiornika. Przy wyborze materiału na rdzeń i wartości indukcji, obok stosowanego w projektowaniu transformatorów kryterium strat mocy w stali i prądu magnesującego (poboru mocy biernej na magnesowanie), należy uwzględniać wartości wyższych harmonicznych indukcji. Również, w sposób szczególny należy potraktować zapewnienie wymaganej reaktancji rozproszenia (zwarcia) w projektowanych transformatorach zasilaczy zintegrowanych, która, jak to wynika z rozważań w p. 2.2.3, powinna wynosić około (30-40)%. Jest to wartość wyższa od stosowanych w transformatorach energetycznych i niższa niż w zasilaczach do urządzeń spawalniczych. Taką wartość reaktancji rozproszenia trudno uzyskać w konstrukcji uzwojeń współosiowych, gdzie nie przekracza ona 15%, ani w konstrukcji o uzwojeniach rozdzielonych, w której reaktancja ta wynosi powyżej 60%.

6.1. Projektowanie zintegrowanych układów zasilania generatorów ozonu

Projektowanie zintegrowanych zasilaczy generatorów ozonu o częstotliwościach 150, 250 i 450 Hz opartych na magnetycznych mnożnikach symetrycznych typu transformatorowego jest podobne. Różnica polega jedynie na doborze liczby zwojów uzwojeń pierwotnych i takim ich połączeniu, aby zapewnić symetryczny układ 3, 5 lub 9 fazowy. Strumienie magnetyczne w magnetowodach transformatorów jednofazowych są symetryczne, przy zasilaniu z sieci trójfazowej, tylko przy danych liczbach zwojów i ich odpowiednim połączeniu (Rys. 4.1). Najprostszym jest układ na częstotliwość 150 Hz, zbudowany z trzech jednakowych transformatorów jednofazowych i metodykę projektowania przedstawimy na jego przykładzie

W projektowaniu zasilaczy elektromagnetycznych do generatorów ozonu punktem wyjścia jest zwykle charakterystyka zewnętrzna $U_2=f(I_2)$ oraz charakterystyka magnesowania obwodu magnetycznego $B=f(H)$. Jak wykazały wcześniejsze rozważania, charakterystyka zewnętrzna i moc wyjściowa S_2 bardzo zależą od natury obciążenia i stanu nasycenia rdzenia. Zapewnienie odpowiednio wysokiego poziomu strumienia roboczego Φ_3 wymaga wyboru indukcji magnetycznej B w rdzeniach, która w przypadku mnożników do typowych zastosowań zawiera się w granicach 2,0 - 2,4 T [55]. Wymaganie to powoduje, że prąd magnesujący potracający stanowi znaczną część prądu pierwotnego (50-80%). Moc pozorna na wejściu mnożnika S_1 jest znacznie większa od mocy na wyjściu S_2 (dostarczanej do odbiornika). Moc bierna Q_1 konieczna do magnesowania rdzeni dostarczana jest przez uzwojenie pierwotne z sieci lub baterii kondensatorów przyłączanej do zacisków uzwojenia pierwotnego lub wtórnego. Poziom indukcji w rdzeniach transformatorów zasilacza ma istotny wpływ na kształt jego charakterystyki zewnętrznej $U_2=f(I_2)$, która w przypadku obciążeń rezystancyjnych i rezystancyjno-indukcyjnych jest stosunkowo podatna (Rys. 4.7). Usztywnienie charakterystyki zewnętrznej realizowane jest w zasilaczu przez włączanie szeregowo lub równolegle z odbiornikiem odpowiednio dobranej baterii kondensatorów. Przy obciążeniu czynno-pojemnościowym, jakim jest wytwornica ozonu, bierna moc na magnesowania rdzeni może być dostarczana przez odbiornik. Należy tak dobrać wartość indukcji magnetowodów transformatorów zasilacza, aby moc pojemnościowa ozonatora Q_C była równa indukcyjnej mocy magnesowania rdzeni Q_L .

W tak zaprojektowanym zasilaczu moce pozorne uzwojeń pierwotnego i wtórnego są do siebie zbliżone oraz wykorzystanie materiałów na rdzeń i uzwojenia jest w przybliżeniu takie, jak w transformatorze o tej samej mocy. Występującej w uzwojeniu pierwotnym mocy odkształcenia nie można skompensować całkowicie za pomocą kondensatorów. Jej wartość możemy jednak ograniczyć przez

przyjęcie odpowiednio niskiej indukcji pracy zasilacza. Jest to możliwe tylko w przypadku odbiornika pojemnościowego o niskim współczynniku mocy jakim jest ozonator. Prąd magnesujący zasilacza obciążonego ozonatorem może mieć wartość zbliżoną do wartości prądu magnesującego transformatora.

Zagadnienia projektowania zasilaczy transformatorowych do innych zastosowań zostały szczegółowo omówione w następujących publikacjach [3], [28-36], [44], [45], [47], [56], [79], [80], [81], [82], [125-127].

6.1.1. Założenia do projektowania

Założenia do projektowania zintegrowanego układu zasilania ozonatora wynikają z wymagań ozonatora, który jest specyficznym odbiornikiem energii elektrycznej, zarówno ze względu na pojemnościowy charakter jak i zmienność współczynnika mocy. Gdy napięcie szczeliny wyładowczej jest mniejsze od napięcia zapłonu, o impedancji wypadkowej elementu wyładowczego ozonatora i jego współczynniku mocy decyduje nieprzewodząca szczelina i wypadkowa pojemność elementu wyładowczego. W trakcie wyładowań ozonator jest szeregowym połączeniem przewodzącej szczeliny i pojemności warstwy dielektryka, a zatem jego impedancja oraz współczynnik mocy są inne niż w stanie bez wyładowań.

Do projektowania zasilacza przyjęto następujące założenia:

- wydajność generatora ozonu $0,5 \text{ kg } O_3 / h$
ozonator składa się z 20 elementów wyładowczych typu M13 francuskiej firmy Degremont [130])
- zużycie mocy czynnej $P = 8 \text{ kW}$
- moc pozorna zasilacza $S_{2n} = 10 \text{ kVA}$
- napięcie wtórne $U_{2n} = 8 \text{ kV}$
- napięcie pierwotne $U_{1n} = 380 \text{ V}$
- regulacja napięcia zasilającego ozonator realizowana przez zmianę impedancji włączonej między punkty neutralne sieci zasilającej i gwiazdy uzwojeń pierwotnych transformatorów zasilacza.

6.1.2. Przykład projektowania

Wybór materiału rdzeniowego

Materiał na rdzenie transformatorów decyduje w znacznej mierze o przetwarzaniu częstotliwości, przenoszeniu mocy, stratach i sprawności zasilacza, bowiem zjawiska zachodzące w rdzeniach i ich nieliniowość leżą u podstaw jego działania. Materiał rdzeniowy powinien sprostać wymaganiom pracy przy znacznych nasyceniach obwodu magnetycznego a kształt charakterystyki magnesowa-

nia i położenie punktu pracy wpływają w zasadniczy sposób na moc wyjściową i parametry eksploatacyjne zasilacza. Optymalny materiał rdzeniowy [30], [45], [47] powinien umożliwiać budowę rdzeni mnożników charakteryzujących się dużym udziałem trzeciej harmonicznej indukcji $B_{30} = f(B_1)$, niewielkim prądem magnesującym oraz niską stratnością. Kryteria te dobrze spełniają materiały o wysokim współczynniku prostokątności charakterystyki magnesowania, określanej jako stosunek indukcji remanencji B_r do indukcji nasycenia B_s . Dla stosowanych powszechnie na rdzenie transformatorów mocy blach elektrotechnicznych współczynnik prostokątności zawiera się w granicach od 0,85-0,9, co zapewnia udział trzeciej harmonicznej indukcji B_{30} wynoszący 21% harmonicznej podstawowej. Obok stosowanej dotychczas blachy transformatorowej zorientowanej na magnetowody transformatorów mogą być wykorzystane magnetyczne materiały amorficzne, które charakteryzują się krzywą magnesowania o dużej prostokątności i niskiej indukcji nasycenia [47]. Umożliwia to pracę zasilacza przy niskich stratach mocy i małym prądzie magnesującym. Obecnie taśmy ze szkieł metalicznych są dostępne, jednak ich cena jest znacznie wyższa od ceny konwencjonalnych materiałów magnetycznych.

Jako materiał rdzeniowy wybrano blachę transformatorową zimno walcowaną ET-3 o grubości 0,3 mm, której charakterystykę magnesowania $H=f(B)$ oraz stratność $\Delta P_F=f(B)$ przedstawiono w tablicy 6.1.

Tablica. 6.1.

Charakterystyka magnesowania i stratność blachy transformatorowej ET-3

B	T	0,75	1,5	1,7	1,8	1,9
H	A/m	20	50	200	1000	2500
ΔP_F	W/kg	0,23	0,95	1,42	1,76	2,12

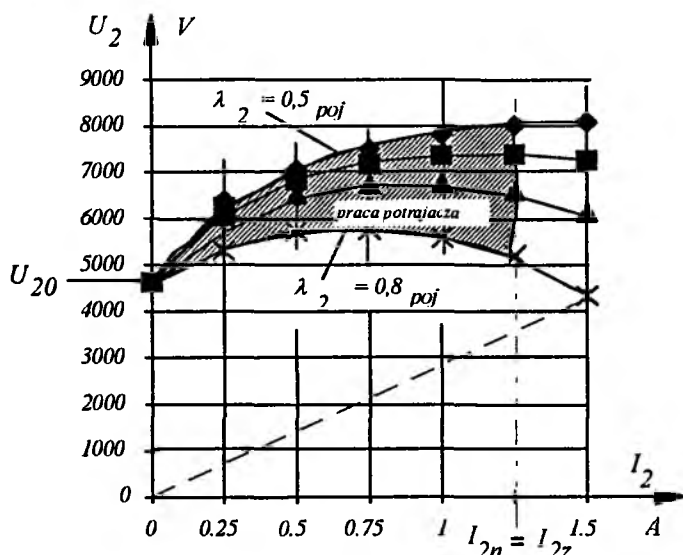
Charakterystyka zewnętrzna

Po wyborze materiału rdzeniowego kolejnym krokiem w projektowaniu magnetycznych mnożników częstotliwości jest wyznaczenie wymaganej charakterystyki zewnętrznej $U_2=f(I_2)$ i jej punktów ekstremalnych: napięcia w stanie jałowym U_{20} i wtórnego prądu zwarcia I_{2z} . Znamionowy prąd wtórny zasilacza wyznaczamy z jego znamionowej mocy wtórnej:

$$I_{2n} = \frac{S_{2n}}{U_{2n}} = \frac{10000VA}{8000V} = 1,25 A \quad (6.1)$$

Prąd zwarcia strony wtórnej I_{2z} zasilacza wyznacza się tak, aby przy znamionowych warunkach obciążenia uzyskać na jego wyjściu maksymalną moc [30], co ma ścisły związek z wymaganą sztywnością charakterystyki zewnętrznej. Dla obciążeń rezystancyjnych i rezystancyjno-indukcyjnych maksymalną moc wyjściową uzyskuje się dla $I_{2n}/I_{2z} = (0,5-0,7)$. Przy obciążeniach pojemnościowych, w zależności od wartości współczynnika mocy stosunek $I_{2n}/I_{2z} = (0,9-1,9)$, co oznacza że dla obciążeń pojemnościowych zasilacz osiąga swą maksymalną moc dla prądu wtórnego I_2 większego od prądu zwarcia I_{2z} (rys. 4.7 i 4.9). Z powyższych względów oraz biorąc pod uwagę konieczność zapewnienia stabilnej pracy projektowanego zasilacza prąd zwarcia przyjęto równy znamionowemu prądowi wtórnemu:

$$I_{2z} = I_{2n} = 1,25 A$$



Rys. 6.1. Obliczone charakterystyki zewnętrzne projektowanego zasilacza dla pojemnościowego obciążenia o współczynnikach mocy z przedziału od 0,5 do 0,8 (zakreskowano przewidywany przedział pracy)

Napięcie stanu jałowego U_{20} strony wtórnej wyznaczamy z zależności (4.10) uwzględniającej zmienność reaktancji wewnętrznej zasilacza dla współczynnika mocy obciążenia $\lambda_2 = 0,5_{poj}$

$$\begin{aligned}
 U_{20} &= \frac{U_{2n}}{\sqrt{1 - \frac{I_{2n}^2 \lambda_2^2}{I_{2z}^2}} + \sqrt{\frac{I_{2n}^2 (1 - \lambda_2^2)}{I_{2z}^2}}} = \\
 &= \frac{8000}{\sqrt{1 - \frac{1,25}{1,25} \cdot 0,5^2} + \sqrt{\frac{1,25}{1,25} \cdot 0,866}} = 4619 \text{ V}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Korzystając z obliczonych wartości U_{20} i I_{2z} wyznaczono charakterystyki zewnętrzne zasilacza dla czterech wartości współczynnika mocy: $\lambda_2=0,5$; $0,6$; $0,7$ i $0,8_{poj}$. Wyniki obliczeń przedstawiono na rysunku 6.1.

Jak wynika z rysunku 6.1 oraz z rozważań w rozdziale 4.1 (rys. 4.7 i 4.9), im niższy współczynnik mocy obciążenia o charakterze pojemnościowym, tym wyższą moc maksymalną można uzyskać na wyjściu. W projektowanym zasilaczu dla współczynnika mocy obciążenia $\lambda_2=0,5_{poj}$ maksymalną moc na wyjściu uzyskuje się dla prądu $I_2=1,5A$. Obciążenie zasilacza takim prądem w przypadku gdy $\lambda_2=0,8_{poj}$ przesunęłoby punkt pracy zasilacza na granicę obszaru pracy stabilnej. Jak wynika z badań ozonatora (rozdział 4.4), jego współczynnik mocy zmienia się w granicach przedstawionych na rysunku 6.1, zatem przyjęto obszar pracy i wartości prądu wtórnego dla współczynnika mocy $\lambda_2=0,8_{poj}$. Tak wybrany, zakresowany na rysunku 6.1, obszar zapewni stabilną pracę zasilacza w całym spodziewanym zakresie zmian obciążenia.

Wstępne obliczenia wymiarów geometrycznych rdzenia i uzwojeń

Wyznaczenie parametrów konstrukcyjnych zasilacza wymaga określenia poziomu trzeciej harmonicznej indukcji w rdzeniach transformatorów, bowiem to ona decyduje o przekazywaniu mocy z uzwojeń pierwotnych do obciążenia. Dla rdzeni transformatorów zasilacza zbudowanych z blachy transformatorowej zimno-walcowanej i indukcji z przedziału $(1,8-2,3T)$ trzecia harmoniczna indukcji B_{30} w stanie jałowym może być z dostateczną dokładnością wyznaczona z uproszczonej zależności: [117]

$$B_{30} = 0,21 B_1 \tag{6.3}$$

Zakładając wartość pierwszej harmonicznej indukcji w rdzeniach transformatorów zasilacza $B_1=1,9 \text{ T}$, wyznaczamy $B_{30}=0,21 \cdot 1,9=0,399 \text{ T}$.

W stanie obciążenia w rdzeniach transformatorów indukuje się dodatkowy strumień magnetyczny potrojonej częstotliwości, który wzmacnia trzecią harmoniczną strumienia indukowaną przez prąd pierwotny, przy czym, wraz z obciążeniem,

zmienia się zarówno wartość jak i faza wypadkowej trzeciej harmonicznej strumienia, jak to przedstawiono na rysunku 6.2.

Przy znanej wartości indukcji trzeciej harmonicznej o strumieniu i napięciu wtórnym przesądza powierzchnia przekroju kolumny rdzenia S_{Fe} , którą można wyznaczyć, podobnie jak dla transformatorów, ze wzoru Richtera:

$$S_{Fe} = c \cdot \sqrt{\frac{S_{2n}}{m \cdot f_1}} = 2,48 \cdot 10^{-4} \cdot \sqrt{\frac{10000}{3 \cdot 50}} = 20,25 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (6.4)$$

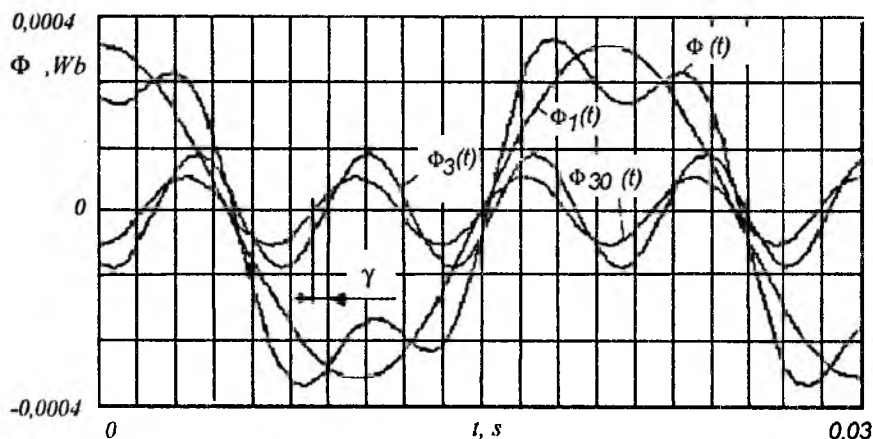
gdzie: S_{2n} – moc znamionowa na wyjściu 150 Hz w VA

m – liczba transformatorów zasilacza,

f_1 – częstotliwość na wejściu,

c – stała, która dla transformatorów zasilaczy zintegrowanych

przyjmuje wartości z przedziału $(2 \div 4) \cdot 10^{-4} \left[\frac{\text{m}^2 \cdot \text{s}^2}{\text{VA}} \right]$.



Rys. 6.2. Wpływ pojemnościowego obciążenia na przebieg strumienia magnetycznego $\Phi(t)$ w rdzeniach zasilacza: $\Phi_1(t)$ - pierwsza harmoniczna strumienia magnetycznego, $\Phi_{30}(t)$ - trzecia harmoniczna strumienia w stanie jałowym zasilacza, $\Phi_3(t)$ - trzecia harmoniczna strumienia w stanie obciążenia pojemnościowego ($\lambda_2=0,5 \text{ poj.}$), γ - kąt przesunięcia fazowego trzeciej harmonicznej strumienia magnetycznego w stanie jałowym względem tegoż strumienia w stanie obciążenia

Założono, że obwód magnetyczny będzie miał przekrój kwadratowy o jednakowej powierzchni na całej długości kolumn i jarzm, aby zapewnić jednakowy poziom nasycenia w całym rdzeniu. Pozostałe wymiary rdzenia tj. wysokość kolumn, odstęp między osiami kolumn i szerokość okna zostaną wyznaczone po określeniu średniej długości magnetowodu.

Wymagane liczby zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego transformatorów zasilacza wyznaczamy ze znanych zależności:

$$N_1 = \frac{U_{1f}}{\sqrt{2}\pi f_1 S_{Fe} B_1} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot 50 \cdot 20,25 \cdot 10^{-4} \cdot 1,9} \approx 257$$

$$N_2 = \frac{U_{20}}{3 \cdot \sqrt{2}\pi f_3 S_{Fe} B_{30}} = \frac{4619}{3 \cdot 4,44 \cdot 150 \cdot 20,25 \cdot 10^{-4} \cdot 0,399} \approx 2862 \quad (6.5)$$

Średnią długość magnetowodu l_{Fe} wyznaczamy z prawa przepływu dla wymaganego prądu zwarcia I_{2z} i chwili, dla której indukcja w rdzeniu fazy A potrajacza B_{tA} przyjmuje wartość maksymalną równą B_1 :

$$3i_{2z}z_z = l_{Fe} \{H(B_{tA}) + H(B_{tB}) + H(B_{tC})\} \quad (6.6)$$

Aproksymując charakterystykę magnesowania rdzeni transformatorów zasilacza funkcją $H(B) = a \sinh(bB)$, przy czym współczynniki aproksymacji $a=11,1[A/m]$, $b=4,82[1/T]$ wyznaczono metodą wybranych punktów oraz uwzględniając, że dla $B_{tA}=B_1$, $B_{tB}=B_{tC}= -\frac{1}{2}B_1$, średnia długość drogi strumienia magnetycznego w rdzeniu potrajacza wyniesie:

$$l_{Fe} = \frac{3\sqrt{2} \cdot z_z \cdot I_{2z}}{a \cdot \left(\sinh bB_1 - 2 \sinh \frac{bB_1}{2} \right)}$$

$$= \frac{3\sqrt{2} \cdot 2862 \cdot 1,25}{11,1 \cdot \left(\sinh 4,82 \cdot 1,9 - 2 \cdot \sinh \frac{4,82 \cdot 1,9}{2} \right)} = 0,93 m \quad (6.7)$$

Wymiary magnetowodu transformatora zasilacza przedstawiono na rysunku 6.3. Tak wyznaczone przekrój rdzenia i średnia długość magnetowodu określają masę stali konieczną do wytworzenia wymaganej mocy S_2 na wyjściu zasilacza. Masa żelaza jednego rdzenia transformatora zasilacza wynosi $M_{Fe} = 13,3$ kg. Wymiary

magnetowodu należy jeszcze po obliczeniu uzwojeń zweryfikować, sprawdzając czy zapewnią one dosyć miejsca w oknie rdzenia na umieszczenie cewek uzwojenia pierwotnego i wtórnego. Przekrój poprzeczny przewodów uzwojenia pierwotnego i wtórnego wyznaczamy z prądów pierwotnego I_1 i wtórnego I_2 . Prąd wtórny I_2 wyznaczono z wymaganej mocy S_2 . Zakładając gęstość prądu w uzwojeniu miedzianym przy chłodzeniu naturalnym równą $j=2 \text{ A/mm}^2$, powierzchnia przekroju poprzecznego uzwojenia wtórnego:

$$S_{cu2} = \frac{I_{2n}}{j} = \frac{1,25}{2} = 0,6125 \text{ mm}^2$$

Wartość skuteczną prądu pierwotnego wyznaczono z następującej zależności:

$$I_1 = \sqrt{\left(\frac{I_{Fe} \cdot a}{z_1}\right)^2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sinh^2 [b B_A(t)] d(\omega t) - I_2'^2} \quad (6.8)$$

gdzie: $B_A(t) = B_1 \cos \omega t - B_3 \cos(3\omega t - \gamma)$ – chwilowa wartość wypadkowej indukcji w rdzeniu fazy A zasilacza w stanie obciążenia,

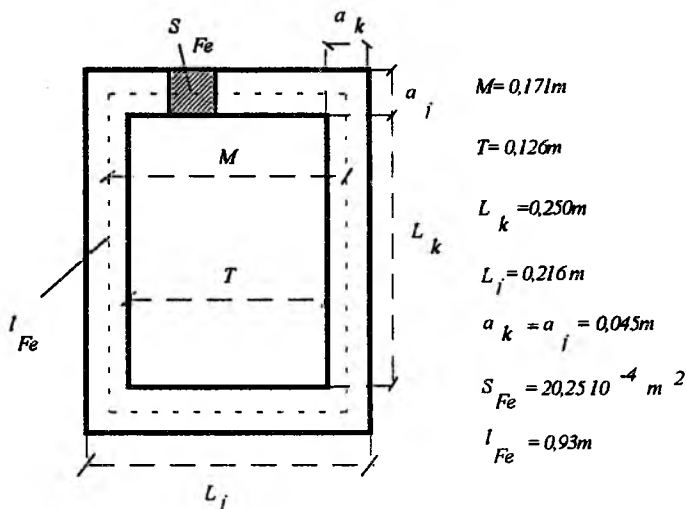
B_3 – trzecia harmoniczna indukcji w stanie obciążenia,

$\gamma = \arccos\left(\frac{U_2}{U_{20}} \cdot \lambda_2\right) + \arccos \lambda_2$ – kąt przesunięcia trzeciej harmonicznej indukcji w stanie jałowym względem tej indukcji w stanie obciążenia, dla obciążenia czynno-pojemnościowego (rys.6.2),

$I_2' = I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1}$ – wartość skuteczna prądu wtórnego transformatora zasilacza przeliczona na stronę pierwotną,

$a=11,1$ i $b=4,82$ – współczynniki aproksymacji charakterystyki magnesowania obwodu magnetycznego transformatora zasilacza

Wyniki obliczeń prądu pierwotnego projektowanego zasilacza wyznaczone z zależności 6.8 dla trzech wybranych wartości współczynnika mocy obciążenia przedstawiono w tablicy 6.2. W tablicy, obok wartości skutecznej prądu pierwotnego zamieszczono również jego pierwszą, piątą i siódmą harmoniczną oraz moc pozorną S_1 i moc bierną magnesującą Q_1 , przenoszoną przez pierwszą harmoniczną prądu i napięcia po stronie pierwotnej.



Rys.6.3. Wymiary obwodu magnetycznego jednego z trzech transformatorów zasilacza

Dla porównania, moce te zestawiono dla poszczególnych współczynników mocy λ_2 z odpowiadającymi im mocami strony wtórnej S_2 i Q_2 . Obliczenia do tablicy 6.2 wykonano przy założeniu, że nie występują straty mocy czynnej w rdzeniu i uzwojeniach zasilacza, tj. że $P_1 = P_2$.

Tablica 6.2.

Wyniki obliczeń prądu pierwotnego i mocy zasilacza

	I_2	S_1	S_2	I_1	I_{1h}	I_{5h}	I_{7h}	Q_1	Q_2
λ_2	A	VA	VA	A	A	A	A	var	var
0,5 _{poj}	1,5	9017	10000	13,7	13,17	3,69	0,931	7080	8660
0,8 _{poj}	1,5	11057	10000	16,8	16,1	4,67	0,96	6949	6000
1,0	1,5	27722	10000	42,1	40,4	11,53	1,61	24638	0

Jak wynika z tablicy 6.2, w przedziale współczynników mocy od 0,5 do 0,8 moce pozorne strony wtórnej i pierwotnej mają zbliżone wartości, a nawet w przypadku $\lambda_2 = 0,5$ moc pozorna na wejściu S_1 jest mniejsza od S_2 , co należy tłumaczyć prze-kompensowaniem - moc bierna pojemnościowa Q_2 jest większa od mocy biernej magnesującej Q_1 . Dla obciążenia o charakterze rezystancyjnym $\lambda_2 = 1$ moc S_1 jest niemal trzy razy większa od mocy na wyjściu zasilacza S_2 , ponieważ zapewnienie wymaganych warunków pracy odbiornika wymaga, przy podanej charakterystyce obciążenia, ustalenia punktu pracy zasilacza w zakresie znacznie większych nasycień (poziom indukcji B_1) niż w przypadku obciążenia pojemnościowego i wiąże się z dużym poborem mocy Q_1 na magnesowanie. Przyjmując gęstość prą-

du w uzwojeniu pierwotnym równą $j=2 \text{ A/mm}^2$ powierzchnia przekroju poprzecznego uzwojenia pierwotnego wyniesie:

$$s_{u1} = \frac{I_1}{j} = \frac{16,8}{2} = 8,4 \text{ mm}^2$$

Uzwojenie zostanie wykonane drutem miedzianym o przekroju prostokątnym $4,5 \times 2 \text{ mm}$ i powierzchni $s_{u1}=8,30 \text{ mm}^2$ co daje gęstość prądu $j=2,02 \text{ A/mm}^2$.

Tablica 6.3.

Dane zaprojektowanego zasilacza

Dane wejściowe		
Znamionowa moc wtórna S_2	VA	10000
Napięcie pierwotne U_1	V	380
Napięcie wtórne U_2	V	8000
Współczynnik mocy obciążenia λ_2	-	0,5-0,8poj.
Pierwsza harmoniczna indukcji B_1	T	1,9
Wyniki obliczeń zasilacza		
3 harmoniczna indukcji w stanie jałowym B_{30}	T	0,399
3 harm. indukcji w stanie obciążenia B_3 ($\lambda_2=0,5\text{poj}$)	T	0,69
Przekrój rdzenia S_{Fe}	m ²	$20,25 \cdot 10^{-4}$
Długość obwodu magnetycznego l_{Fe}	m	0,93
Wysokość kolumn L_k	m	0,25
Długość jarzma L_j	m	0,216
Grubość blachy transformatorowej ET-3	mm	0,35
Masa rdzeni transformatorów zasilacza M_{Fe}	kg	39,9
Całkowite straty w żelazie zasilacza ΔP_o	W	117,5
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego z_1		258
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego z_2		2862
Przekrój przewodu uzwojenia pierwotnego s_{u1}	mm ²	$0,625 \cdot 10^{-6}$
Przekrój przewodu uzwojenia wtórnego s_{u2}	mm ²	$8,3 \cdot 10^{-6}$
Masa uzwojeń M_u	kg	35,6
Straty mocy w miedzi ΔP_{u75}	W	344,5
Całkowite straty mocy w potrajaczu ΔP_c	W	462
Sprawność zasilacza przy obciążeniu znamionowym η	%	91,5

Wyznaczone wymiary przekrojów poprzecznych i liczba zwojów uzwojeń umożliwiają ich konstrukcję i ostateczne ustalenie wymiarów rdzenia. Przy ustalaniu

wymiarów magnetowodu nie może ulec zmianie wartość indukcji oraz długość drogi strumienia magnetycznego, bowiem spowoduje to zmianę charakterystyki zewnętrznej zasilacza $U_2=f(I_2)$ i jej punktów charakterystycznych: napięcia w stanie jałowym U_{20} i prądu zwarcia I_{2z} . Jeżeli względy konstrukcyjne wymuszają zmianę średniej długości drogi w żelazie to obliczenia należy powtórzyć dla nowych parametrów. W transformatorach zasilaczy zintegrowanych uznaje się symetrycznie obie kolumny, stąd ostateczne liczby zwojów uzwojeń są liczbami parzystymi. Mając wymiary uzwojeń i magnetowodu można wyznaczyć masę uzwojeń, straty mocy w miedzi i żelazie zasilacza, jego sprawność i ciężar. Wielkości te wyznacza się w taki sam sposób jak przy projektowaniu klasycznych transformatorów energetycznych [64]. Dane do projektowania i wyniki obliczeń parametrów konstrukcyjnych zasilacza ozonatora zawarto w tablicy 6.3. Sprawność zasilacza przy obciążeniu znamionowym obliczono dla współczynnika mocy $\lambda_2 = 0,5$ poj z zależności:

$$\eta = \frac{S_2 \cdot \lambda_2}{S_2 \cdot \lambda_2 + \Delta P_c} \quad (6.9)$$

Wyznaczanie impedancji w przewodzie zerowym zasilacza

W celu wyznaczenia impedancji Z_o , jaką należy włączyć w przewód zerowy zasilacza do regulacji napięcia wyjściowego, należy zwrócić uwagę, że jej oddziaływanie na napięcie wyjściowe jest analogiczne jak impedancji obciążenia, przy czym impedancja o charakterze indukcyjnym będzie zmniejszała napięcie wyjściowe na skutek odmagiesowania rdzenia, a o charakterze pojemnościowym spowoduje wzrost napięcia wyjściowego. Na rysunku 6.4 przedstawiono na charakterystykach zasadę regulacji napięcia wyjściowego zasilacza przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym. Napięcie wyjściowe U_2 jest proporcjonalne do napięcia U_{o0} na zaciskach impedancji Z_o , zaś maksymalny prąd w przewodzie zerowym jest proporcjonalny do prądu zwarcia I_{2z} przeliczonego na stronę pierwotną zasilacza według następujących zależności:

$$U_o = \frac{1}{3} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot U_2, \quad I_o = 3 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{2z} \quad (6.10)$$

Uwzględniając powyższe, moduł impedancji w przewodzie zerowym Z_o może być wyrażony poprzez impedancję na wyjściu zasilacza Z_2 następująco:

$$Z_o = \frac{U_o}{I_o} = \frac{1}{9} \cdot \vartheta^2 \cdot \frac{U_2}{I_{2z}} = \frac{1}{9} \cdot \vartheta^2 \cdot Z_2 \cdot \frac{I_2}{I_{2z}} \quad (6.11)$$

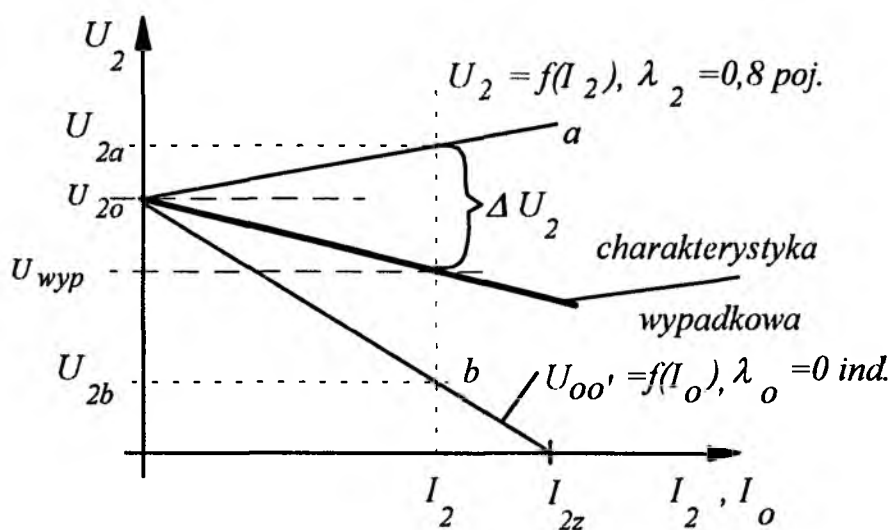
gdzie: ϑ – przekładnia zasilacza.

Ponieważ, w przypadku obciążenia ozonatorem, zarówno moduł jak i faza impedancji obciążenia Z_2 nie są stałe i zależą od napięcia na zaciskach ozonatora, impedancję przewodu zerowego Z_0 wyznaczono dla prądu $I_2 = I_{2z}$. Uwzględniając, że dla obciążenia pojemnościowego napięcie wyjściowe można wyrazić zależnością (6.2), wyrażenie na impedancję przewodu zerowego projektowanego zasilacza dla $I_2 = I_{2z}$ ma postać:

$$Z_0 = \frac{2}{9} \cdot \vartheta^2 \cdot X_{2z} \cdot \sqrt{1 - \lambda_2^2} \quad (6.12)$$

gdzie: $X_{2z} = \frac{U_{20}}{I_{2z}}$ – reaktancja zwarcia strony wtórnej zasilacza,

λ_2 – współczynnik mocy obciążenia.



Rys. 6.4. Idea regulacji napięcia wyjściowego zasilacza przez zmianę impedancji w przewodzie zerowym, a-charakterystyka zewnętrzna zasilacza bez przewodu zerowego, b- charakterystyka zewnętrzna zasilacza obciążonego impedancją o charakterze indukcyjnym włączoną w przewód zerowy (obwód wtórny zasilacza otwarty), ΔU_2 spadek napięcia spowodowany włączeniem w przewód zerowy impedancji Z_0 .

Tak wyznaczona impedancja o charakterze indukcyjnym włączona w przewód zerowy zasilacza spowoduje prąd w przewodzie zerowym I_0 równy prądowi zwarcia zasilacza przeliczonemu na stronę pierwotną I'_{2z} i będzie kompensować całkowicie wzrost napięcia spowodowany obciążeniem pojemnościowym. Zmniejszając impedancję do zera będziemy powodować zmniejszanie napięcia wyjściowego i dla $Z_0=0$ napięcie na wyjściu U_2 będzie równe zero, przy założeniu idealnej symetrii obwodów magnetycznych zasilacza.

W tablicy 6.4 przedstawiono wyniki obliczeń impedancji Z_0 projektowanego zasilacza w funkcji prądu obciążenia I_2 odniesionego do prądu zwarcia I_{2z} .

Tablica 6.4.

Wyniki obliczeń impedancji Z_0

I_2/I_{2z}	-	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
Z_0	Ω	4,53	4,98	5,3	5,55	5,76

Skuteczność regulacji napięcia wyjściowego poprzez zmianę impedancji w przewodzie zerowym potwierdzono badaniami eksperymentalnymi zintegrowanego układu zasilania ozonatora, których wyniki przedstawiono w rozdziale 4.4. pracy.

6.2. Projektowanie zasilaczy plazmotronów łukowych

Zintegrowany zasilacz elektromagnetyczny do zasilania plazmotronów łukowych typu GlidArc stanowi układ czterech transformatorów jednofazowych; trzy do przenoszenia mocy oraz jeden do realizacji zapłonu (Rys. 5.2). Transformatory mocy projektowane są na napięcie wyjściowe (2 - 4) kV, o reaktancji zwarcia około 30% i dostatecznie dużej indukcji w rdzeniu, tak aby trzecia harmoniczna strumienia magnetycznego mogła być wykorzystana do realizacji zapłonu. Transformator zapłonowy, przyłączany pomiędzy punkty neutralne sieci i gwiazdy uzwojeń pierwotnych transformatorów roboczych, pracuje przy częstotliwości 150 Hz i napięciu wyjściowym (10 - 15) kV.

6.2.1. Założenia do projektowania

Reaktory do plazmowej obróbki toksycznych gazów emitowanych do atmosfery nie zostały dotychczas uszeregowane pod względem stosowanych mocy jednostkowych, prądów i napięć, brak jest też ich danych katalogowych. Dotychczasowe doświadczenia francuskie [18],[19], amerykańskie [78],[92],[100] i pol-

skie [17],[19],[21][55 pozwalają określić pożądane wartości napięć roboczych, napięć zaplonu, prądu elektrod, które wynoszą:

napięcie robocze elektrod	$U_{20} = (2 \div 4) \text{ kV}$,
prąd elektrod	$I_2 = (1 \div 5) \text{ A}$,
liczba elektrod roboczych na jednym stopniu	3 lub 6,
liczba stopni	1, 2 lub 3
napięcie zaplonu	$U_z = (10 \div 15) \text{ kV}$
prąd elektrody zaplonowej	$I_z = (20 \div 30) \text{ mA}$
liczba transformatorów zaplonowych	1, 2 lub 3

Należy przypuszczać, że wymagane w instalacjach przemysłowych duże wydajności reaktorów plazmy nietermicznej doprowadzą do powstania optymalnych rozwiązań. Obecnie trudno przewidzieć, czy będzie to szereg równoległych komór plazmowych, jak ma to miejsce w generatorach ozonu, czy też tylko odpowiednia liczba elektrod we wspólnej komorze plazmowej. Liczba stopni szeregowych jest ograniczona samym procesem chemicznym, najczęściej jest to jeden stopień, rzadko więcej niż trzy. Reaktory plazmy nietermicznej powinny być pewne w ruchu i pracować w zasadzie bez obsługi.

Projektowanie układu sprowadza się do projektowania transformatorów o szczególnych wymaganiach odnośnie poziomu indukcji, kształtu charakterystyki magnesowania i wartości reaktancji rozproszenia (zwarcia).

Zasady projektowania transformatorów, szczególnie małych mocy, są szczegółowo opisane w bogatej literaturze [64] i powszechnie znane. Tutaj odnieśliśmy się jedynie do zagadnień, które są specyficzne dla zintegrowanych zasilaczy reaktorów plazmowych.

6.2.2. Materiał na rdzenie transformatorów roboczych

Ponieważ w zasilaczu zintegrowanym wykorzystuje się wyższe harmoniczne strumienia, na rdzenie transformatorów roboczych należy stosować materiał charakteryzujący się dostatecznie dużą prostokątnością krzywej magnesowania i możliwie niską indukcją nasycenia. Wymagania takie najlepiej spełniają niektóre taśmy amorficzne [45], ale są one jeszcze zbyt drogie. Taśmy zimnowalcowane ET-5 w tym zakresie wymagań mają wystarczające właściwości. Ich współczynnik prostokątności, tj. stosunek indukcji szczytkowej do indukcji nasycenia wynosi od $0,85 \div 0,9$, a indukcja nasycenia około $2T$. W niektórych materiałach amorficznych np. VITROVAC 6025F, METGLAS 2714A, współczynnik prostokątności może być bliski jedności [45]. Dla zasilaczy według założeń przyjętych w p. 6.2.1 mogą być wykorzystane rdzenie zwijane produkowane z blach ET-5 przez Zakłady ZATRA w Skierniewicach. Na rdzenie transformatorów zaplonowych można

stosować materiał taki jak dla transformatorów ogólnego przeznaczenia i nie zachodzi potrzeba precyzowania ich w szczególny sposób.

6.2.3. Indukcja w rdzeniach transformatorów roboczych

Wartość indukcji w rdzeniach zasilacza winna być tak dobrana, aby jej trzecia harmoniczna miała wystarczająco dużą wartość ($B_3 > 0,15 B_1$) i straty w stali nie były zbyt wysokie ($\Delta P < 3 \text{ W/kg}$). W zakresie indukcji od 1,2 do 2,3 T udział trzeciej harmonicznej dla blachy ET-5 jest prawie liniowy i wynosi $B_3 = (15 - 20)\% B_1$. Charakterystykę magnesowania, straty mocy oraz udział trzeciej harmonicznej w rdzeniu wykonanym z blachy ET-5 podano w tablicy 6.5 [45], [117].

Tablica 6.5.

Charakterystyki rdzenia z blachy ET-5

B	T	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,3
H	A/m	340	750	1200	3700	7500	26200	41500
B_3	T	0,18	0,24	0,28	0,34	0,37	0,42	0,46
ΔP	W/kg	0,58	0,80	1,2	1,8	2,6	3,5	4,1

Określenie indukcji trzeciej harmonicznej w rdzeniach roboczych umożliwia obliczenie napięcia między punktami neutralnymi sieci zasilającej i połączonych w gwiazdę uzwojeń pierwotnych transformatorów mocy, na które należy zaprojektować uzwojenie pierwotne transformatora zapłonowego.

Po tak dokonanych wyborze indukcji w rdzeniach transformatorów roboczych zasilacza zintegrowanego możemy zaprojektować jego rdzeń i uzwojenia.

6.2.4. Wymiary rdzeni

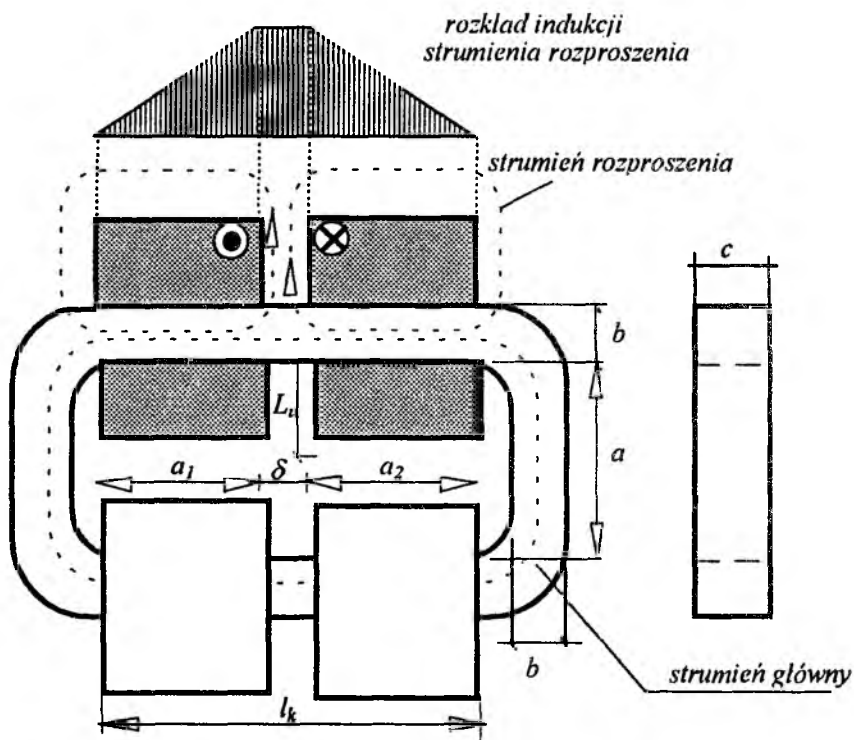
Przy projektowaniu transformatorów energetycznych powierzchnię czynną przekroju kolumny rdzenia obliczamy korzystając ze wzorów Richtera, Keshe'go bądź też na podstawie napięcia zwojowego, a następnie wyznaczamy pozostałe wymiary rdzenia, tj. wysokość kolumn, przekrój i długość jarzm. Do budowy transformatorów tak małych mocy, jak przyjęto w założeniu, ($S_t < 10 \text{ kVA}$) wykorzystuje się obecnie rdzenie zwijane, dla których producent podaje moc transformatora możliwą do uzyskania, a jego wymiary są znane. Pozostaje więc zaprojektować odpowiednio uzwojenia, uwzględniając wymiary wybranego rdzenia. Przyjmując wartość indukcji w rdzeniu zgodnie z (6.2.2), dla czynnej powierzchni rdzenia s_k wyznaczamy napięcie zwojowe jako:

$$e' = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot s_k \quad (6.13)$$

Znając napięcie zwojowe i wymiary rdzenia możemy zaprojektować uzwojenia transformatorów mocy.

6.2.5. Uzwojenia

Obliczanie liczby zwojów uzwojeń pierwotnego i wtórnego oraz przekrojów przewodów dla przyjętych w założeniach wartości napięć i prądów nie różni się od projektowania zwykłych transformatorów i nie będzie tu szczegółowo omawiane. Natomiast ważnym zagadnieniem jest odpowiednie ukształtowanie uzwojeń i takie ich rozmieszczenie na rdzeniu, aby uzyskać wymaganą wartość reaktancji rozproszenia (zwarcia), taką dla której napięcie zwarcia zawiera się w granicach 30-40%. W konstrukcji współśrodkowej uzwojeń i przy szerokościach okna stosowanych w produkowanych rdzeniach zwijanych, tak dużych wartości reaktancji rozproszenia nie można uzyskać. Należy więc stosować konstrukcję "krążkową" uzwojeń, z jednym krążkiem uzwojenia pierwotnego i jednym krążkiem uzwojenia wtórnego na każdej kolumnie (Rys. 6. 5) i dobrać odstęp między uzwojeniami δ . W ten sposób można uzyskać reaktancję zwarcia rzędu 20-50 %.



Rys. 6.5. Strumień rozproszenia w uzwojeniu krążkowym wraz z wymiarami rdzenia i uzwojeń

Korzystając z metod obliczania reaktancji rozproszeniowej transformatorów dwu-uzwojeniowych przedstawionych w [64], stosując oznaczenia jak na rys. 6.5 oraz wprowadzając zastępczą szczelinę $\delta' = \frac{a_1}{3} + \frac{a_2}{3} + \delta$ reaktancję rozproszenia wyznaczamy z zależności:

$$X_r = X_z = 2\pi\mu_o f N^2 \frac{l_{sr}}{L_u} \delta' \quad (6.14)$$

gdzie: N – liczba zwojów uzwojenia w jednej kolumnie,

l_{sr} – średnia długość jednego zwoju.

Strata napięcia na reaktancji rozproszenia

$$u_r = X_r \cdot I = 2\pi\mu_o f N^2 \frac{l_{sr}}{L_u} \cdot I \cdot \delta' \quad (6.15)$$

Procentowe napięcie na reaktancji rozproszenia, równe w przybliżeniu napięciu zwarcia, otrzymamy odnosząc napięcie na reaktancji rozproszenia do siły elektromotorycznej $E = N \cdot e'$, tj.

$$\frac{u_r}{E} \cdot 100\% = 2\pi\mu_o f \frac{NI}{e'} \frac{l_{sr}}{L_u} \delta' \quad (6.16)$$

Przyjmując napięcie zwarcia 30-40% możemy wyznaczyć przybliżoną wielkość zastępczej szczeliny:

$$\delta' = (30 - 40)\% \frac{e' \cdot L_u}{2\pi\mu_o \cdot f \cdot N \cdot I \cdot l_{sr}} \quad (6.17)$$

Uwzględniając, że:

$$\delta + a_1 + a_2 = l_k \quad (6.18)$$

oraz znając wymiary rdzenia możemy tak dobrać wielkość szczeliny, aby reaktancja rozproszenia zapewniała napięcie zwarcia o wymaganej wartości.

Innym rozwiązaniem zapewniającym dużą reaktancję rozproszenia jest umieszczenie uzwojeń pierwotnego i wtórnego na oddzielnych kolumnach, stosowane w transformatorach spawalniczych i rozproszeniowych do zasilania lamp wyladowczych. W takim rozwiązaniu "szczeliną" dla strumienia rozproszenia jest cała przestrzeń między jarzmi z wyłączeniem kolumn i umieszczonych na nich uzwojeń (Rys. 6.6).

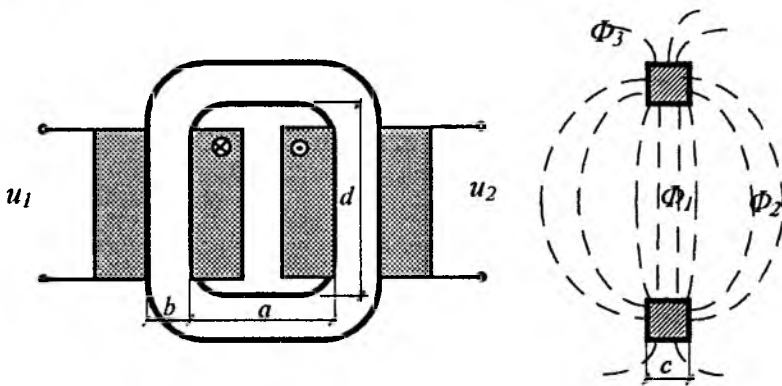
Sposób obliczania reaktancji rozproszenia i napięcia zwarcia w takim układzie jest inny niż w konstrukcji współśrodkowej i krążkowej uzwojeń i był przedmiotem wielu prac [14], [29]. Wszystkie metody wyznaczania reaktancji rozproszenia takich transformatorów sprowadzają się do określenia permeancji jarzm i na jej podstawie strumienia rozproszenia indukowanego przez uzwojenie pierwotne i zamykającego się między jarzunami z pominięciem uzwojenia wtórnego.

Strumień rozproszenia dzieli się zwykle na trzy części:

Φ_1 – strumień pomiędzy powierzchniami wewnętrznymi jarzm,

Φ_2 – strumień pomiędzy powierzchniami bocznymi jarzm,

Φ_3 – strumień pomiędzy zewnętrznymi powierzchniami jarzm.



Rys. 6.6. Strumienie rozproszenia w transformatorze o uzwojeniach rozdzielonych

Dla obszarów przez które przenikają poszczególne części strumienia oblicza się permeancje Λ_1 , Λ_2 , Λ_3 z zależności:

$$\Lambda_1 = a \cdot \lambda_1$$

$$\Lambda_2 = \lambda_2 [a + b(2 + \pi \cdot p) + c] \quad (6.19)$$

$$\Lambda_3 = \lambda_3 [a + b(1 + \pi \cdot q) + c]$$

Oznaczenie wymiarów a, b, c, d podano na rysunku 6.6, a wartości permeancji jednostkowych λ_1 , λ_2 , λ_3 oraz współczynniki p i q podaje się w funkcji stosunku d/b w postaci wykresów zamieszczonych w pracach [14], [29] i podanych na rys. 6.7.

Całkowita permeancja jest sumą permeancji trzech obszarów

$$\Lambda = \Lambda_1 + \Lambda_2 + \Lambda_3 \quad (6.20)$$

i pozwala obliczyć reaktancję zwarcia transformatora

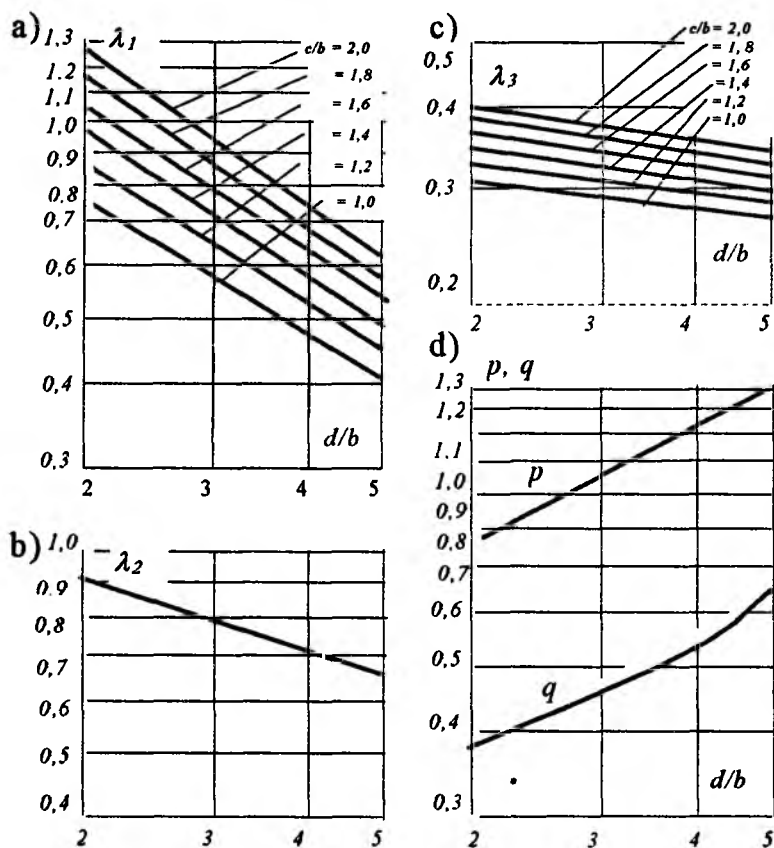
$$X_r = X_z = 8 \pi^2 f \cdot N^2 \cdot A \cdot 10^{-9} \quad (6.21)$$

oraz procentowe napięcie zwarcia

$$u_{z\%} = u_{r\%} = \frac{I_n \cdot X_r}{U_n} \cdot 100\% \quad (6.22)$$

Zastosujemy powyższą metodę do obliczenia reaktancji zwarcia transformatora modelu I zasilacza zintegrowanego (p. 5. 2). Stosując przyjęte na rysunku 6.6 oznaczenia, wymiary rdzeni (w centymetrach) w modelu są następujące:

$a = 5$; $b = 3,5$; $c = 3,5$; $d = 14$; liczba zwojów uzwojenia pierwotnego $N_1 = 400$, zaś odczytane z wykresu na rys. 6.7 dla $d/b = 4$ wartości współczynników $p = 1,15$; $q = 0,53$.



Rys. 6.7. Wykresy jednostkowych permeancji do obliczania jarzmowego strumienia rozproszenia [29]

Jednostkowe permeancje trzech obszarów z rys. 6.6 odczytane z wykresów na rys. 6.7 wynoszą:

$$\lambda_1 = 0,48 \text{ H/cm}; \lambda_2 = 0,72 \text{ H/cm}; \lambda_3 = 0,28 \text{ H/cm}.$$

Podstawiając wyznaczone permeancje jednostkowe do zależności (6.19) otrzymano całkowitą permeancję dla strumienia rozproszenia w analizowanym transformatorze: $\Lambda = 27,6 \text{ H}$.

Zatem, reaktancja rozproszenia wyznaczona z zależności 6.21 wynosi:

$$X_z = 17,45 \Omega$$

Wartość reaktancji zwarcia uzyskana z pomiarów (tablica 5.2)

$$X_{z\text{pom}} = \frac{U}{\sqrt{3}I_z} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 14} = 15,6 \Omega.$$

Różnica między wyznaczoną analitycznie i pomiarowo wartością reaktancji rozproszenia modelu transformatora nie przekracza 12%, co wskazuje na praktyczną przydatność przedstawionej metody obliczeniowej w projektowaniu transformatorów o powiększonej reaktancji rozproszenia stosowanych w układach zasilania reaktorów plazmowych. Lepszą dokładność uzyska się wyznaczając reluktancję dla strumienia rozproszenia metodami numerycznymi.

Przy smukłych rdzeniach, tj. przy stosunku $d/b > 3,5$, napięcie zwarcia może mieć wymaganą w układach zintegrowanych wartość 30-40%, natomiast przy mniejszych współczynnikach d/b napięcie zwarcia będzie zbyt duże i wtedy należy stosować konstrukcję mieszaną uzwojeń, tak jak to podano przy opisie modelu zasilacza układu zintegrowanego w p. 5.2.

6.2.6. Transformator zapłonowy

Aby zaprojektować transformator zapłonowy należy określić napięcie między punktami neutralnymi sieci i gwiazdy uzwojeń pierwotnych transformatorów roboczych, na które jest włączany. Napięcie to jest indukowane przez trzecią harmoniczną strumienia i zależy od charakterystyk magnesowania i poziomu indukcji. Wartość trzeciej harmonicznego indukcji B_3 możemy obliczyć z zależności (4.4), odczytać z wykresu na rys. 4.3 lub odczytać z tablicy 6.1. I tak, dla indukcji w rdzeniu transformatorów roboczych $B_1 = 1,8 \text{ T}$, wartość trzeciej harmonicznego wynosi $B_3 = 0,34$ ($B_3 = 0,18 B_1$). Znając indukcję B_3 określimy napięcie między punktami neutralnymi U_{NN} .

$$U_{NN'} = 3\sqrt{2}\pi \cdot 50 \cdot N_I \cdot s_k \cdot B_3 \quad (6.23)$$

gdzie: N_I – liczna zwojów uzwojenia pierwotnego transformatorów roboczych

s_k – przekrój rdzenia transformatora roboczego

Napięcie pierwotne transformatora zapłonowego stanowi około (50-60)% napięcia fazowego sieci zasilającej. Przy napięciu z sieci równym 380V wyniesie ono (110-130)V i na takie napięcie należy projektować uzwojenie pierwotne transformatora. Przekładnię transformatora zapłonowego należy tak dobrać, aby napięcie wtórne wynosiło (10-12) kV. Przekroje przewodów uzwojeń wyznaczyć należy tak, aby prąd zwarcia (zapłonu) mógł osiągnąć wartość 20 mA. Taka wartość prądu uzasadniona jest stosunkowo niskim poziomem indukcji w rdzeniach transformatorów roboczych, który sprawia, że trzecia harmoniczna strumienia magnetycznego jest silnie kompensowana przez prąd transformatora zapłonowego. Wskutek tego napięcie na jego zaciskach wtórnych szybko maleje, a prąd nie przekracza 20 mA. Inne zagadnienia związane z projektowaniem transformatora zapłonowego nie mają cech szczególnych i nie będą tu omawiane.

7. PODSUMOWANIE

Liczne zalety ozonowania wody pitnej sprawiają, że jest ono coraz powszechniej stosowane w miejsce dotychczasowego chlorowania i światowa produkcja ozonu szybko rośnie. Od początku lat 90-tych obserwuje się gwałtowny rozwój badań nad wykorzystaniem metod plazmowych do neutralizacji toksycznych gazów emitowanych do atmosfery przez różnorodne procesy technologiczne.

Plazmowe metody uzdatniania wody i neutralizacji toksycznych gazów emitowanych do atmosfery są bezodpadowe i tańsze od stosowanych metod chemicznych. Powoduje to wzrost zainteresowania tymi metodami rozpoczęty w końcu lat osiemdziesiątych.

Do wytwarzania plazmy niezbędnej w procesach syntezy ozonu i neutralizacji gazów stosuje się metody wyładowań elektrycznych a reaktory plazmowe do prowadzenia tych procesów są przetwornikami energii elektrycznej o bardzo szczególnych właściwościach. Układy zasilające te reaktory muszą więc spełniać wiele różnorodnych wymagań takich jak: dostarczać energię elektryczną o odpowiednim napięciu, częstotliwości, kompensować bierną moc pojemnościową, symetryzować obciążenie jednofazowe i być energooszczędne. Aby spełnić te liczne wymagania buduje się układy coraz bardziej złożone, a przez to mniej sprawne i bardziej zawodne.

W niniejszej pracy przedstawiono analizę zjawisk w reaktorach plazmowych do syntezy ozonu i neutralizacji toksycznych gazów i na jej podstawie sformułowano wymagania jakie muszą spełniać układy zasilania generatorów ozonu i plazmotronów łukowych typu GlidArc. Układy zasilania obu tych rodzajów reaktorów nietermicznej plazmy mają wiele cech wspólnych: moc kilkaset *kW*, częstotliwość sieciową lub podwyższoną, napięcie kilkanaście *kV*.

Analiza pracy generatorów ozonu i reaktorów do plazmowej obróbki gazów emitowanych do atmosfery wykazała, że wszystkie wymagania tych specjalnych nieliniowych odbiorników mogą spełnić elektromagnetyczne zasilacze zintegro-

wane, w których wykorzystuje się nieliniowość magnetowodów transformatorów. Podstawowymi elementami zasilaczy zintegrowanych są specjalne jednofazowe transformatory, odpowiednio zaprojektowane i połączone w jeden układ. W pracy wykazano, że moc bierna pojemnościowa generatorów ozonu może być skompensowana przez moc magnesującą elektromagnetycznego zasilacza zintegrowanego i nie zachodzi potrzeba kompensowania jej przez dławiki.

Realizacja zapłonu przez trzecią harmoniczną strumienia magnetycznego i przenoszenie mocy przez pierwszą harmoniczną, będących częściami strumienia głównego jednofazowych transformatorów, integruje funkcje układu, zapewniając stabilną pracę plazmotronu bez dodatkowych elementów. Pozwala to obniżyć kilkakrotnie moc znamionową transformatorów, co znacznie zmniejsza koszty inwestycyjne instalacji do plazmowej obróbki gazów.

Do ważniejszych wyników przedstawionych w rozprawie można zaliczyć:

- uzasadnienie zakresu częstotliwości napięcia zasilającego generator ozonu niezbędnej dla realizacji cyklu syntezy ozonu i zapewniającej jego optymalną wydajność;
- analiza pracy ozonatora jako odbiornika energii elektrycznej oraz opracowanie nowego obwodowego schematu zastępczego ozonatora, niezbędnego do analizy numerycznej;
- opracowanie nowego układu zasilania generatorów ozonu, integrującego funkcje transformatora, przetwornicy częstotliwości, symetryzatora obciążeń jednofazowych i regulatora napięcia;
- wykazanie, że cała moc bierna przesunięcia generatora ozonu może być skompensowana przez moc magnesującą odpowiednio zaprojektowanego zasilacza;
- opracowanie modelu matematycznego zintegrowanego układu zasilania generatorów ozonu;
- opracowanie nowego zintegrowanego układu zasilania reaktorów do plazmowej obróbki gazów, w którym wykorzystuje się 3 harmoniczną strumienia magnetycznego do realizacji zapłonu i 1 harmoniczną do przenoszenia mocy wyladowań;
- przeprowadzenie badań eksperymentalnych na zbudowanych modelach fizycznych zasilaczy zintegrowanych, weryfikujących rozważania teoretyczne;
- opracowanie teoretycznych podstaw działania, projektowania i budowy elektromagnetycznych zasilaczy zintegrowanych;
- zbudowanie układów zintegrowanych do zasilania reaktorów plazmowych do badań laboratoryjnych (Uniwersytet w Orleanie, IChP w Warszawie) oraz pilotujących w przemyśle (Wytwórnia Wód Mineralnych w Grodzisku Wielkopolskim, Zakłady Przemysłu Odlewniczego URSUS w Lublinie)

Przedstawione w pracy wyniki analizy zintegrowanych zasilaczy elektromagnetycznych dla urządzeń wyladowczych, zweryfikowane obliczeniami numerycznymi i badaniami laboratoryjnymi oraz uzupełnione o metody projektowania takich zasilaczy dokumentują realizację postawionego celu i tezy pracy.

8. LITERATURA

- [1] Bobikov, M. A., Komarov, N. S., Siergiejev, A. S., Technika Wysokich Napięć. WNT Warszawa 1967
- [2] Bendzsak, B. J. and Biringer, P. P., Unbalanced Operation of Magnetic Frequency Tripler. IEEE Trans. on Magnetics, vol. MAG-18, No.6, 1982, ss.1755-1757
- [3] Biringer, P. P. and Lavers, J.D., A useful nonlinear design model for a magnetic frequency tripler. IEEE Trans.on Magnetics, vol. MAG-51 No 5, 1975, ss.1564-1566
- [4] Bolkowski, S., Elektrotechnika Teoretyczna. Tom 1, WNT Warszawa 1982
- [5] Braun, D. and Pietsch, G., The influence of microdischarge on the overall behaviour of ozonizer. Proceedings of the 3rd International Simposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, Strasbourg 1991, ss.9-14
- [6] Braun, D., Kuchler, U., Pietsch, G., Microdischarges in air-fed ozonizers. Journal Phys. D: Appl.Phys. 24, 1991, ss.564-572
- [7] Celiński, Z., Podstawy fizyki plazmy w zastosowaniach technicznych. WNT Warszawa 1970
- [8] Celiński, Z., Plazma. Warszawa PWN, 1970
- [9] Chang, J.S., Lawless, P.A., Yamamoto, T., Corona Discharge Processing. IEEE Transactions on Plasma Science 19, 1991, ss. 1152-1166
- [10] Chang, J.S., Advanced Corona Technology For The Lower Power Plasma Treatment Of Combustion Flue Gases: State-Of -The Art. Proceedings of the II International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry HAKONE II, ed. by Technical University Lublin, 12-14 Sept. 1989, ss.103-108
- [11] Chua, L. O. and Pen-Min Lin, Komputerowa analiza układów elektro-nicznych. Algorytmy i metody obliczeniowe. WNT Warszawa 1981

- [12] Ciok, Z., *Przebiegi łączeniowe w układach elektroenergetycznych*. PWN Warszawa 1972
- [13] Cojan, M., Simion, Al., Stinescu, R., Some Perspectives in the Use of Ferromagnetic Tripler in Industrial Installations for Electric Arc Producing. *Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94*, Lublin, 8-9th Sept.1994, ss. 105-110
- [14] Ciganek L., *Der Streunblindwiderstand des Transformators mit getrennter primärer und sekundärer Wicklung*, *Elektrotechnik und Maschinen bau*. 56. Jahrg, Heft 10, 1938
- [15] Czarnecki L.: Reactive power under nonsinusoidal conditions, *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 4, 1983
- [16] Czarnecki L.: An orthogonal decomposition of the current of nonsinusoidal voltage source applied to nonlinear loads. *International Journal on Circuit Theory and Application*, vol. 11, no. 2, 1993
- [17] Czernichowski, A. and Czech, T., Plasma assisted incineration of some organic vapours in gliding discharges reactor. *Proceedings of the 3rd International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry*, Strasbourg 1991, ss. 147-152
- [18] Czernichowski, A. and Lesueur, H., Plasma applications to waste treatment. *First Annual INEL Conference*, Idaho Falls, Idaho (USA), 16-17 Jan. 1991
- [19] Czernichowski, A., Lesueur, H., Multi-electrodes high pressure gliding discharges reactor and its application for some waste gas and vapor incineration. *Plasma Appl. to Waste Treatment First Annual INEL Conference*, Idaho Falls, Idaho (USA), 16-17 Jan. 1991
- [20] Czernichowski, A., Janowski, T., Stryczewska, H.D., Performances of the Supplying Systems for Plasma Reactors. *Contributed Papers of 4th International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry*, Bratislava 1993, HAKONE IV, ss.111-116
- [21] Czernichowski, A., Ranaivosoloarimanana, A., Janowski, T., Stryczewska, H.D., Cojan, M., Plasma- Chemical Processing of CO₂ in a Gliding Arc Reactor Supplied at 50 or 150 Hz. *Post-conference Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO'94*, Lublin, 8-9th Sept.1994,ss. 19-33
- [22] Dąbrowski, M., *Analiza obwodów magnetycznych. Straty mocy w obwodach*. PWN Warszawa 1971
- [23] Dhali, S.K. and Sardja, I., Dielectric-barrier discharge for processing of SO₂ and NO_x. *J. Appl. Phys.* 69, 1991, 6319-6324
- [24] Eliasesen, B., Hirth, M., Kogelschatz, U., Ozone synthesis from oxygen in dielectric barrier discharges. *J. Phys. D: Appl. Phys.* 20, 1987, ss. 1421-1437

- [25] Eliassen, B. and Kogelschatz, U., Modelling and Application of Silent Discharge Plasmas. IEEE Transaction on Plasma Science, 19 (6), 1991, ss.309-323
- [26] Filippov, Yu. V. and Emeljanov, Yu. M., The electrical theory of ozonizers V. The power factor of ozonizers. Russ.J. Phys. Chem. 33, ss.155-159, 1959
- [27] Gaia, F., Menth, A., Brown Boveri Mitteilungen. B.68, 10/11,1981
- [28] Goleman, R., Straty mocy w transformatorowym potrajaczu częstotliwości. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1983
- [29] Jabłoński M., Zakrzewski K., Analiza pracy transformatora rozproszeniowego. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 9, 1966
- [30] Janowski, T., Magnetyczne potrajacze częstotliwości. Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej 202, Elektryka 24, Wydawnictwa Uczelniane 1990, ss.114
- [31] Janowski, T., Transformator bezjarzmowy, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, "Elektryka", 1966, 18
- [32] Janowski, T. and Wawaszak, J., Magnetyczny potrajacz częstotliwości do zasilania ozonatorów. Wiadomości Elektrotechniczne Nr 9/10, 1983
- [33] Janowski, T., Goleman, R., Nafalski, A., Core losses in magnetic frequency triplers. Proceedings of Soft Magnetic Materials Conference SMM-7, Blacpool, 1985
- [34] Janowski, T., Stryczewska, H., Przetwarzanie częstotliwości w mnożnikach statycznych. Folia Societatis Scientiarum Lublinensis, vol. 23, Mat-Fiz-Chem Nr 1, 1981, str.71-78
- [35] Janowski, T., Stryczewska, H., Goleman, R., Kształt prądu pierwotnego magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości. Prace VI Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, SPETO 83, Gliwice, 1983, str.390-402
- [36] Janowski, T., Stryczewska, H., Goleman, R., Wac-Włodarczyk, A., Primary current waveforms in the three-phase output magnetic frequency tripler. Prace IPiUEE, Politechnika Lubelska, Seria B, ELEKTRYKA Nr 5, 1983, str. 119-141
- [37] Janowski, T., Stryczewska, H., An analysis of magnetic frequency tripler supplying an ozonizer. Digest of the INTERMAG-84, Hamburg 9-13 April, CB-10, s.192
- [38] Janowski, T., Stryczewska, H., Bessho, K., Analysis of magnetic frequency tripler supplying an ozonizer. Paper of Technical Meeting on Applied Magnetics in Japan, vol.MAG-84-150, 1984, ss. 49-57
- [39] Janowski, T., Stryczewska, H., Simulation of an ozone generator supplied from magnetic frequency convertor. Proceedings of AMSE Conference on Modelling and Simulation, Sorrento, Italy, Sept.29-Oct.1, vol.2.4, 1986, ss.125-135

- [40] Janowski, T., Stryczewska, H., The magnetic frequency convertor in an ozone generating system. *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. MAG-23, No 5, 1987, ss.3762- 3764
- [41] Janowski, T., Stryczewska, H., Współczynnik mocy ozonatora. *Prace XI Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów SPETO 88*, Gliwice 1988, ss. 237-244
- [42] Janowski, T., Stryczewska, H., An electrical model of an ozone generator for computer simulation. *Abstracts of International Conference on Modelling and Simulation*, Nov. 7-9, China Shckou, 1988, p. 132 ,
- [43] Janowski, T., Stryczewska, H., Dresler, Z., A mathematical model of a magnetic frequency multiplier with an impedance in the neutral connection. *Abstracts of International Conference on Modelling and Simulation*, Nov. 7-9, China, 1988, p. 142
- [44] Janowski, T., Wac-Włodarczyk, A., Stryczewska, H., Amorphous Materials for Cores of Magnetic Frequency Multipliers. *Proceedings of SMM-9 Conference*, Madrid, Spain, 1989
- [45] Janowski, T., Wac-Włodarczyk, A., Stryczewska, H., Przydatność magnetycznych materiałów amorficznych na rdzenie mnożników częstotliwości. *Materiały Konferencji "Stopy szybkości chłodzone dla Elektrotechniki i Elektroniki"* Instytut Metali Nieżelaznych, Gliwice 1989
- [46] Janowski, T., Stryczewska, H., An analysis of an electrical supply system of ozonizers. *Archiwum Elektrotechniki* Nr 2, 1991, s. 1- 34
- [47] Janowski, T., Wac-Włodarczyk, A., Stryczewska, H., Amorphous Materials for Cores of Magnetic Frequency Multipliers. *Anales De Fisica Serie B* Vol.86, 1990, ss.323-325
- [48] Janowski, T., Stryczewska, H., Cooperation of an Ozonizer with Electrical Supply. *Proceedings of European Ozone Conference*, Belgrade, Yugoslavia, October 10-12, 1990, ss.147-158 ,
- [49] Janowski, T., Stryczewska, H., Electrical Power Losses and Efficiency of Ozone Generators. *Proceedings of III International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, HAKONE III*, Strasbourg 1991, ss.41-46 ,
- [50] Janowski, T., Stryczewska, H., Magnetic Frequency Triplers: Another Way to Supply Ozonizers. *Ozone Science & Engineering*, vol. 14, 1992, ss.139-152
- [51] Janowski, T., Stryczewska, H., Electrical Power Losses and Efficiency of Ozone Generators. *La Revue de Physique Applique*, 1992, s.12
- [52] Janowski, T., Stryczewska, H., Reduction of Electrical Energy Losses in the Process of Ozone Production. *European Conference on Water and Wastewater Treatment with Ozone*, Berlin 1993
- [53] Janowski, T., Stryczewska, H.D., Model of the supplying system of the plasma reactor with magnetic frequency multiplier. *Contributed Papers of*

- the 4th International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, Bratislava 1993, HAKONE IV, ss.147-152
- [54] Janowski, T., Stryczewska, D., Mastalarczuk, M., Yamada, S., Bessho, K., Performances of medium frequency supplying system for plasma reactor. The Second MAGDA Conference, Japan, 1993, A-1
- [55] Janowski, T., Stryczewska, D., Mastalarczuk, M., Yamada, S., Bessho, K., Performances of medium frequency supplying system for plasma reactor. Journal of The Japan Society of Applied Electromagnetics, vol.1, No 2, 1993, ss.19-22
- [56] Janowski, T., Guz, J., Nafalski, A., Steady-state Behaviour of a Magnetic Frequency Quintupler. IEEE Trans. on Magnetics, vol. MAG-20, No. 5, 1984, ss.1801-1803
- [57] Janowski, T., Stryczewska, H., Hybrydowy zasilacz plazmotronu do prowadzenia reakcji chemicznych. Zgłoszenie patentowe Nr P-300032, 1993
- [58] Janowski, T. and Stryczewska, H.D., Zasilacz plazmotronu do prowadzenia reakcji chemicznych. zgłoszenie patentowe Nr P-301836, 1994
- [59] Janowski, T. and Stryczewska, H.D., Magnetic Frequency Multipliers in the Plasma Reactors Supplying Systems. Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO'94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 99 -104
- [60] Janowski, T., Stryczewska, H., Czerwiński, D., Bessho, K., Yamada, S., Model of the plasma reactor supplying system with frequency tripler. The Third MAGDA Conference in Osaka, Japan, ss. 219-222
- [61] Janowski, T., Stryczewska, H., Czerwiński, D., Yamada, S., Bessho, K., An Integrated Power Supplying System for a Plasma Reactor, Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics, Volume 2, Number 3, 1994., ss. 48-51
- [62] Janowski, T., Zlonkiewicz, Z., Elektrotechnologie, Skrypt Politechniki Lubelskiej, Wydawnictwa Uczelniane 1991, ss.182]
- [63] Jasiński, B., Water ozonization in Wrocław water supply system in the years 1974-1989. Proceedings of the II International Conference on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry HAKONE II, ed. by Technical University of Lublin, 12-14 Sept. 1989, ss. 19-27
- [64] Jezierski, E., Transformatory. Podstawy teoretyczne. WNT Warszawa 1965
- [65] [65]Junker GMBH: Induktionstiegelöfen mit magnetischen Frequenzwandler, Katalog 3303, 1979
- [66] Kogelschatz, U., Advanced Ozone Generation, in: Process for Water Treatment. ed. S. Stucki, Plenum Pub., 1988, 87-120
- [67] Kolaciński, Z., Characteristics of DC arc rotating in insulating channel. Proceedings of the 9th Conference on Gas Discharge and Their Applications, Venezia-Italy, 1988, ss.139-141

- [68] Kołaciński, Z., Campbell L.C., Cedzyńska, K., Glaba, M., Gaworczyk, J., Dokimuk, J.: Decomposition of Toxic Wastes at Plasma. Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 73-78
- [69] Królikowski, C., Kamińska-Franke, A., Plazmotrony jednofazowe prądu przemiennego. Przegląd Elektrotechniczny 10/11/12, 1986, ss. 299-302
- [70] Królikowski, C., Kamińska-Franke, A.: Warunki palenia się łuku elektrycznego w jednofazowym obwodzie prądu przemiennego, Rozprawy Elektrotechniczne, 1987, 33, z. 1, ss. 121-136
- [71] Królikowski, C., Namyślak, R., Niewiedzial, R., The Direct Current Arc Plasmotrons for Toxic Substances Destruction. Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 87-92
- [72] Kwan, S. K. The discharge process and efficiency of ozonizer. Sixth International Conference on Gas Discharge and their Application, 8-11 Sept. 1980
- [73] Lesueur, H., Czernichowski, A., Chapelle, J., Apparatus for generation of low temperature plasmas by formation of gliding electric discharges. Patent Application, Republique Francaise, National registration no:8814, 20 May 1990
- [74] Lesueur, H., Czernichowski, A., Granops, M., Discharge plasma reactor for H₂S valorization or destruction. ISPC-11
- [75] Lidmanowski, W., Zarys teorii wyładowań w dielektrykach. WNT Warszawa 1988
- [76] Mc Knight W., J., Three phase electrical power ozone generating system. Patent USA No: 4156653, 1979
- [77] Masschelein, W.J., The Necessary Compromises In Design of Ozone Generation Capacity. Proc. European Ozone Conference, Belgrade, ss.62-82, 1990
- [78] Miziolek, A.W., Herron, J.T., Mallard, W.G., Hudgens, J.W., Green, D.S., Tsang, W., Chang, J.S.: Importance of Chemistry in Non-Thermal Plasma Control of Volatile Organic Compounds and Air Toxics. Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 65-70
- [79] Nafalski, A., Bessho, K., Yamada, S., Sudani, T., Performance and Analysis of an Advanced Type Magnetic Frequency Tripler with Three 3-legged Cores. IEEE Trans.on Magnetics, vol.MAG-18, No.6, 1982, ss.1758-1760
- [80] Nafalski, A., Analiza magnetycznych mnożników częstotliwości z rdzeniami trójkolumnowymi. Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej 165, Elektryka 19, Wydawnictwa Uczelniane 1987, p.83

- [81] Nafalski, A., Analiza własności magnetycznego mnożnika częstotliwości do zasilania jednofazowych silników indukcyjnych. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 1978
- [82] Nafalski, A., Algorytm obliczeń stanu ustalonego magnetycznych mnożników częstotliwości. Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej 187, Elektryka 22, 1990, ss. 37-54
- [83] Okazaki, S., Kogoma, M., Sigimitu, H., Inomata, T., Moriwaki, T., Ozone generator and ozonizer with fine wire electrode. Proc.8th Ozone World Congres, Zurich 1987, p.149
- [84] Okazaki, S., Pollo, I., Ozonek, J., Jaholkowski, K.: The Barrier Discharge in Presence of Mesh-Electrode and Thin Layer Organic Dielectric. Producing. Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 35-38
- [85] Opalińska, T., Effect of electric parameters on ozone synthesis in discharge at ferroelectric surface. Proc. of 2nd Int. Symp. on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, Kazimierz 1989, p.79
- [86] Opalińska, T., Effect of the properties of ferroelectric electrodes on ozone synthesis yield in barrier discharge. Proc. of 3rd Int. Symp. on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, Strasbourg 1991, p.47-52
- [87] Ozonek, J., Laboratorium syntezy ozonu. Podstawy procesowe. Pomiary elektryczne. Ekotechnologie. Pod redakcją: Iwo Pollo, Wydawnictwa Uczelniane 1993, s. 122
- [88] Ozonek, J., Fijalkowski, S., Pollo, I., Energy distribution in industrial ozonizer. Proceedings of II International Symposium on High Presuure Low Temperature Plasma Chemistry HAKONE-II, 1989, ss. 184-189
- [89] Ozonek, J., Modelowanie reaktora do syntezy ozonu. Rozprawa Doktorska, Politechnika Śląska 1984
- [90] Ozonek, J., Fijalkowski, S., Pollo, I.: Distribution of Energy in the Ozonizer. Producing. Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 45-52
- [91] Pasternak, J., Analiza skrośnego nagrzewania indukcyjnego prądami o częstotliwości 150Hz, Zeszyty Naukowe AGH, Elektrotechnika 22, Kraków 1992, s.78
- [92] Penetrante, B. M., Fundamental limitations of non-thermal plasma processing for internal combustion engine NOx control. Proceedings of the 4rd International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, Bratislava 1993, ss. i- vi
- [93] Pollo, I., OZON. Właściwości, produkcja, zastosowania. Prace Instytutu Matematyki, Fizyki i Chemii, Politechnika Lubelska, Wydawnictwa Uczelniane, SeriaA, Nr 4, 1983, ss.103

- [94] Pollo, I. and Ozonek, J., Electrical field strength and rate of ozone synthesis in silent discharge. Proc. of XVIII Intern. Conference on Phenomena in Ionized Gases, Swansea 1987, ss. 192-193
- [95] Pollo, I. and Ozonek, J., The effect of discharge gap size on kinetics of ozone production in an ozonizer with a polymeric dielectrical barrier. Proc. of 8th International Symposium on Plasma Chemistry, Tokyo 1987, ss. 764-768
- [96] Pollo, I., Wroński, M., Ozonek, J., Jaroszyńska-Wolińska, J., Macrokinetics of ozone formation in ozonizer with dielectrics of various thickness. Proceedings of the 3rd International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, Strasbourg 1991, ss. 9-14
- [97] Pollo, I. and Ozonek, J., The effect of discharge gap size on kinetics of ozone production in an ozonizer with a polymeric barrier. Proceedings of 8th International Symposium on Plasma Chemistry, Tokyo 1987, 764-768
- [98] Pollo, I., Rea, M., Wroński, M.: NO_x and SO_x Removal in Pulse Corona discharge. Proceedings of the International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 23-28
- [99] Praca zbiorowa pod kierunkiem Romualda Kosztaluka: Technika Badań Wysokonapięciowych, tom 2, WNT Warszawa 1985
- [100] Rosocha, L. A., Anderson, G.K., Bechtold L.A., Coogan, J. J., Heck G., Kang, M., McCulla, W. H., Tennant, R.A. and Wantuck P. J., Treatment of hazardous organic wastes using silent discharge plasmas. In Non-Thermal Plasma Technics for Pollution Control, Part B: Electron Beam and Electrical Discharge Processing ed. by Bernie M. Penetrante and Shirley E. Schultheis, NATO ASI Series G: Ecological Sciences, Vol. 34
- [101] Salge, J. and Braumann, P., The influence of the voltage wave on the formation of ozone. Proceedings of the 4th International Symposium on Plasma Chemistry, Zurich 1979
- [102] Samoilovich, V. G. and Filippov Yu.V., Electrical theory of ozonizers VIII. Effect of frequency on electrical characteristics of ozonizers. Russ.J. Phys. Chem. 35, ss. 94- 96, 1961
- [103] Schalekamp, M., Ozone technology in Switzerland yesterday, today and tomorrow. Proceedings of the II International Conference on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry HAKONE II, ed. by Technical University of Lublin, 12-14 Sept. 1989, ss. 19-27
- [104] Schluckebler, D., Further developments in the field of magnetic frequency conversion to 450 Hz. Raport on the VI International Junker Furnace Conference, Lommersdorf 27-28 Sept. 1978
- [105] Schmitd-Szałowski, K. and Jodzis, S., Kinetic characteristics of the ozone synthesis based on measurement of active power of the discharge. Proc. of II Conference on Ozone Synthesis and Properties, Wilga 1992, ss. 81-88

- [106] Schmitd-Szalowski, K. and Jodzis, S., Kinetic characteristics of the catalytic ozone synthesis in electrical discharges. Proc. of European Ozone Conference, Belgrad 1990, ss. 125-136
- [107] Schmitd-Szalowski, K., Solid surface activated ozone synthesis in silent discharges. Proc. of 10th International Symposium on Plasma Chemistry, Bochum 1991, 3.2-6
- [108] Sobek, V., Goldman, A., Goldman, M., Electrical parameters measurements of an AC corona discharge in a wire-to-plane configuration. Proceedings of the 4rd International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry, Bratislava 1993, ss. 177-182
- [109] Stryczewska, H., Analiza pracy magnetycznego potrajacza częstotliwości jako źródła zasilania odbiornika nieliniowego na przykładzie wytwornicy ozonu. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska 1986
- [110] Stryczewska, H., Wybrane problemy kompensacji mocy biernej magnetycznych mnożników częstotliwości. Prace IPIUEE Politechnika Lubelska, Seria C Nr 10, 1982
- [111] Stryczewska, H., Zastosowanie wielomianów Czebyszewa do opisu magnetycznych i tyrystorowych mnożników częstotliwości. Prace IPIUEE, Politechnika Lubelska, Seria C Nr 2, 1978, str. 162-170
- [112] Stryczewska, H. and Janowski, T., Review of electrical suppling systems for an ozone generator. Proceedings of II International Symposium on High Pressure Low Temperature Plasma Chemistry "Hakone II", Kazimierz n/Wisłą, Poland, 12-14 Sept. 1989, ss. 86-94
- [113] Stryczewska, H. and Janowski, T., Investigation of an Ozone Generation System with Magnetic Frequency Tripler. Prace Naukowe PL 209, Chemia 5 Ozone Synthesis and Properties, Lublin 1990
- [114] Stryczewska, H. and Janowski, T., Electric Ozonizer Power and its Determination. Proc. of II Conference on Ozone Synthesis and Properties, Wilga 1992, ss.27-33
- [115] Stryczewska, H., Moc generatorów ozonu. Prace Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, XV-SPETO Gliwice-Wisła, 1992, ss. 503-510
- [116] Stryczewska H i inni, Raport z realizacji projektu badawczego KBN Nr 8 S502 010 05 pt. "Zintegrowany układ zasilania reaktorów ozonu". Główni wykonawcy: T. Janowski, A. Wac-Włodarczyk, praca niepublikowana, 84 strony, 1995
- [117] Stryczewska, H.D., Design Aspects of supplying systems for plasma reactors. Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej 236, Elektryka 27, Wydawnictwa Uczelniane 1994, ss. 19- 32
- [118] Stryczewska, H.D., Janowski, T., Szponder, J., Experimental Investigation of the 250 Hz Supplying System of an Ozonizer. Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin, 8-9th Sept. 1994, ss. 59-64.

- [119] Supronowicz H.: Metody zmniejszania zawartości wyższych harmonicznych w prądach pobieranych przez odbiorniki nieliniowe z sieci zasilającej, *Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej, Elektryka* z. 98, 1995
- [120] Supronowicz H., Makal J.: Układ modelowy do kompensacji mocy biernej w obwodach o przebiegach odkształconych, *Archiwum Elektrotechniki* Zeszyt 3/4, 1984, ss. 461-472
- [121] Szczepański, Z., Wyładowania niezupełne w izolacji urządzeń elektrycznych. WNT Warszawa 1973
- [122] Szpor, S., Wytrzymałość elektryczna i technika izolacyjna. PWN Warszawa 1959
- [123] Turowski J.: Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych. WNT Warszawa 1982
- [124] Veis, A., Albert, J., Coste, C., Adatto, M., Benas, J.M.: Electrical Power Supply for ozone generators, *Proc. of 8th IOA World Congress, Zurich*, paper No A28, 1987
- [125] Wac-Włodarczyk, A., Analiza pracy magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości. Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska 1983
- [126] Wac-Włodarczyk A. i inni, Raport z realizacji projektu badawczego KBN Nr 8 8211 92 03 pt. Hybrydowe układy przetwarzania częstotliwości. Główni wykonawcy: T.Janowski, H.Stryczewska, J.Szponder, praca niepublikowana, 134 stron, 1994
- [127] Wawszczak J.: Analiza obciążalności magnetycznych potrajaczy częstotliwości. Rozprawa doktorska. Politechnika Łódzka 1977
- [128] Wroński, M., Pollo, I., Samoylovitch, V. G.: Nitrogen Oxides Formation in Silent Discharges and Ozone Application for Waste Water Treatment. *Proceedings of The International Conference on Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO' 94, Lublin*, 8-9th Sept. 1994, ss. 29-34
- [129] Yagi, S. and Tanaka, M., Mechanism of ozone generation in air fed ozonizers. *J.Phys.D: Appl. Phys.*, Vol.12, 1979, ss.1509-1520
- [130] Katalog francuskiej firmy Degremont, Water and Waste Treatment. Ozone Generator Ozonazur GLN
- [131] Umowa licencyjna " Glidarc Plasma agreement" pomiędzy autorami patentów P-300032 i P-301836 a Sunnen Technology SARL Paris 48 Bd Gouvion St. Cyr 75017 na produkowanie i sprzedaż zasilaczy plazmotronów łukowych we Francji

ANALYSIS OF OPERATION OF ELECTROMAGNETIC SUPPLIERS IN DISCHARGE SYSTEMS

Summary

Numerous advantageous of the plasma aided methods of water treatment and toxic gases destruction have given rise to an increasing interest in these methods can be observed in the last few years.

For these purposes, plasma is usually produced by electrical discharges in plasmatrons, which are energy receivers of very special properties. A plasmatron supply system should meet many requirements, such as: to supply electrical energy of high voltage and increased frequency, to compensate the reactive power of the plasma reactor, to balance the single-phase load while being efficient and reliable.

The paper presents an analysis of the phenomena in ozone generators and plasma reactors with gliding arc. On the basis of this analysis, the requirements for their supply systems are formulated, the aspects of their design are discussed and the example of design is presented. The analysis shows that plasmatron requirements can be satisfied by the systems making use of the higher magnetic flux harmonics induced in the core of the transformer, which is the main part of every supplier used in discharge systems.

The main results presented in the paper are the following:

- analysis of the ozone generator operation and formulation of the new equivalent circuit of the ozone generator necessary to its numerical analysis;
- working out of the new supply system for the ozone generator, which integrates in one device the function of the transformer, frequency converter, voltage regulator and single-phase load balancing;
- formulation of the mathematical model of ozone generator supply system;
- working out of the principle of operation of the plasmatron with gliding arc and development of its supply system, which makes use of the third magnetic flux harmonic for arc ignition and the fundamental harmonic to carry power to the discharge zone;
- carry out the experiments on the physical models of integrated supply systems and develop the methods of their design.

The author participated in the designing and construction processes of the integrated systems which, up to now, have found some applications in laboratory and some pilot ones in industry.

ANALYSE DER FUNKTION VON ELEKTROMAGNETISCHEN VERTEILERN IN ENTLADUNGS-SYSTEMEN

Zusammenfassung

Methoden der Plasma Verwendung bei der Behandlung von Wasser und der Vernichtung von Giftgasen, bringen unzählige Vorteile mit sich und bewirken, dass, in den letzten Jahren das Interesse an diesen Methoden gewachsen ist.

Zu diesen Zwecken, wird Plasma meistens durch elektrische Entladung in Plasmatronen hergestellt, die Energie-Empfänger mit sehr besonderen Eigenschaften sind. Ein Plasmatron Versorgungs-System sollte viele verschiedene Erfordernisse erfüllen, wie: die Versorgung von elektrischer Energie einer hohen Spannung und zunehmender Frequenz um die reaktive Potenz des Plasma Reaktors zu kompensieren und die einphasige Leistung auszugleichen, während Effizienz und Reliabilität garantiert wird.

Die folgenden Seiten stellen eine Analyse des Phänomens der Ozon-Hersteller dar und zeigen Gleitbogen Plasma-Reaktoren. Diese Analyse stellt die Voraussetzungen eines Versorgungs-Systems dar und diskutiert die notwendigen Designs-Aspekte, wobei ein Beispiel präsentiert wird. Die Analyse zeigt, dass die Voraussetzungen für Plasmatron durch die Anwendung eines höheren harmonischen magnetischen Kraftflusses im Kern des Transformators hergestellt werden, der den Hauptanteil in jedem Versorger eines Entladungs-Systems darstellt.

Die folgenden Hauptresultate werden dargestellt:

- Analyse der Bedienung eines Ozon-Generators und die Beschreibung eines neuen Equivalent-Stromkreises des Ozon-Generators das für eine numerische Analyse notwendig wird;
- Ausarbeitung eines neuen Versorgungs-Systems für den Ozon-Generator, das in einer Vorrichtung die Funktion des Transformators mit dem Frequenz-Konvertierer, dem Spannungs-Regulator und einem einphasigen Lastausgleich integriert;
- Formulierung des mathematischen Modells des Versorgungssystems von dem Ozon-Generator;
- Ausarbeitung des Operationsprinzips des Plasmatrons mit dem Gleitbogen und der Ausarbeitung des Versorgungssystems, das den dritten harmonischen Kraftfluss für Bogenzündung verwendet und den ersten harmonischen Kraftfluss nutzt, um Energie zu der Entladungszone zu bringen;
- Ausführung des Versuchs auf der Grundlage eines integrierten Versorgungssystems und der Entwicklung der Methoden ihrer Konstruktion.

Die Autorin hat an ein integriertes System geplant und ausgeführt, das, bisher, einige Anwendungen im Labor und einige wenige Pilot-Anwendungen in der Industrie gefunden hat.

Najbardziej kontrowersyjnym problemem stosowania materiałów węglowych jest ich ewentualna aktywność biologiczna. Liczne badania wykazują [47,48], że struktura łącznotkankowa powstająca na bazie protezy węglowej swą objętością kilkakrotnie przekracza objętość wszczepu. Może to prowadzić do powikłań, takich jak ograniczenie ruchomości stawu, powstawanie bolesnych blizn czy defekty kosmetyczne. Przyczyn nadmiernego rozrostu, zależnego również od reaktywności osobniczej i niemożliwego do dokładnego określenia, upatruje się bądź w aktywności biologicznej materiałów węglowych, a więc pobudzaniu do wzrostu tkanki, albo w równoczesnym oddziaływaniu czynników mechanicznych, porowatości i degradacji materiału oraz rozrostu tkanki łącznej jako procesu wgajania [47].

Stwierdzono, że reakcje ogólnobiologiczne są identyczne dla wszystkiego typu materiałów węglowych. Odmienność reakcji miejscowych wynika z różnic w budowie morfologicznej wszczepów węglowych - porowatości, zwartości itp.

W ł a ś c i w o ś c i m e c h a n i c z n e

Materiały węglowe takie jak grafit pirolityczny i kompozyty stosowane w przemyśle rakietowym oraz węgiel pirolityczny osadzany z cieczy charakteryzują się dobrą wytrzymałością. Wytrzymałość na rozciąganie węgla izotropowego wynosi około 400 MPa, a osadzenie równoczesne węgla i krzemu podwyższa wytrzymałość do ponad 500 MPa. Wartości te są bardzo wysokie w porównaniu z wytrzymałością węgla szklistego wynoszącą 15 MPa. Cienkie warstwy węgla izotropowego (węgiel ULTI) posiadają wytrzymałość rzędu 750 MPa, natomiast włókna osiagają nawet 4000 MPa.

(LTI-Si) jest około 10 razy wyższe, a dla warstwy węglowej ULTI wynosi ponad 5%. Materiały węglowe przewyższają też ceramiczne pod względem ilości zaabsorbowanej energii przed złamaniem; np. węgiel LTI-Si absorbuje około 8 razy więcej energii niż węgiel szklisty i 30 razy więcej niż Al_2O_3 .

Moduł Younga dla węgla izotropowego wynosi w przybliżeniu tyle, ile podaje się dla kości (20-30 GPa), a więc proteza z tego materiału nie powinna wprowadzać znacznych naprężeń przy pracy w kości, obniżając przez to niebezpieczeństwo resorpcji kości i obłuzowywania się implantatu.

Inną konsekwencją quasi-krystalicznej struktury węgla jest zdolność do przenoszenia cyklicznych obciążeń bez straty wytrzymałości. Jest to właściwość charakterystyczna tylko dla materiałów węglowych. Stopy metali i polimery oraz ceramika niewęglowa wykazują spadek wytrzymałości przy obciążeniu cyklicznym. Wysoka wytrzymałość zmęczeniowa materiałów węglowych podnosi walory użytkowe tych materiałów w zastosowaniach medycznych.

Odporność na ścieranie materiałów węglowych zależna jest od ich struktury. Węgłe o małej gęstości, szklisty i pirolityczny LTI, mają niską odporność na ścieranie, ale rośnie ona wraz z gęstością i twardością. Dalszy wzrost odporności na ścieranie można uzyskać przez wzbogacenie węgla izotropowego LTI krzemem na drodze równoczesnego osadzania. Stwierdzono, że przy współpracy materiału LTI-Si z tytanem i Vitallium, zużycie ciernie tytanu i Vitallium jest niewielkie, jeśli materiałem trącym jest węgiel. Jeśli natomiast tytan lub stop kobaltu trze o materiał węglowy, to ścieralność jest trzydziestokrotnie wyższa. Najlepszym połączeniem w parę trącą jest LTI-Si/LTI-Si.

Ortopedia wykorzystuje materiały węglowe głównie w dwóch dziedzinach: rekonstrukcji ścięgien i więzadeł oraz w endoprotezie stawowej. Odtworzenie naturalnego stawu z jego funkcjami mechanicznymi przez zastosowanie połączenia kości z materiałem syntetycznym stanowi ciągle poważny problem medycyny i inżynierii. Wprawdzie kość dostosowuje się do pewnych deformacji kształtu i obciążeń, ale zbyt duże odchylenia od normalnie przenoszonych obciążeń mogą prowadzić do degeneracji tkanki kostnej i jej zniszczenia. Aby odtworzyć funkcje mechaniczne, idealna proteza powinna charakteryzować się takimi samymi lub zbliżonymi do kości właściwościami sprężystymi, by przenosić prawidłowo naprężenia w połączeniu z kością. Materiały węglowe mają ten parametr najbardziej zbliżony do kości i z tego względu, a także z powodu bardzo dobrej bioprzyswajalności i dobrych efektów wgajania, czynione są na coraz szerszą skalę próby stosowania ich na implantaty stawowe.

Aktualnie nie jest jeszcze możliwe wykonywanie całych endoprotez z materiałów węglowych. Tym niemniej stosuje się węgiel izotropowy LTI-Si do pokrywania części endoprotez stawu biodrowego i kolanowego wykonanych z tytanu lub jego stopu o porowatej powierzchni oraz z polimerów lub ceramiki Al_2O_3 . Pokrycie węglowe powierzchni metalowej ogranicza kontakt tkanek żywych z ciałem obcym, jakim jest implantat i ułatwia proces wgajania. Węgiel ze względu na swe właściwości oraz porowatą powierzchnię pozwala na szersze zastosowanie endoprotez bezcementowych. Pozytywne rezultaty uzyskano przez osadzanie węgla na trzonach endoprotezy stawu biodrowego [50] oraz zewnętrznych powierzchniach panewek [49].

gotowo kształtek z laminatu węglowego, w których otwory formuje się przez rozsuwanie włókien a nie ich przecinanie. Płytki takie powinny charakteryzować się lepszą wytrzymałością mechaniczną.

Obok zalet osteosyntezy "węglowej", takich jak: odporność płytki na korozję, przechodzenie jedynie węgla do otaczających tkanek, przepuszczalność promieni rtg ułatwiająca ocenę procesu gojenia, nie unika się też wad. Do wad należy stosowanie metalowych, najczęściej stalowych śrub mocujących i dociskających płytkę, co nie eliminuje procesów korozji i groźby metalozy. Wadą jest też powstawanie wokół panewek proszku węglowego jako produktu ścierania.

W przedstawionych tu dziedzinach medycyny, a przede wszystkim w endoprotetyce, materiały węglowe są próbnie stosowane. Większość proponowanych elementów, z wyjątkiem może zastawek serca, to konstrukcje doświadczalne, badane klinicznie od około ośmiu lat lub krócej, gdyż pierwsze doniesienia na temat materiałów węglowych, w tym włókien w zastosowaniach ortopedycznych, pojawiły się sygnałnie w 1977 r. (Jenkins [59], jest uważany za twórcę tego typu materiałów) i trochę szerzej po 1982 roku. Obecnie uważa się, że może to być po unowocześnieniu technologii materiał przyszłości.

3.2.2. Bioceramika aktywna powierzchniowo

We wczesnych latach 70-tych, równolegle z badaniami nad bioceramiką tlenkową o strukturze krystalicznej, zapoczątkowano badania przydatności do celów medycznych materiałów bezpostaciowych, tzw. szkielek. Stwierdzono [41], że dla pewnych specyficznych składów materiałów szklistych uzyskuje się po implan-

reaktywność (B) bądź ulegają rozpuszczeniu w warunkach "in vivo" (C). W obszarze składów D uzyskuje się różne materiały nieszkliste o zdolnościach tworzenia połączenia z kością zależnych od składu chemicznego.

Porównując warunki tworzenia się połączenia szkła z kością dla materiałów o składach A i B stwierdzono, że w dużym stopniu zależą one od stanu powierzchni wywołanego działaniem roztworu fizjologicznego. Ultrapory o wielkości (3-20)nm powstałe na powierzchni na skutek tworzenia się aktywnego żelu bogatego w krzem, powodują tworzenie się aglomeratów kryształów hydroksyloapatytu. Służy on jako naturalny środek wiążący kolagen, polisacharydy i glikoproteiny z aktywną powierzchnią implantatu. W wyniku uzyskuje się odporne mechanicznie połączenie materiału nieorganicznego z organicznym [51].

Szkło bioaktywne stosuje się jako powłoki na innych materiałach do implantacji w celu ułatwienia ich wgajania, przede wszystkim przy stosowaniu techniki osadzania bezcementowego endoprotez [52]. Endoprotezy całkowite stawu biodrowego, w których części z ceramiki tlenkowej (Al_2O_3) pokrywano bioszklłem, wykazują zdolność tworzenia bezpośredniego chemicznego połączenia z kością [41]. Obserwuje się narastanie kości nawet w miejscach przenoszących największe naprężenia. Ponieważ notowane były przypadki oddzielania się warstwy szklistej od podłoża ceramicznego, prowadzone są też badania nad zastosowaniem połączenia dyfuzyjnego pokrycia z podłożem. Ponadto warstwy szkła aktywnego stosuje się na metalowych elementach endoprotez.

Prowadzi się też badania nad stosowaniem mieszaniny "szkło powierzchniowo aktywne - granulát bioceramiki obojętnej", jako dodatku do cementów kostnych oraz materiału na pokrycia.

Podstawowe zastosowanie rozpuszczalnej ceramiki wapniowej ($\text{Ca}_3(\text{PO}_4)_2$) to chirurgia szczękowa. Wykonuje się z niej szkieletowe implantaty pozwalające na odtworzenie kształtu i przywrócenie funkcji np. żuchwy poprzez wrastanie tkanki kostnej w pory ceramiki i jej stopniową degradację.

P o d s u m o w a n i e

Bioceramika stanowi najnowszą i najszerzej obecnie rozwijaną grupę biomateriałów. Kilkuletnie obserwacje kliniczne szeregu typów materiałów ceramicznych pozwalają na stwierdzenie, że ich zastosowanie w medycynie będzie wzrastało. Wyraźna zależność szeregu właściwości, a przede wszystkim rozpuszczalności (resorpcji) od składu chemicznego i gęstości, zawęża zakres stosowalności poszczególnych grup bioceramiki i wymaga bardzo szczegółowych badań. Odnosi się to między innymi do materiałów węglowych, zaliczonych wprawdzie do bioobojętnych, ale w niektórych swoich postaciach całkowicie resorbowanych w organizmie.

Dla podniesienia trwałości ceramicznych materiałów w warunkach "in vivo" rozpatruje się w ostatnich latach możliwości tworzenia kompozytów ceramika-metal (np. Ti) i ceramika-szkło, które powinny efektywniej wykorzystywać pozytywne dla implantacji właściwości biomateriałów.

3.3. Tworzywa polimerowe

Najszerzej w medycynie wykorzystuje się tworzywa sztuczne w produkcji leków i drobnego oprzyrządowania, jednorazowego użytku strzykawk i igieł, zestawów do transfuzji i podawania płynów fizjologicznych, kroplówek, a także tkanin na odzież i opatrunki, wyposażenia laboratorium itp.

- polimery fluorowe, np. politetrafluoroetylen (PTFE-teflon)
- polimery akrylowe, np. polimetakrylan metylu (PMM).

Drugi typ polimerów, to polimery kondensacyjne. Powstają z niskocząsteczkowych surowców w wyniku reakcji np. estryfikacji, polegającej na łączeniu się np. kwasów dwukarboksylowych i alkoholi dwuwodorotlenowych w poliester z wydzielaniem się cząsteczek wody. Liniowe polimery kondensacyjne ulegają najczęściej sieciowaniu przestrzennemu na skutek działania katalizatorów, ciśnienia i wysokiej temperatury. W reakcji sieciowania otrzymuje się tworzywa nietopliwe i nierozpuszczalne, tzw. termoutwardzalne, o zwiększonej odporności chemicznej i termicznej.

Do szerzej stosowanych w chirurgii polimerów kondensacyjnych należą włókna poliestrowe, w tym politereftalen glikolu etylenowego (Dacron) [55].

W chemii związków wielkocząsteczkowych stosuje się ponadto procesy mieszane, w których czynnikiem kończącym proces tworzenia się polimeru są dodatkowo wprowadzone do środowiska reakcji związki chemiczne wbudowujące się w rosnącą makrocząsteczkę. Najczęściej w reakcji takiej nie jest potrzebna wysoka temperatura. W wyniku reakcji uzyskuje się makrocząsteczkę usieciowaną przestrzennie, sztywną i nietopliwą. Polimer tak otrzymany nosi nazwę chemoutwardzalnego. Głównymi przedstawicielami tworzyw chemoutwardzalnych są żywice epoksydowe, żywice poliestrowe oraz poliuretany.

Osobną grupę tworzyw polimerowych stanowią tworzywa krzemooorganiczne, tzw. silikony, w których szkielet łańcucha zbudowany jest z atomów krzemu lub krzemu z tlenem, a nie jak w poprzednio omówionych grupach z węgla i wodoru.

szość odczynników chemicznych, nie chłonie wody i ma bardzo małą przepuszczalność par i gazów oraz niezwilżalną powierzchnię. Oznacza się "tłustym" świecowym "dotykem", w grubszych warstwach jest nieprzezroczysty.

Sam polimer jest nietoksyczny, natomiast stosowane w przetwórstwie antyutleniacze bywają toksyczne. Do zastosowań medycznych dopuszcza się jako antyutleniacze nietoksyczne aminy.

Z powodu bardzo dobrych właściwości elektroizolacyjnych PE bardzo łatwo elektryzuje się, gromadząc na powierzchni ładunki elektrostatyczne. W zastosowaniach medycznych jest to niedopuszczalne i wymaga stosowania w przetwórstwie specjalnych środków chemicznych tzw. antystatyków.

Stopień porowatości UHMWPE, określany jako średnia wielkość porów w stosunku do średniej objętości, wpływa na jego bioprzyswajalność i stopień wrastania tkanki i warunkuje jego zastosowanie.

Polietylen o małej porowatości stosowany jest szeroko na panewki lub wkładki do panewek stawu biodrowego (np. w endoprotezach firm Zimmer, Osteo, Sulzer). Współpracuje on z główkami metalowymi bądź ceramicznymi. Dla ułatwienia wgajania i mocniejszego zrostu stosuje się pokrycia z napyłanego plazmowo tytanu, hafnu (firma R. Mathys) lub węgla.

Z UHMWPE wykonuje się również łoża ślizgowe w endoprotezach stawu kolanowego.

Polietylen wysokiej gęstości stosuje się ponadto jako wypełniacz w kompozytach węglowych, w których może stanowić 60-98% składnika wagowego [55]. Prowadzone są też próby stosowania polietylenu porowatego na trzony endoprotez stawu biodro-

bezbarwny, odporny na działanie światła i ciepła oraz przezroczysty. W odróżnieniu od szkieleń nieorganicznych jest przepuszczalny dla całego zakresu promieniowania świetlnego (łącznie z ultrafioletem). Te własności wykorzystywane były od dawna w produkcji szkieleń optycznych. Obecnie PMM zastępowany jest kopolimerami o większej elastyczności, wytrzymałości i odporności na zarysowanie.

W kompozycji z monomerem otrzymuje się z PMM masy samopolimeryzujące, powszechnie stosowane w technice dentystycznej i ortodoncji (np. duracryl).

Do produkcji np. protez i gorsetów ortopedycznych, gdzie wymagana jest większa wytrzymałość mechaniczna stosuje się kopolimer PMM z akrylonitrylem. Na elementy implantowane PMM nie jest obecnie stosowany.

P o l i u r e t a n y

Poliuretany stanowią grupę związków polimerowych zawierających w makrocząsteczce grupy uretanowe. Rodniki stanowiące pozostałe człony makrocząsteczki poliuretanu mogą być zbudowane z łańcuchów poliestrowych lub polieterowych. Poliuretany wytwarzane są w postaci pianek, gąbek, włókien oraz kaucuków. Stosowane są np. w postaci piankowej na materiały opatrunkowe przy rozległych uszkodzeniach skóry, w postaci litej lub włóknistej na izolacje przewodów implantowanych w kardiologii i neurochirurgii [55]. Ponadto coraz częściej stosuje się tworzywa poliuretanowe jako składnik impregnujący w materiałach kompozytowych polimerowych [55].

W ł ó k n a p o l i e s t r o w e

W skali przemysłowej włókna poliestrowe wytwarza się z

i obojętnością w organizmie niż RTV silikony, dlatego stosowane są przede wszystkim na implantaty podskórne.

Uważa się [55], że silikony są najbardziej obojętnym biomateriałem stosowanym obecnie w medycynie. Nie powodują reakcji immunologicznych, zmian toksycznych, zapalnych itp. Nie są również kancerogenne. Wgajają się z niewielkim otorbieniem, które można zmniejszyć stosując pewne substancje pokrywające powierzchnię silikonu. Silikony stosowane są jako implantaty wewnętrzne do rekonstrukcji tkanki miękkiej, elementów szkieletowo-tkankowych przy znacznych ubytkach - stosuje się je wtedy jako pokrycia obojętne na inne materiały, np. na szkielet stalowy oraz do iniekcji podskórnych dla usunięcia deformacji kształtów. Zewnętrznie stosowane są np. do rekonstrukcji małżowiny usznej, nosa itp. po zabarwieniu nietoksycznymi barwnikami.

H y d r o ż e l e

Hydrożele są to trójwymiarowe, hydrofilowe, usieciowane polimery zbudowane głównie z estrów kwasu metakrylowego i alkoholi wielowodorotlenowych. Gdy polimery te nasiąknięte są wodą i znajdują się w równowadze z wodą lub wodnymi roztworami soli i związków organicznych, stanowią one właśnie hydrożele, miękkie, elastyczne, przeźroczyste i o dużej przepuszczalności dla cieczy i gazów. Penetracja płynów tkankowych możliwa jest na skutek obecności mikrokanalików włoskowatych. Ta sama cecha umożliwia również przerastanie hydrożelu siecią naczyń krwionośnych.

Hydrożele są materiałami zsyntetyzowanymi specjalnie dla medycyny. Wykonuje się z nich wszczepy przy operacjach z zakre-

LITERATURA DO ROZDZ. 3

1. Jones R. L., Wing S. S. i in., Stress corrosion cracking and corrosion fatigue of some surgical implant materials in physiological saline environment, Corrosion, vol. 34, no. 7, 1978, pp. 226-236
2. Syrett B. C., Wing S. S., Pitting Resistance of new and conventional orthopedic implant materials-Effect of metallurgical condition, Corrosion-NACE, vol. 34, no. 4, 1978, pp. 138-145
3. Brown S. A., Simpson J. P., Crevice and fretting corrosion of stainless steel plates and screws. J. Biomed. Mat. Res. vol. 15, no. 6, 1981, pp. 867-878
4. Bandy R., Cahoon J. R., Effect of composition on the electrochemical behaviour of austenitic stainless steel in Ringers solution, Corrosion, vol. 33, no.6, 1977, pp. 204-208
5. Głuszek J., Jędrkowiak J., Masalski J., Prajzner A., Rączka K., Podwyższenie odporności korozyjnej stali chirurgicznej za pomocą platerowania jonowego. Ochrona przed korozją, nr 12, 1988, s. 300-304
6. Vander Sande J. B., Cooke J. R., Wulff J., A transmission electron microscopy study of the mechanisms of strengthening in heat-treated Co-Cr-Mo-C alloys, Metall. Trans., A, vol. 7A, 1976, pp. 389-397
7. Bojar Z., Przetakiewicz W., Kształtowanie mikrostruktury odlewniczego stopu kobaltu typu Vitallium przeznaczonego na wszczepy chirurgiczne, Mechanik, no. 9, 1989, s. 419-422
8. Uchymiak T., Rozprawa doktorska, WAT Warszawa 1982

18. Weroński A., Strukturalne uwarunkowania stosowania biomateriałów dla chirurgii. Przegląd Mechaniczny, nr 20 i 21, 1988, s. 5-10, 12-14, 23-26
19. Bardos D. J., Luckey H. A., Microstructural analyses of biomaterials, Microstructural Sc., 3 Part B, 1975, pp. 951-970
20. Johansson T., Uhrenius B., Phase equilibria isothermal reactions and a thermodynamic study in the Co-W-C system at 1150°C, Mat. Sc., vol. 12, no. 2, 1978, pp. 83-94
21. Fitzsimons G., Kuhn H. A., Flow and Fracture of multiphase alloy MP35N for study of workability, Metall. Trans. A, vol. 15A, no. 10, 1984, pp. 1837-1847
22. Raghavan M., Berkowitz B. J., Kane R. D., A transmission electron microscopic investigation of phase transformations in MP35N, Metall. Trans. A., vol. 11A, 1980, pp. 203-207
23. Rajan K., Metall. Trans. A., vol. 13A, no. 7, 1982, pp. 1161-1165
24. Rajan K., Nucleation of recrystallization in Co-Cr-Mo alloy, Metall. Trans. A., vol. 15A, no. 7, 1984, pp. 1335-1338
25. Olson G. B., Cohen M. A., A general mechanism of martensitic nucleation: Part I, II, III. Metall. Trans. A, vol. 7A, 1976, pp. 1897-1899, 1923
26. Süry P., Semlitsch M., Gefügebau und Korrosionseigenschaften von Kobaltlegierungen für Künstliche Gelenke, Metallographie-Schadensfallanalyse und Werkstoffentwicklung, 1976, pp. 107-117

37. Liu S. Z., Ninakawa K., Scholtes B., Mc Evily A. J., The effect of cold rolling on the fatigue properties of Ti-6Al-4V, Metall. Trans. A., vol. 16A, 1985, pp. 144-145
38. Buchanan R. A., Rigney E. D. Jr, Williams J. M., Ion implantation of surgical Ti-6Al-4V for improved resistance to wear-accelerated corrosion, J. Biomed. Mat. Res., vol. 21, 1987, pp. 355-366
39. Thomas K. A., Kay J. F., Cook S. D., Jarcho M., The effect of surface macrotexture and hydroxylapatite coating on the mechanical strengths and histologic profiles of titanium implant materials, J. Biomed. Mat. Res., vol. 21, 1987, pp. 1395-1414
40. Łukowski J., Ocena stanu powierzchni wszczepów śródkostnych z tytanu. Inżynieria Mat., No 2, 1988, s. 27-30
41. Huleert S. F., Hench L. L. et al., History of Bioceramics, in Ceramics in Surgery, ed. Vinzenzini, Elsevier Publ. Amsterdam 1983, p. 3-29
42. Heimke G., Bioinert ceramics, in ibid, pp. 33-47
43. Lad R., Sauer B., Doerre E., Long term performance of high purity aluminium oxide ceramics heads in canine endoprosthetic hip replacement, in ibid, pp. 277-286
44. Randelli G., Lonati F., Imporzano M., Cucciniello C., Reconstruction of the femoral head after bioceramic superficial prosthesis: study with T. A. C., in ibid, pp. 261-266
45. Walter A., Plitz W., Wear of retrieved alumina-ceramic hip joints, in. ibid, pp. 253-259
46. Zeibig A., Lubner H., Bioceramic hip joint components-indu-

58. Sprawozdanie z II etapu RP. II. 13.3.1., 1987 - nie publ.
59. Jenkins D. H. R., Mc Kibbin B., Forster J. W., Ralis Z. A.,
Induction of tendon and ligament by carbon implants,
J. Bone and Joint Surg., 59-B, 1977, pp. 53-57
60. Kaliszewski E., Miata S., Pisarek I., Dobór składu chemicznego stali na krajowe implantaty, Hutnik, nr 4, 1989,
s. 127-133
61. Marciniak J., Stopy stosowane w chirurgii kostnej, Wiadomości Hutnicze, nr 6, 1986, s. 103-107
62. Zając S., Czyżowicz S., Materiały metalowe na implantaty chirurgiczne, Wiadomości Hutnicze, nr 4, 1987, s. 91-95
63. Orlicki R., Pucka G., Rączka K., Nowy stop stomatologiczny - MIKROMED 1-04, Inżynieria Materiałowa, nr 4-5, 1986,
s. 108
64. Słószarczyk A., Dzięgieł A., Bioceramiczne tworzywa hydroksyapatytowe dla chirurgii, Inżynieria Materiałowa, nr 1, 1989, s. 23-25