

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA
IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI AUTOMATYKI INFORMATYKI I ELEKTRONIKI
KATEDRA AUTOMATYKI NAPĘDU I URZĄDZEŃ PRZEMYSŁOWYCH

ROZPRAWA DOKTORSKA

**ANALIZA PRACY I SPOSÓB STEROWANIA DWUŁĄCZNIKOWEGO FALOWNIKA
NAPIĘCIA DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO**

MGR INŻ. ROMAN KIEROŃSKI

Promotor:
Dr hab. inż. Jerzy Pasternak, prof. n. AGH

Kraków, 2012

*Dziękuję Promotorowi
Dr hab. inż. Jerzemu Pasternakowi prof. n. AGH
za pomoc przy wykonaniu tej pracy*

Spis treści

Wstęp	4
1. Analiza wielkości elektrycznych w falowniku	8
1.1. Takt pierwszy	12
1.2. Takt drugi	17
1.3. Struktury komutacji prądu	20
1.4. Wartości początkowe prądów odbiornika I_{p1} w takcie pierwszym, I_{p2} w takcie drugim oraz napięć na kondensatorze U_{cp1} w takcie pierwszym, U_{cp2} w takcie drugim, dla zadanych czasów sterowania T_{s1}, T_{s2}	24
2. Komutacja prądu	31
3. Symulacje komputerowe układu falownika	34
4. Wpływ prądu odkształconego na proces powierzchniowego nagrzewania indukcyjnego	38
4.1. Wyższe harmoniczne prądu w dwułącznikowym falowniku napięcia do nagrzewania indukcyjnego	38
4.2. Ilość mocy wydzielającej się w warstwie zewnętrznej wsadu o grubości równej głębokości wnikania δ w stosunku do mocy w całym wsadzie dla różnych sposobów sterowań łącznikami	43
5. Moc nagrzewnicy	48
5.1. Wzór na moc nagrzewnicy	48
5.2. Opracowanie sposobów regulacji mocy nagrzewnicy	50
6. Opis układu sterowania falownika napięcia	59
6.1. Zasada ochrony przetężeniowej	61
6.2. Zasada ochrony termicznej radiatora i wzbudnika	61
6.3. Zasada działania układu sterowania	62
6.4. Sposoby regulacji mocy P_o nagrzewnicy	64
6.5. Zabezpieczenia	64
7. Opis prototypu generatora	66
Podsumowanie	71
Literatura	73

Wstęp

Nagrzewanie indukcyjne dzięki wielu cennym zaletom jest najbardziej rozpowszechnionym procesem elektrotermicznym stosowanym w przemyśle. Elektrotermiczne urządzenia indukcyjne służą przede wszystkim do topienia stali wysokiej jakości i innych metali, nagrzewania skrośnego metali w różnych postaciach, np. przed ich obróbką plastyczną oraz nagrzewania powierzchniowego elementów stalowych w procesie hartowania powierzchniowego. Urządzenie takie składa się z pieca indukcyjnego lub nagrzewnicy indukcyjnej, kondensatorów statycznych do kompensacji mocy biernej oraz układu zasilającego. Głównym elementem pieca i nagrzewnicy jest wzbudnik zasilany prądem przemiennym. Umieszczony w piecu lub nagrzewnicy metal (wsad) nagrzewa się prądami wirowymi wyindukowanymi w nim przez przemienne pole magnetyczne pochodzące od prądu wzbudnika. Częstotliwości stosowane w nagrzewnictwie indukcyjnym mieszczą się najczęściej w granicach 50 Hz do 10 MHz. Są różne typy generatorów wytwarzających te częstotliwości. Transformatorowy potrajacz częstotliwości przetwarza trójfazowy prąd częstotliwości sieciowej (50 Hz) na jednofazowy prąd częstotliwości potrojonej (150 Hz). Do zasilania wzbudników prądami zwiększonej częstotliwości (do 10 kHz) stosuje się obecnie przemienniki tyrystorowe a urządzenia starszego typu posiadają generatory maszynowe induktorowe o specjalnej budowie. Generatory takie zostały wyparte przez znacznie sprawniejsze i bardziej ekonomiczne przemienniki tyrystorowe. Prądy wielkiej częstotliwości, rzędu megaherza, uzyskuje się z generatorów lampowych, które w przyszłości podobnie jak generatory maszynowe prawdopodobnie zostaną wyparte przez przemienniki z półprzewodnikowymi przyrządami mocy (PPM). Dynamiczny rozwój energoelektroniki stworzył szerokie możliwości budowy różnego rodzaju nowoczesnych, coraz tańszych, sprawniejszych i niezawodnych w działaniu przemienników częstotliwości (dla porównania sprawności: generatorów maszynowych zawierają się w granicach 60÷80%, generatorów lampowych 50÷70%, zaś przemienników 90÷95%). Dzięki temu nagrzewanie indukcyjne jest coraz powszechniej stosowane w przemyśle. Interesująca jest pod względem naukowym i przydatności technicznej nowa generacja przemienników, w których tyrystory konwencjonalne zostały zastąpione tranzystorami mocy (MOSFET lub IGBT). Obecnie w świecie budowane są przemienniki na tranzystorach bipolarnych z izolowaną bramką IGBT o częstotliwości do 100 kHz, unipolarnych MOSFET do 200 kHz. Przyszłościowymi łącznikami mocy mogą się okazać oprócz wspomnianych tranzystorów mocy MOSFET lub IGBT: tyrystor komutowany zintegrowaną bramką IGCT bądź tyrystor w pełni sterowalny (sterowany bramką MOS) MCT (do 50 kHz) których produkcja przemysłowa jest obecnie zbyt kosztowna ze względu na skomplikowaną technologię wytwarzania tych przyrządów. Ponadto intensywnie rozwijają się ostatnio energetyczne układy scalone PIC (do 50 kHz) i są już konkurencyjne do dyskretnych PPM szczególnie przy małych mocach. Natomiast prawdopodobnie już więcej nie rozwiną się nowe łączniki: tranzystor elektrostatyczny - SIT (do 300 kHz), tyrystor elektrostatyczny - SITH (do 50 kHz) głównie z powodu ich przewodzenia przy braku sygnału sterowania co jest dużą wadą ponieważ następuje zwarcie w przekształtniku w razie utraty sterowania.

Przebiegnik częstotliwości składa się z prostownika i falownika. Prostownik może być sterowany, półsterowany lub niesterowany (diodowy). Falownik jest utworzony z łączników energoelektronicznych, kondensatora C_s , odbiornika R_oL_o (pieca lub nagrzewnicy) i dławika wejściowego L_d , odpowiednio połączonych ze sobą. Falownik ma tak dobraną pojemność

kondensatora C_s , aby przy zadanych parametrach elektrycznych pozostałych elementów (L_d , R_oL_o) przebieg prądu odbiornika miał charakter oscylacyjny tłumiony.

Uzasadnieniem zajmowania się takim tematem doktoratu jest istniejące obecnie znaczne zapotrzebowanie na nowoczesne źródła wielkiej częstotliwości do nagrzewania i hartowania powierzchniowych małych gabarytowo elementów konstrukcyjnych ze stali (rzędu kilku mm) i innych metali, a także topienia niewielkich mas (<0.5 kg) metali szlachetnych (usługi złotnicze) których wióra przed stopieniem mają średnice do 1 milimetra. W nagrzewnicach takich można nagrzewać bardzo szybko zewnętrzną cienką warstwę wsadu. Wielkie częstotliwości $0,1\div 1$ MHz są w stanie spełnić to zapotrzebowanie, ponieważ przykładowo dla 100 kHz głębokość wnikania δ pola elektromagnetycznego do metalu wynosi dla miedzi i aluminium - rzędu 0,5 mm, stali $0,2\div 2,0$ mm, zaś przy częstotliwości 1MHz, odpowiednio 0,1 mm, $0,1\div 0,5$ mm (w zewnętrznej warstwie o grubości δ wydziela się około 86% całkowitej mocy wsadu).

W Polsce o ile wiadomo jeszcze nie ma produkcji przemienników tranzystorowych do nagrzewania indukcyjnego a w świecie prawdopodobnie jeszcze nie produkuje się przemienników na częstotliwość 1 MHz. Jest to powodem do prowadzenia dalszych badań teoretycznych i budowy modeli laboratoryjnych z nowoczesnymi łącznikami tranzystorowymi mocy sprowadzanymi z zagranicy. Po zbudowaniu nowoczesnego przemiennika o częstotliwości 1 MHz sprawniejszego i bardziej ekonomicznego od generatorów lampowych proces nagrzewania indukcyjnego rozpowszechniany będzie w wielu nowych gałęziach przemysłu i niektórych usług, dlatego w świecie dąży się do osiągnięcia jak najwyższych częstotliwości generowanych przez przemiennik.

Są trzy metody osiągania jak najwyższych częstotliwości przemiennika:

1. Rozwój półprzewodnikowych przyrządów mocy - osiągnięcie coraz krótszych czasów włączania i wyłączania zaworu,
2. Budowa nowych układów falowników,
3. Tworzenie nowych sposobów sterowania łącznikami falownika.

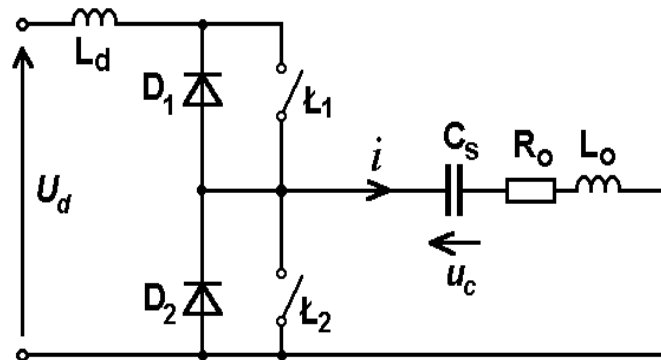
Pierwsza metoda pozwala obecnie w świecie - jak wcześniej opisano - uzyskać do 200 kHz, a więc dodatkowo drugą i trzecią metodą jest szansa uzyskania 1 MHz - co jest celem tej pracy doktorskiej.

Pierwszym celem będzie zbudowanie prototypu przemiennika o częstotliwości ok. 100 kHz i mocy ok. 2 kW na tranzystorach MOSFET znanych doświadczalnie. Ponadto w falownikach do nagrzewania indukcyjnego bardzo często stosuje się właśnie tranzystory MOSFET a tym bardziej dla wielkich częstotliwości.

Drugim celem będzie uzyskanie częstotliwości rzędu 1 MHz w przemienniku także na tranzystorach MOSFET. Osiągnięcie tak wielkiej częstotliwości jest możliwe dzięki znalezieniu nowego układu falownika oraz wyznaczeniu odpowiedniego sposobu sterowania jego łącznikami.

Powyższe cele zostaną rozwiązane przy użyciu odpowiedniego układu falownika. Falowniki mogą być łączone w różnych układach: mostkowych, niesymetrycznych, z punktami zerowymi, bądź w bardziej złożonych konfiguracjach tych układów.

Dla wykonania wyżej opisanych prototypów został zaproponowany niesymetryczny układ falownika, którego schemat pokazano na rys. 1. Jest to oryginalny układ falownika dotychczas nie analizowany w dostępnej literaturze przystosowany do nagrzewania indukcyjnego.



Rys. 1. Układ dwułącznikowego falownika napięcia do nagrzewania indukcyjnego

Opisany falownik posiada na wejściu dławik L_d , dwa łączniki energoelektroniczne L_1 , L_2 z bocznikowanymi diodami zwrotnymi D_1 , D_2 , jest falownikiem napięcia gdyż jest zasilany stałym napięciem U_d , zaś ze względu na szeregowe połączenie kondensatora C_s z odbiornikiem R_oL_o nazywa się go także szeregowym.

Ze względu na chęć osiągnięcia wielkich częstotliwości konieczne jest dokładne przeanalizowanie układu falownika z rys.1 oraz symulowanie początkowo przy założeniu idealnych elementów, potem rzeczywistych w celu wykreślenia przebiegów elektrycznych. Znajomość przebiegów elektrycznych jest niezbędna do dokonania poprawnego doboru parametrów elektrycznych poszczególnych elementów falownika, ułatwia zaprojektowanie układów sterowania i zabezpieczeń zapewniających niezawodne ich działanie, umożliwia ustalenie dopuszczalnej częstotliwości prądu odbiornika, stanowi podstawę do przeprowadzenia analizy zjawisk elektrycznych występujących w nagrzewanym indukcyjnie wsadzie oraz ustalenie programu pracy przemiennika (np. jak regulować moc) oraz stanowi podstawę do przeprowadzenia analizy zjawisk elektromagnetycznych, termokinetycznych i termosprężystych w nagrzewanym indukcyjnie wsadzie. Ponadto dzięki symulacji można przewidzieć przebiegi prądów, napięć wskutek np.: wymiany wzbudnika, zmiany napięcia zasilania lub wielu możliwych innych zmian.

Układ sterowania łącznikami falownika zostanie wykonany przy użyciu szybkiego mikrokomputera jednocukłowego rodziny MCS-51 współpracującego z obwodami cyfrowymi wykonanymi za pomocą układów programowalnych GAL. Mikrokontroler będzie sterował pracą łączników, zabezpieczał przed uszkodzeniem elementów w wyniku przekroczenia dopuszczalnych wartości napięć i prądów albo temperatury, regulował moc, przekazywał informacje na wyświetlacz alfanumeryczny itp.

Zostanie wykonana specjalna konstrukcja połączeń elektromechanicznych i elektronicznych przystosowana do wielkich częstotliwości oraz minimalizująca oddziaływanie obwodu siłowego na obwód sterowania.

Pierwszy rozdział pracy obejmuje szczegółową analizę pracy układu falownika napięcia dwułącznikowego dla poznania jego najważniejszych właściwości. W tym celu wyprowadzono wzory na wielkości elektryczne związane z elementami układu. W rozważaniach teoretycznych posłużono się rachunkiem różniczkowym, operatorowym i macierzowym oraz przekształceniami trygonometrycznymi i Fouriera.

W drugim rozdziale rozważono zasadność i miejsce stosowania indukcyjności komutacyjnych w układzie analizowanego falownika. Wyznaczono wzór na obliczenie minimalnych indukcyjności aby komutacja prądu była prawidłowa i bezpieczna.

W trzecim rozdziale opisano symulacje komputerowe przy użyciu programów C++, PSpice, Matlab układu falownika przy założeniu elementów idealnych jak i rzeczywistych, przedstawiono graficznie niektóre wyprowadzone wzory z rozdz. 1.

Wpływ prądu odkształconego na proces powierzchniowego nagrzewania indukcyjnego wykazano w rozdziale czwartym. Podstawową wielkością, według której oceniono rolę wyższych harmonicznych prądu jest współczynnik będący stosunkiem mocy nagrzewającej warstwę zewnętrzną wsadu o grubości równej głębokości wnikania pola elektromagnetycznego do mocy wydzielającej się w całym wsadzie. Wykreślono niezbędne krzywe tego współczynnika i harmonicznych. Do wyznaczenia wzorów k-tych harmonicznych prądu odkształconego skorzystano z przekształcenia Fouriera.

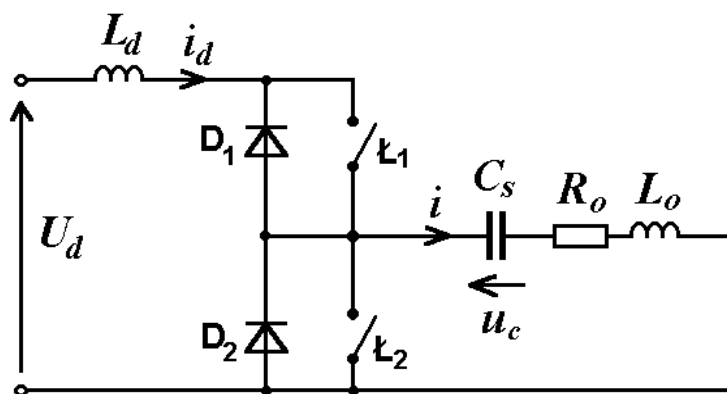
W piątym rozdziale wyprowadzono wzór na moc nagrzewnicy oraz opracowano sposoby regulacji mocą nagrzewnicy. Opracowano najkorzystniejsze sposoby sterowania łącznikami ze względu na poprawne działanie przemiennika oraz uzyskanie jak największych częstotliwości prądu i mocy. Po przeanalizowaniu wykresów mocy odbiornika ustalono optymalne obszary regulacji mocą dla pracy urządzenia o różnych parametrach.

Opis układu sterowania umieszczono w rozdziale szóstym. W opisie podano jego zasadę działania, zabezpieczeń, zasadę ochrony przetężeniowej oraz ochrony termicznej radiatora i wzbudnika. Opisano realizację praktyczną zmiany czasów (stałego i regulowanych) poprzez mikrokomputer dla osiągnięcia różnych typów regulacji mocy nagrzewnicy. Narysowano różne schematy ideowo - blokowe układu i przebiegi czasowe sygnałów sterujących łącznikami.

Opis prototypu urządzenia elektrotermicznego znajduje się w ostatnim siódmym rozdziale pracy. Tym urządzeniem są wykonane prototypy przemienników do nagrzewania indukcyjnego o częstotliwości 100 kHz i mocy 2 kW oraz o częstotliwości 1 MHz na bazie falownika dwułącznikowego. Zamieszczono wydruki z pomiarów oscyloskopowych.

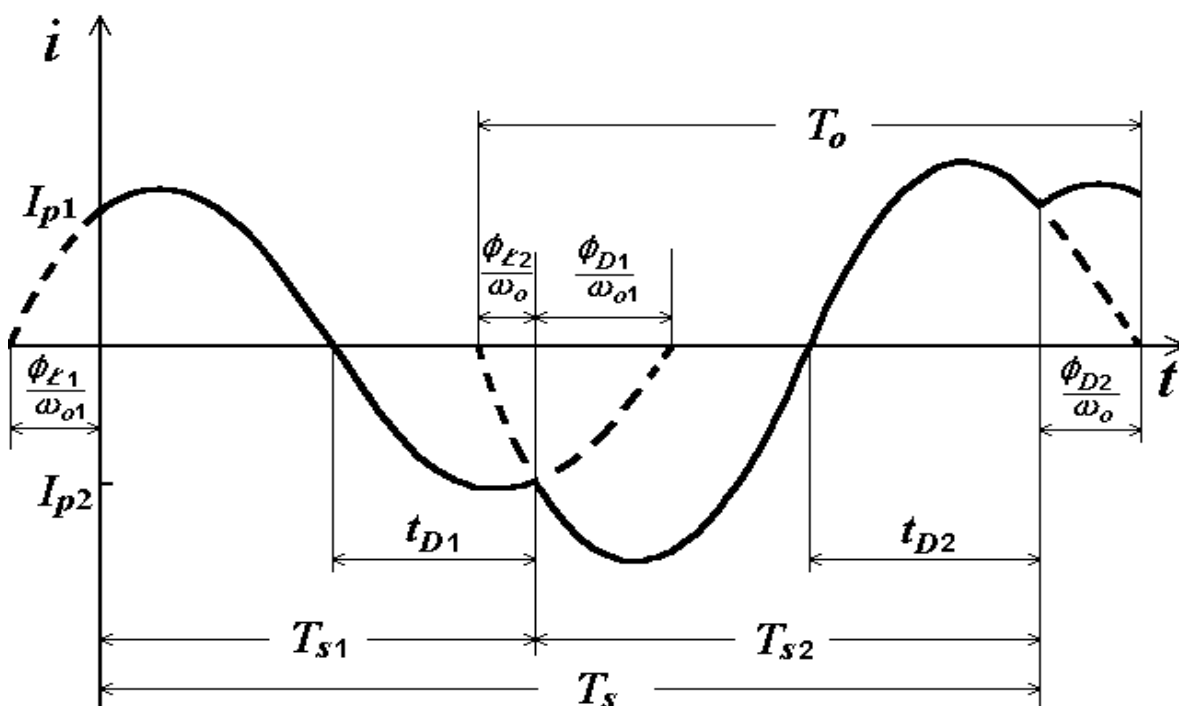
1. Analiza wielkości elektrycznych w falowniku

Schemat falownika zasilanego napięciem stałym U_d , z dławikiem L_d na wejściu oraz nagrzewnicą lub piecem indukcyjnymi $R_o L_o$ jako odbiornikiem pokazano na rysunku 1.1.



Rys. 1.1. Układ falownika napięcia z dwoma łącznikami z bocznikowanymi diodami do nagrzewania indukcyjnego

Przebieg prądu i w odbiorniku falownika z rys.1.1 zilustrowano na rys.1.2.



Rys. 1.2. Przebieg prądu odbiornika w falowniku z rys. 1.1

Falownik ten posiada w swoim układzie nagrzewnicę indukcyjną lub piec indukcyjny $R_o L_o$, połączone szeregowo z kondensatorem komutacyjnym C_s . Zasilany jest napięciem stałym U_d , którego dodatni biegun jest podany na początek dławika L_d . Układ zawiera dwa szeregowo

obwody rezonansowe w zależności od tego, który łącznik jest w stanie przewodzenia, przy czym nie dozwolone jest aby oba łączniki były w stanie przewodzenia, ponieważ obwód zasilający zostaje zwarty (rys 1.1). Jeśli łącznik Ł_1 jest zamknięty, łącznik Ł_2 otwarty pojemność C_s wraz z dławikiem L_d oraz odbiornikiem R_oL_o , tworzy szeregowy obwód rezonansowy o częstości drgań własnych:

$$\omega_{o1} = \sqrt{\frac{1}{L_o + L_d} C_s} - \alpha_{o1}^2 \quad (1.1a)$$

zaś jeśli łącznik Ł_2 jest zamknięty, pojemność C_s wraz z odbiornikiem R_oL_o , tworzy szeregowy obwód rezonansowy o częstości drgań własnych:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_o} C_s} - \alpha_o^2 \quad (1.1b)$$

gdzie α_{o1}, α_o - współczynniki tłumienia

$$\alpha_{o1} = \frac{R_o}{2(L_o + L_d)} \quad \alpha_o = \frac{R_o}{2L_o} \quad (1.2)$$

Czyli istnieje zależność wg (1.1) i (1.2)

$$\frac{\omega_{o1}}{\omega_o} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o}\right)^2}{1 + \frac{L_d}{L_o}} - \frac{\left(\frac{\alpha_o}{\omega_o}\right)^2}{\left(1 + \frac{L_d}{L_o}\right)^2}} \quad (1.2b)$$

Pojemność kondensatora C_s jest tak dobrana aby prąd i miał charakter oscylacyjny, czyli wartości pod pierwiastkiem we wzorach (1.1) muszą być większe od zera:

$$\frac{1}{L_o + L_d} C_s > \alpha_{o1}^2 \quad \frac{1}{L_o} C_s > \alpha_o^2 \quad (1.3)$$

Zasada działania analizowanego falownika jest następująca:

Gdy podany zostanie impuls na bramkę łącznika Ł_1 wchodzi on w stan przewodzenia. Szeregowy obwód L_d, C_s, R_oL_o zostaje zasilony stałym napięciem U_d . Wymusza to sinusoidalnie tłumiony przebieg prądu i (rys.1.2). Dodatnia połówka sinusoidy prądu ładuje kondensator C_s do napięcia o wartości większej niż U_d . Powoduje to przepływ prądu i w przeciwnym kierunku przez diodę D_1 w zadanym czasie t_{D1} i spolaryzowanie zaporowe łącznika Ł_1 . Kondensator C_s rozładowuje się. Czas t_{D1} odmierza się przez czasomierz od chwili przejścia prądu i przez zero, czyli od początku przewodzenia diody D_1 do momentu wysłania impulsu na bramkę i załączenia łącznika Ł_2 . Załączenie Ł_2 kończy pierwszy takt pracy falownika, który trwał od chwili załączenia Ł_1 przez czas:

$$T_{s1} = \frac{\pi - \phi_{\epsilon 1}}{\omega_{o1}} + t_{D1} \quad (1.4)$$

Konieczne jest aby przed załączeniem łącznika Ł_2 , łącznik Ł_1 został wyłączony, w przeciwnym razie nastąpi zwarcie falownika. Wymagane jest aby czas zaporowego spolaryzowania łącznika Ł_1 , czyli czas t_{D1} był większy od czasu t_{q1} potrzebnego na odzyskanie własności zaworowych przez łącznik Ł_1 :

$$t_{D1} > t_{q1} \quad (1.5)$$

Czas t_{q1} jest podany w katalogach .

Drugi takt pracy falownika rozpoczyna się w chwili gdy załączony łącznik Ł_2 przejmuje przewodzenie prądu diody D_1 . Zachodzi to w sposób ciągły ponieważ istnieje indukcyjność w tej gałęzi. Struktura obwodu w drugim takcie jest inna niż w pierwszym ponieważ elementy C_s , $R_o L_o$ są zwarte przez łącznik Ł_2 będący w stanie przewodzenia oraz nie ma dławika L_d w tym obwodzie. Kondensator C_s przeładowuje się poprzez łącznik Ł_2 a następnie przez diodę D_2 . W czasie przewodzenia diody D_2 łącznik Ł_2 jest spolaryzowany zaporowo.

Przez diodę D_2 prąd przepływa przez zadany czas t_{D2} , po tym czasie zostaje wysłany impuls na bramkę łącznika Ł_1 , który wchodzi w stan przewodzenia i przejmuje prąd diody D_2 . Czas jaki minął od załączenia łącznika Ł_2 do załączenia łącznika Ł_1 jest czasem trwania drugiego taktu pracy falownika i wynosi:

$$T_{s2} = \frac{\pi - \phi_{\epsilon 2}}{\omega_o} + t_{D2} \quad (1.6)$$

Aby nie doprowadzić do zwarcia falownika przez łączniki Ł_1 , Ł_2 musi być spełniona nierówność:

$$t_{D2} > t_{q2} \quad (1.7)$$

gdzie t_{q2} jest czasem potrzebnym na odzyskanie własności zaworowych przez łącznik Ł_2 . Jeden cykl pracy falownika trwa przez okres sterowania T_s :

$$T_s = T_{s1} + T_{s2} \quad (1.8)$$

Okres T_s wyznacza pulsację roboczą falownika:

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (1.9)$$

którą możemy regulować w granicach:

$$\frac{\omega_{o1}\omega_o}{\omega_{o1} + \omega_o} < \omega_s < 2\frac{\omega_{o1}\omega_o}{\omega_{o1} + \omega_o} \text{ - przy ciągłym prądzie odbiornika,}$$

albo

$$0 < \omega_s < 2\frac{\omega_{o1}\omega_o}{\omega_{o1} + \omega_o} \text{ - przy przerywanym lub ciągłym prądzie odbiornika.}$$

Pulsacje ω_s można regulować dla konkretnego odbiornika o parametrach R_oL_o i pojemności C_s przez zmianę nastawy czasów t_{D1} , t_{D2} , czyli zmianę czasów T_{s1} , T_{s2} .

Dla większej liczby oscylacji I_{osc1} , I_{osc} prądu w taktach odpowiednio pierwszym i drugim czasy T_{s1} , T_{s2} mają postać:

$$T_{s1} = \frac{2I_{osc1} - 1}{\omega_{o1}} \pi - \phi_{\epsilon 1} + t_{D1} \quad (1.10)$$

$$T_{s2} = \frac{2I_{osc} - 1}{\omega_o} \pi - \phi_{\epsilon 2} + t_{D2} \quad (1.11)$$

Wyprowadzenie wzorów na wielkości elektryczne w falowniku. Wyprowadzono wzory na prąd i odbiornika R_oL_o , napięcie u_c na kondensatorze C_s , kąt ϕ_{D1} (oznaczony na rys. 1.2) i inne niezbędne do analizy pracy falownika. Wzory te opisują przebiegi elektryczne występujące w czasie każdego taktu pracy falownika, gdyż każdemu taktowi odpowiada inna struktura obwodu przy czym należy zaznaczyć, że struktura komutacji prądu opisana w podrozdziale 1.3 należy do drugiego taktu pracy.

W celu wyprowadzenia wzorów założono, że:

a) na początku każdego taktu mierzony jest czas $t=0$,

b) istnieją następujące wartości początkowe I_{p1} , I_{p2} , U_{cp1} , U_{cp2} :

$$I_{p1} = i_1(0) \text{ - wartość początkowa prądu odbiornika } R_oL_o \text{ dla taktu 1} \quad (1.12)$$

$$I_{p2} = i_2(0) \text{ - wartość początkowa prądu odbiornika } R_oL_o \text{ dla taktu 2} \quad (1.13)$$

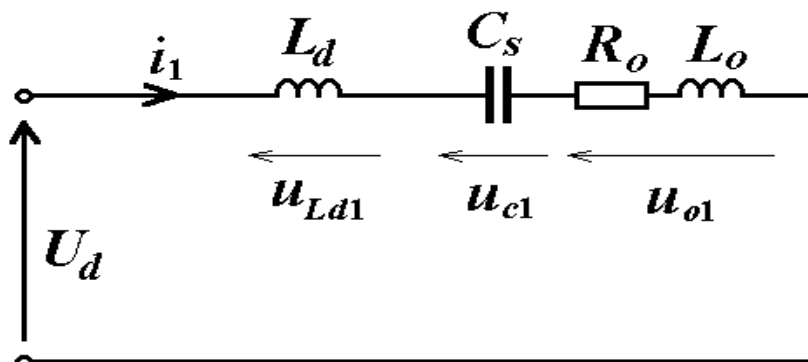
$$U_{cp1} = u_{c1}(0) \text{ - wart. pocz. napięcia na kondensatorze dla taktu 1} \quad (1.14)$$

$$U_{cp2} = u_{c2}(0) \text{ - wart. pocz. napięcia na kondensatorze dla taktu 2} \quad (1.15)$$

których wzory wyprowadzono w podrozdziale 1.4.

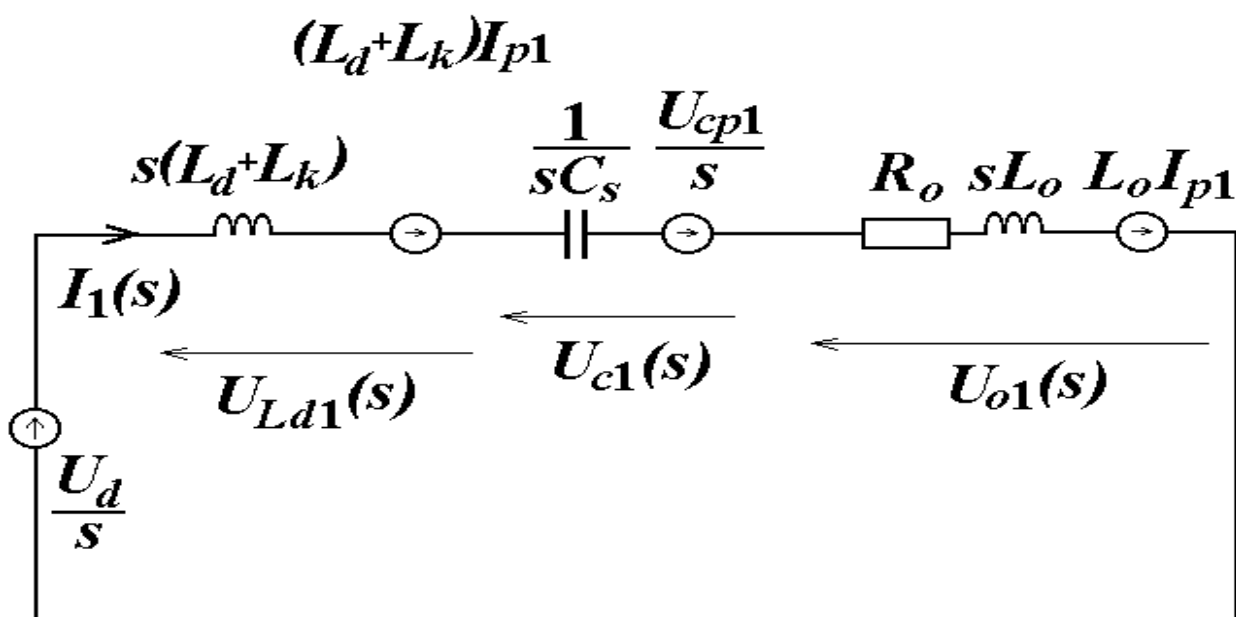
1.1. Takt pierwszy

Wyprowadzenie wzoru na prąd i_1 . Dla taktu pierwszego $t \in (0, T_{s1})$ (przewodzenie L_1, D_1) struktura obwodu jest przedstawiona na rys. 1.3.



Rys. 1.3. Struktura obwodu dla taktu pierwszego

Przy posłużeniu się rachunkiem operatorowym powyższy obwód z uwzględnieniem wartości początkowych I_{p1}, U_{cp1} pokazano na rys. 1.4.



Rys. 1.4. Struktura operatorowa obwodu dla taktu pierwszego

Równanie napięć dla tego obwodu jest następujące:

$$\frac{U_d + U_{cp1}}{s} + \mathcal{L}\{L_o + L_d\} I_{p1} = \left[R_o + s \mathcal{L}\{L_o + L_d\} + \frac{1}{s C_s} \right] I_1 \quad (1.16)$$

lub po przekształceniu:

$$\frac{U_d + U_{cp1}}{L_o + L_d} + s I_{p1} = \left[s^2 + \frac{R_o}{L_o + L_d} s + \frac{1}{\mathcal{L}\{L_o + L_d\} C_s} \right] I_1 \quad (1.17)$$

Po podstawieniu do (1.17) następujących wyrażień:

$$s^2 + \frac{R_o}{L_o + L_d} s + \frac{1}{\mathcal{L}\{L_o + L_d\} C_s} = \mathcal{L}\{\alpha_{o1}\} + \omega_{o1}^2 \quad (1.18)$$

$$\frac{U_d + U_{cp1}}{L_o + L_d} + s I_{p1} = \frac{2 \mathcal{L}\{U_d + U_{cp1}\} - R_o I_{p1}}{2 \omega_{o1} \mathcal{L}\{L_o + L_d\}} \omega_{o1} + I_{p1} \mathcal{L}\{\alpha_{o1}\} \quad (1.19)$$

otrzymuje się wzór na prąd w postaci operatorowej:

$$I_1 \mathcal{L}\{\cdot\} = \frac{2 \mathcal{L}\{U_d + U_{cp1}\} - R_o I_{p1}}{2 \omega_{o1} \mathcal{L}\{L_o + L_d\}} \frac{\omega_{o1}}{\mathcal{L}\{\alpha_{o1}\} + \omega_{o1}^2} + I_{p1} \frac{s + \alpha_{o1}}{\mathcal{L}\{\alpha_{o1}\} + \omega_{o1}^2} \quad (1.20)$$

Po przetransponowaniu (1.20) do dziedziny czasowej uzyskuje się:

$$i_1 \mathcal{L}\{\cdot\} = \left[\frac{2 \mathcal{L}\{U_d + U_{cp1}\} - R_o I_{p1}}{2 \omega_{o1} \mathcal{L}\{L_o + L_d\}} \sin \omega_{o1} t + I_{p1} \cos \omega_{o1} t \right] e^{-\alpha_{o1} t} \quad (1.21)$$

Powyższe wyrażenie można przekształcić do prostszej postaci zapisanej przy pomocy kąta $\phi_{\epsilon 1}$ pokazanego na rys. 1.2. Przyjmując oznaczenie:

$$A = \frac{2 \mathcal{L}\{U_d + U_{cp1}\} - R_o I_{p1}}{2 \omega_{o1} \mathcal{L}\{L_o + L_d\}} \quad (1.22)$$

można napisać:

$$\cos \phi_{\epsilon 1} = \frac{A}{\sqrt{A^2 + I_{p1}^2}} \quad \sin \phi_{\epsilon 1} = \frac{I_{p1}}{\sqrt{A^2 + I_{p1}^2}} \quad (1.23)$$

Podstawiając wyrażenia (1.22) i (1.23) do (1.21) otrzymuje się:

$$i_1 \mathcal{L}\{\cdot\} = \sqrt{A^2 + I_{p1}^2} \mathcal{L}\{\cos \phi_{\epsilon 1} \sin \omega_{o1} t + \sin \phi_{\epsilon 1} \cos \omega_{o1} t\} e^{-\alpha_{o1} t} \quad (1.24)$$

lub po przekształceniach:

$$i_1 \overset{\sim}{=} \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\varepsilon 1}} e^{-\alpha_{o1} t} \sin(\omega_{o1} t + \phi_{\varepsilon 1}) \quad (1.25)$$

gdzie:

$$\operatorname{tg} \phi_{\varepsilon 1} = \frac{I_{p1}}{A} = \frac{2\omega_{o1} (L_o + L_d) I_{p1}}{2(U_d + U_{cp1}) - R_o I_{p1}} \quad (1.26)$$

Wzór (1.26) mogę zapisać w innej postaci:

$$\operatorname{tg} \phi_{\varepsilon 1} = \frac{1}{\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} \left(\frac{2}{R_o} \frac{U_d + U_{cp1}}{I_{p1}} - 1 \right)} \quad (1.27)$$

Wyprowadzenie wzoru na napięcie u_{c1} . Z rys.1.4 wynika równanie:

$$U_{c1} \overset{\sim}{=} I_1 \overset{\sim}{=} \frac{1}{sC_s} - \frac{U_{cp1}}{s} = I_1 \overset{\sim}{=} \frac{1}{sC_s} - \frac{U_d + U_{cp1}}{s} + \frac{U_d}{s} \quad (1.29)$$

Z zależności (1.17) i (1.18) otrzymuję:

$$I_1 \overset{\sim}{=} \frac{\frac{U_d + U_{cp1}}{L_o + L_d} + sI_{p1}}{\varepsilon + \alpha_{o1} + \omega_{o1}^2} \quad (1.30)$$

Po wstawieniu (1.30) do (1.29) i wykonaniu przekształceń otrzymuję:

$$U_{c1} \overset{\sim}{=} \frac{U_d}{s} - (U_d + U_{cp1}) \frac{s + \alpha_{o1}}{\varepsilon + \alpha_{o1} + \omega_{o1}^2} + \left[\frac{I_{p1}}{\omega_{o1} C_s} - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} (U_d + U_{cp1}) \right] \frac{\omega_{o1}}{\varepsilon + \alpha_{o1} + \omega_{o1}^2} \quad (1.31)$$

Po przetransponowaniu do dziedziny czasowej:

$$u_{c1} \overset{\sim}{=} U_d - \left\{ (U_d + U_{cp1}) \cos \omega_{o1} t - \left[\frac{I_{p1}}{\omega_{o1} C_s} - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} (U_d + U_{cp1}) \right] \sin \omega_{o1} t \right\} e^{-\alpha_{o1} t} \quad (1.32)$$

Wzór na napięcie u_c można prościej wyrazić za pomocą kąta ϕ_{L1} (rys. 1.2). Korzystam w tym celu z następującej zależności:

$$u_{c1} = U_d - \left(L_o + L_d \frac{di_1}{dt} \right) = U_d - \left[R_o i_1 + \left(L_o + L_d \frac{di_1}{dt} \right) \right] \quad (1.33)$$

Po uwzględnieniu wyrażenia (1.25) w (1.33) otrzymujemy:

$$u_{c1} = U_d - \left(L_o + L_d \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} \left[\alpha_{o1} \sin(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1}) + \omega_{o1} \cos(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1}) \right] e^{-\alpha_{o1} t} \right) \quad (1.34)$$

Wprowadzam oznaczenia:

$$\cos \gamma_{o1} = \frac{\alpha_{o1}}{\sqrt{\alpha_{o1}^2 + \omega_{o1}^2}} \quad \sin \gamma_{o1} = \frac{\omega_{o1}}{\sqrt{\alpha_{o1}^2 + \omega_{o1}^2}} \quad (1.35) \quad (1.36)$$

Po wstawieniu (1.35), (1.36) do (1.34) otrzymujemy:

$$u_{c1} = U_d - \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} \sqrt{\alpha_{o1}^2 + \omega_{o1}^2} \left[\cos \gamma_{o1} \sin(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1}) + \sin \gamma_{o1} \cos(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1}) \right] e^{-\alpha_{o1} t} \quad (1.37)$$

lub po przekształceniach trygonometrycznych:

$$u_{c1} = U_d - \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} \sqrt{\frac{L_o + L_d}{C_s}} e^{-\alpha_{o1} t} \sin(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1} + \gamma_{o1}) \quad (1.38)$$

gdzie

$$\operatorname{ctg} \gamma_{o1} = \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} \quad (1.39)$$

Wyprowadzenie wzoru na kąt ϕ_{D1} . Na rys. 1.2 podano oznaczenie kąta ϕ_{D1} , dla którego wzór wyprowadzę. Czas trwania pierwszego taktu wynosi:

$$T_{s1} = \frac{2\pi l_{osc1} - \phi_{\epsilon 1} - \phi_{D1}}{\omega_{o1}} \quad (1.41)$$

Dla czasu $t=T_{s1}$ wzory (1.25) i (1.38) upraszczają się do postaci:

$$i_1 = \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} \sin(\pi l_{osc1} - \phi_{D1}) \quad (1.42)$$

$$u_{c1} = U_d - \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} \sqrt{\frac{L_o + L_d}{C_s}} e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} \sin(\pi l_{osc1} - \phi_{D1} + \gamma_{o1}) \quad (1.43)$$

Na podstawie ciągłości prądu i w obwodzie z indukcyjnością oraz napięcia u_c na kondensatorze słuszne są równości:

$$i_1 \overset{\sim}{=} I_{p2} \quad (1.44)$$

$$u_{c1} \overset{\sim}{=} -U_{cp2} \quad (1.45)$$

Z równań (1.42) ÷ (1.45) otrzymujemy:

$$\frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\varepsilon 1}} = \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{D1}} e^{\alpha_{o1} T_{s1}} \quad (1.46)$$

$$U_d + U_{cp2} = \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\varepsilon 1}} \sqrt{\frac{L_o + L_d}{C_s}} e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} \sin(\alpha_{o1} - \phi_{D1}) \quad (1.47)$$

Wstawiając (1.1) do zależności (1.35), (1.36) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \sin \gamma_{o1} &= \omega_{o1} \sqrt{L_o + L_d} \overset{\sim}{=} \overset{\sim}{=} C_s \\ \cos \gamma_{o1} &= \alpha_{o1} \sqrt{L_o + L_d} \overset{\sim}{=} \overset{\sim}{=} C_s \end{aligned} \quad (1.48) \quad (1.49)$$

Po dokonaniu przekształceń trygonometrycznych we wzorze (1.47) i wykorzystaniu wzorów (1.46), (1.48), (1.49) otrzymujemy:

$$\operatorname{tg} \phi_{D1} = \frac{-2\omega_{o1} \overset{\sim}{=} \overset{\sim}{=} C_s + L_d \overset{\sim}{=} \overset{\sim}{=} I_{p2}}{2 \overset{\sim}{=} \overset{\sim}{=} U_d + U_{cp2} \overset{\sim}{=} \overset{\sim}{=} R_o I_{p2}} \quad (1.50)$$

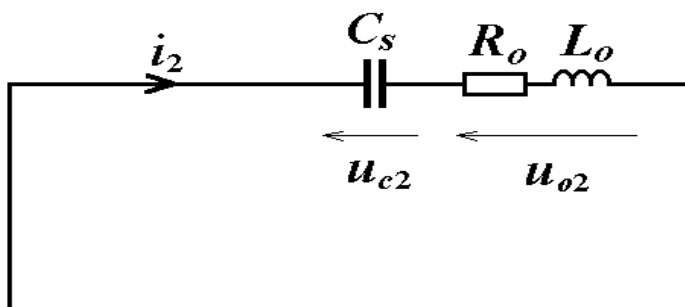
lub

$$\operatorname{tg} \phi_{D1} = \frac{-1}{\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} \left(\frac{2}{R_o} \frac{U_d + U_{cp2}}{I_{p2}} - 1 \right)} \quad (1.51)$$

1.2. Takt drugi

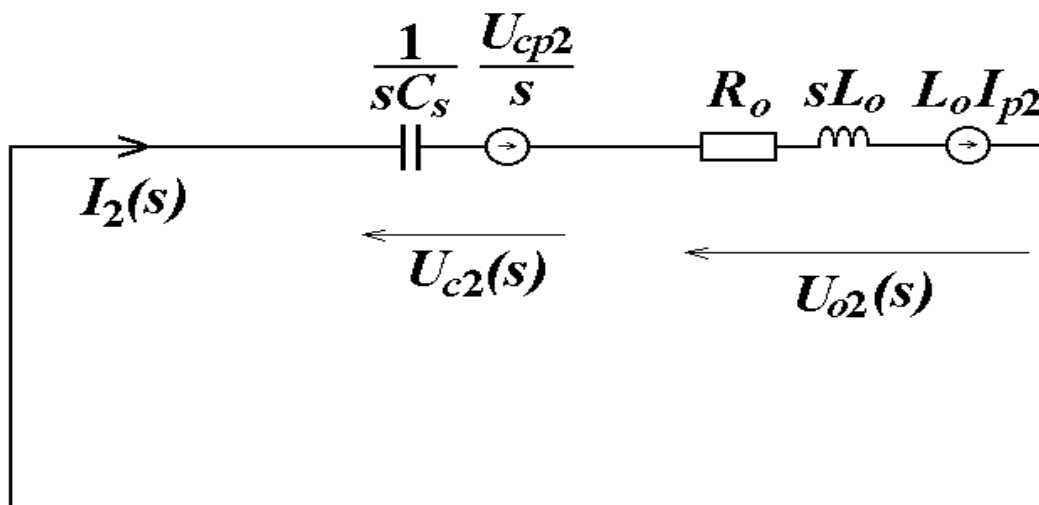
Struktura podstawowa

Wyprowadzenie wzoru na prąd i_2 oraz napięcie u_{c2} . Dla drugiego taktu w czasie (T_{s1}, T_s) podstawowa struktura obwodu jest przedstawiona na rys.1.5.



Rys. 1.5. Struktura podstawowa obwodu dla taktu drugiego

Postać operatorowa powyższego obwodu z uwzględnieniem wartości początkowych I_{p2}, U_{cp2} jest pokazana na rys.1.6.



Rys. 1.6. Struktura podstawowa operatorowa obwodu dla taktu drugiego

Struktura tego obwodu różni się od struktury dla taktu pierwszego tym, że nie posiada dławika L_d zaś elementy $R_o L_o$, C_s są zwarte, a nie zasilane napięciem U_d , oraz istnieją inne wartości początkowe (I_{p2}, U_{cp2}). Wyprowadzenie wzorów jest podobne jak dla taktu pierwszego. A więc wstawiając do wzorów (1.1), (1.2), (1.21), (1.25), (1.26), (1.27), (1.32), (1.38), $U_d=0$, $L_d=0$, czyli zamiast ω_{o1} , α_{o1} wielkości ω_o , α_o oraz zamiast I_{p1} , U_{cp1} wartości początkowe I_{p2} , U_{cp2} charakteryzujące drugi takt otrzymuje następujące zależności na i_2 , u_{c2} :

$$i_2 \text{ (1.52)} = \left(\frac{2U_{cp2} - R_o I_{p2}}{2\omega_o L_o} \sin \omega_o t + I_{p2} \cos \omega_o t \right) e^{-\alpha_o t}$$

lub postać skrócona:

$$i_2 \text{ (1.53)} = \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{\epsilon 2}} e^{-\alpha_o t} \sin (\omega_o t + \phi_{\epsilon 2})$$

gdzie $\phi_{\epsilon 2}$ (rys.1.2) wynosi:

$$\operatorname{tg} \phi_{\epsilon 2} = \frac{2\omega_o L_o I_{p2}}{2U_{cp2} - R_o I_{p2}} = \frac{1}{\frac{\alpha_o}{\omega_o} \left(\frac{2}{R_o} \frac{U_{cp2}}{I_{p2}} - 1 \right)} \quad (1.54)$$

$$u_{c2} \text{ (1.55)} = \left[U_{cp2} \cos \omega_o t - \left(\frac{I_{p2}}{\omega_o C_s} - \frac{\alpha_o}{\omega_o} U_{cp2} \right) \sin \omega_o t \right] e^{-\alpha_o t}$$

lub postać skrócona:

$$u_{c2} \text{ (1.56)} = -u_{o2} = -\frac{I_{p2}}{\sin \phi_{\epsilon 2}} \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} e^{-\alpha_o t} \sin (\omega_o t + \phi_{\epsilon 2} + \gamma_o)$$

gdzie γ_o jest powiązane z parametrem nagrzewnicy wzorem

$$\operatorname{ctg} \gamma_o = \frac{\alpha_o}{\omega_o} \quad (1.56a)$$

Wyprowadzenie wzoru na kąt ϕ_{D2} oznaczony na rys. 1.2. Czas trwania drugiego taktu wynosi:

$$T_{s2} = \frac{2\pi l_{osc} - \phi_{\epsilon 2} - \phi_{D2}}{\omega_o} \quad (1.57)$$

Dla $t = T_{s2}$ wzór (1.53) ma postać:

$$i_2 \text{ (1.58)} = \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{\epsilon 2}} e^{-\alpha_o T_{s2}} \sin (\pi l_{osc} - \phi_{D2})$$

zaś wzór (1.56) ma postać:

$$u_{c2} \left(\left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \right) = -\frac{I_{p2}}{\sin \phi_{\varepsilon 2}} \sqrt{\frac{L_o}{C_s}} e^{-\alpha_o T_{s2}} \sin \left(\pi I I_{osc} - \phi_{D2} + \gamma_o \right) \quad (1.59)$$

Z ciągłości prądu i w obwodzie z indukcyjnością oraz napięcia u_c na kondensatorze wynikają równości:

$$\left. \begin{array}{l} i_2 \left(\left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \right) = I_{p1} \\ u_{c2} \left(\left. \begin{array}{l} \text{---} \\ \text{---} \end{array} \right\} \right) = -U_{cp1} \end{array} \right\} \quad (1.60)$$

Przez podzielenie wyrażenia (1.58) przez (1.59) i uwzględnieniu równości (1.60) otrzymuję:

$$\frac{I_{p1}}{U_{cp1}} = \frac{-\sin \phi_{D2}}{\sqrt{\frac{L_o}{C_s}} \sin \left(\phi_o - \phi_{D2} \right)} \quad (1.61)$$

Po wykonaniu przekształceń trygonometrycznych w (1.61) oraz wykorzystaniu zależności (1.48) i (1.49) otrzymuję:

$$\frac{U_{cp1}}{I_{p1}} = -\omega_o L_o \operatorname{ctg} \phi_{D2} + \alpha_o L_o \quad (1.62)$$

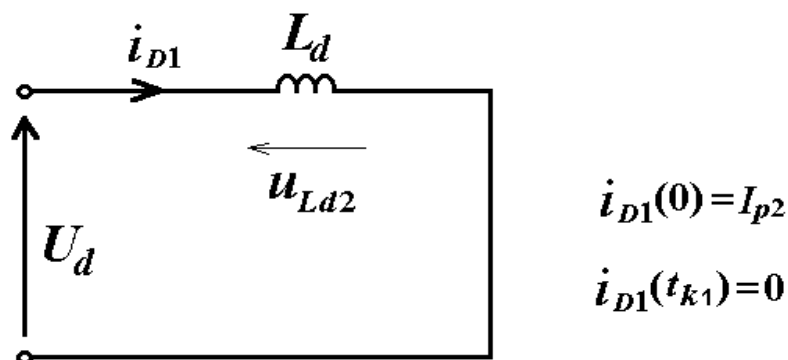
Wprowadzając parametr nagrzewnicy $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ można napisać:

$$\operatorname{tg} \phi_{D2} = \frac{-1}{\frac{\alpha_o}{\omega_o} \left(\frac{2}{R_o} \frac{U_{cp1}}{I_{p1}} - 1 \right)} \quad (1.63)$$

1.3. Struktury komutacji prądu

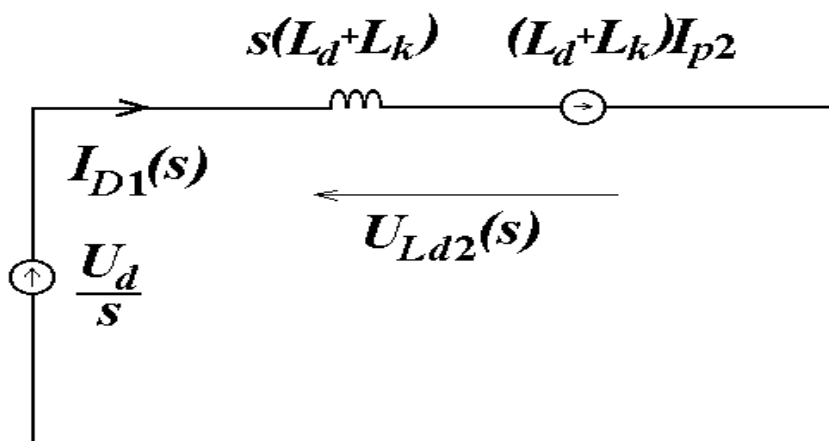
Oprócz podanej powyżej struktury podstawowej w czasie trwania drugiego taktu istnieją także inne struktury, które pojawiają się tylko w czasie trwania komutacji, czyli konkretnie w tym układzie falownika z rys. 1.1 w czasie t_{k1} przejmowania przewodzenia prądu diody D_1 przez łącznik L_2 oraz w czasie t_{k2} przejmowania przewodzenia prądu diody D_2 przez łącznik L_1 .

W czasie t_{k1} przejmowania przewodzenia prądu diody D_1 przez łącznik L_2 struktura jest przedstawiona na rys.1.7.



Rys. 1.7. Struktura komutacji prądu obwodu w czasie t_{k1} przejmowania przewodzenia prądu diody D_1 przez łącznik L_2

Postać operatorowa powyższego obwodu jest pokazana na rys.1.8.



Rys. 1.8. Struktura komutacji prądu operatorowa obwodu w czasie t_{k1} przejmowania przewodzenia prądu diody D_1 przez łącznik L_2

Dla obwodu na rys. 1.8 można ułożyć równanie napięć

$$\frac{U_d}{s} + L_d I_{p2} = s L_d I_{D1} \quad (1.631)$$

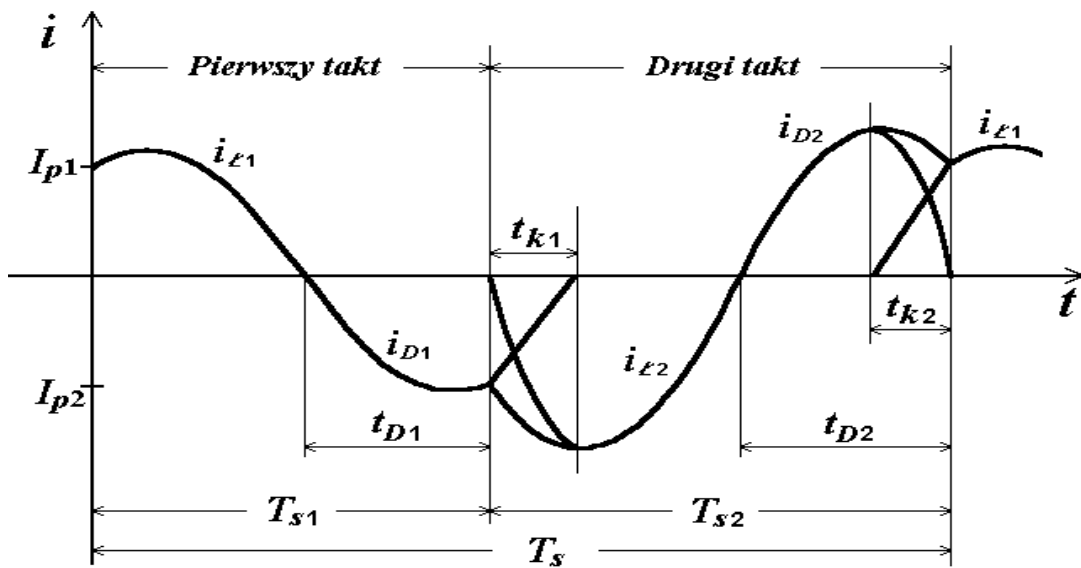
Z powyższego równania wynika następująca zależność na prąd

$$I_{D1} = \frac{U_d}{L_d} \frac{1}{s^2} + I_{p2} \frac{1}{s} \quad (1.632)$$

Po przetransponowaniu (1.632) do dziedziny czasowej uzyskuje się

$$i_{D1} = \frac{U_d}{L_d} \cdot t + I_{p2} \quad (1.633)$$

Przebieg czasowy prądu odbiornika z uwzględnieniem procesów komutacji pokazuje rys.1.9.



Rys. 1.9. Przebieg czasowy prądu odbiornika z uwzględnieniem procesów komutacji

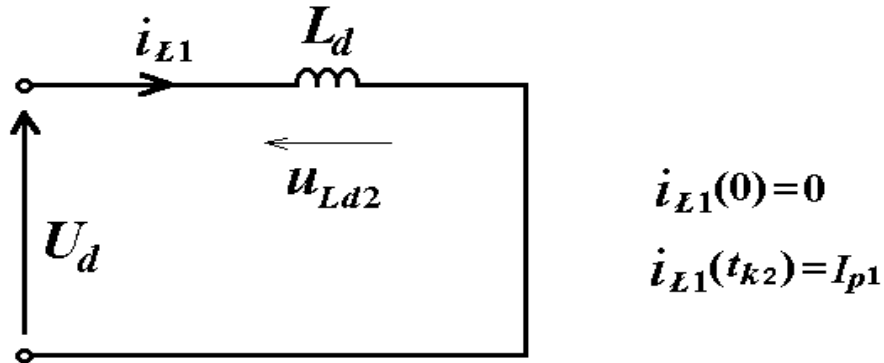
Jak widać z rys. 1.9 czas t_{k1} przejmowania przewodzenia prądu diody D_1 przez łącznik L_2 trwa w przedziale $(T_{s1}, T_{s1}+t_{k1})$, tylko przez czas przewodzenia prądu przez diodę D_1 . Gdy prąd diody osiągnie wartość zerową prąd nie płynie już w tym obwodzie ponieważ struktura obwodu jest już inna po czasie $T_{s1}+t_{k1}$ - obwód z rys.1.7 jest przerwany przez zablokowany łącznik L_1 (rys. 1.1). Prąd i_{D1} diody D_1 zanika liniowo od wartości I_{p2} do zera czyli wg warunków krańcowych $i_{D1}(0)=I_{p2}$, $i_{D1}(t_{k1})=0$ wg zależności (1.633) przez czas wyliczony ze wzoru (1.633)

$$i_{D1}(t_{k1}) = 0 = \frac{U_d}{L_d} \cdot t_{k1} + I_{p2}$$

stąd czas komutacji

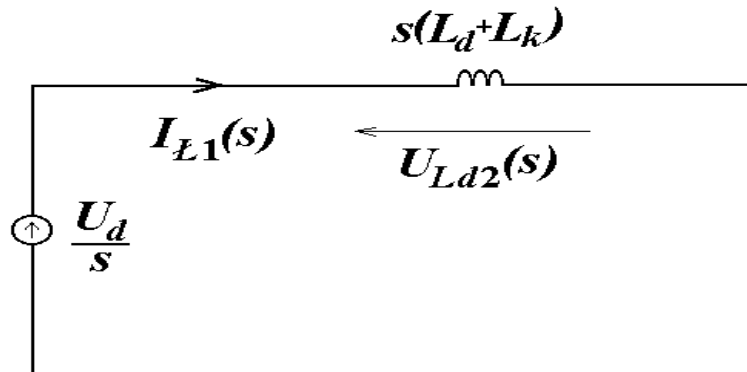
$$t_{k1} = -I_{p2} \frac{L_d}{U_d} \quad (1.634)$$

W czasie t_{k2} przejmowania przewodzenia prądu diody D_2 przez łącznik L_1 struktura jest przedstawiona na rys.1.10.



Rys. 1.10. Struktura komutacji prądu obwodu w czasie t_{k2} przejmowania przewodzenia prądu diody D_2 przez łącznik L_1

Postać operatorowa powyższego obwodu jest pokazana na rys.1.11.



Rys. 1.11. Struktura komutacji prądu operatorowa obwodu w czasie t_{k2} przejmowania przewodzenia prądu diody D_2 przez łącznik L_1

Dla obwodu na rys.1.11 można ułożyć równanie napięć

$$\frac{U_d}{s} = sL_d I_{\epsilon 1} \quad (1.635)$$

Z równania tego wynika następująca zależność

$$I_{L1} \stackrel{(\text{rys. 1.9})}{=} \frac{U_d}{L_d} \frac{1}{s^2} \quad (1.636)$$

Po przetransponowaniu (1.636) do dziedziny czasowej uzyskuje się

$$i_{L1} \stackrel{(\text{rys. 1.9})}{=} \frac{U_d}{L_d} \cdot t \quad (1.637)$$

Czas t_{k2} (rys. 1.9) przejmowania przewodzenia prądu diody D_2 przez łącznik L_1 trwa w przedziale $(T_s - t_{k2}, T_s)$, tylko przez czas przewodzenia prądu przez łącznik L_1 od zera do momentu osiągnięcia wartości I_{p1} . Po tym momencie prąd diody D_2 osiągnie wartość zerową i nie płynie już w tym obwodzie ponieważ struktura obwodu jest inna po czasie T_s - obwód z rys. 1.10 jest przerwany przez zablokowany łącznik L_2 (rys. 1.1). Prąd i_{L1} łącznika L_1 narasta liniowo od zera do wartości I_{p1} czyli wg warunków krańcowych $i_{L1}(0)=0$, $i_{L1}(t_{k2})=I_{p1}$ wg zależności (1.637) przez czas wyliczony ze wzoru (1.637)

$$i_{L1} \stackrel{(\text{rys. 1.9})}{=} I_{p1} = \frac{U_d}{L_d} \cdot t_{k2}$$

stąd czas komutacji

$$t_{k2} = I_{p1} \frac{L_d}{U_d} \quad (1.638)$$

1.4. Wartości początkowe prądów odbiornika I_{p1} w takcie pierwszym, I_{p2} w takcie drugim oraz napięć na kondensatorze U_{cp1} w takcie pierwszym, U_{cp2} w takcie drugim, dla zadanych czasów sterowania T_{s1}, T_{s2}

Przebiegi czasowe $i(t)$, $u_c(t)$ oraz inne wielkości elektryczne możemy dokładnie wyznaczyć dla zadanych czasów T_{s1} , T_{s2} , jeżeli znajdziemy wartości początkowe I_{p1} , I_{p2} , U_{cp1} , U_{cp2} . W tym celu układam cztery równania. Prąd w obwodzie z indukcyjnością oraz napięcie na kondensatorze są ciągle więc mogę napisać równości:

$$\left. \begin{aligned} i_1 \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_{s1} &= I_{p2} \\ i_2 \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_{s2} &= I_{p1} \\ u_{c1} \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_{s1} &= -U_{cp2} \\ u_{c2} \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_{s2} &= -U_{cp1} \end{aligned} \right\} \quad (1.64)$$

Czas T_{s1} wstawiam do wzorów (1.21), (1.32), zaś czas T_{s2} - do wzorów (1.52), (1.55) oraz korzystam z równości (1.64) i otrzymuję:

$$\left. \begin{aligned} \left[\frac{2 \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_d + U_{cp1}}{2 \omega_{o1} \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_o + L_d} R_o I_{p1} \sin \omega_{o1} T_{s1} + I_{p1} \cos \omega_{o1} T_{s1} \right] e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} &= I_{p2} \\ \left(\frac{2 U_{cp2} - R_o I_{p2}}{2 \omega_o L_o} \sin \omega_o T_{s2} + I_{p2} \cos \omega_o T_{s2} \right) e^{-\alpha_o T_{s2}} &= I_{p1} \\ U_d - \left\{ \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_d + U_{cp1} \right\} \cos \omega_{o1} T_{s1} - \left[\frac{I_{p1}}{\omega_{o1} C_s} - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} \overset{\curvearrowright}{\underset{\curvearrowleft}{\bullet}}_d + U_{cp1} \right] \sin \omega_{o1} T_{s1} \right\} e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} &= -U_{cp2} \\ - \left[U_{cp2} \cos \omega_o T_{s2} - \left(\frac{I_{p2}}{\omega_o C_s} - \frac{\alpha_o}{\omega_o} U_{cp2} \right) \sin \omega_o T_{s2} \right] e^{-\alpha_o T_{s2}} &= -U_{cp1} \end{aligned} \right\} \quad (1.65)$$

Z układu powyższych równań można obliczyć cztery niewiadome wartości początkowe I_{p1} , I_{p2} , U_{cp1} , U_{cp2} . Dla uproszczenia zapisu równań (1.65) wprowadzam oznaczenia:

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} \sin \omega_{o1} T_{s1} \\ a_1' &= e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} \cos \omega_{o1} T_{s1} \\ a_2 &= e^{-\alpha_o T_{s2}} \sin \omega_o T_{s2} \\ a_2' &= e^{-\alpha_o T_{s2}} \cos \omega_o T_{s2} \end{aligned} \right\} \quad (1.66)$$

i otrzymuję:

$$\left. \begin{aligned}
I_{p2} &= \frac{2(U_d + U_{cp1}) - R_o I_{p1}}{2\omega_{o1}(L_o + L_d)} a_1 + I_{p1} a_1' \\
I_{p1} &= \frac{2U_{cp2} - R_o I_{p2}}{2\omega_o L_o} a_2 + I_{p2} a_2' \\
-U_{cp2} &= U_d - \left\{ (U_d + U_{cp1}) a_1' - \left[\frac{I_{p1}}{\omega_{o1} C_s} - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} (U_d + U_{cp1}) \right] a_1 \right\} \\
U_{cp1} &= U_{cp2} a_2' - \left(\frac{I_{p2}}{\omega_o C_s} - \frac{\alpha_o}{\omega_o} U_{cp2} \right) a_2
\end{aligned} \right\} \quad (1.67)$$

Po uporządkowaniu wyrazów względem I_{p1} , I_{p2} , U_{cp1} , U_{cp2} :

$$\left. \begin{aligned}
\left(a_1' - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) I_{p1} - I_{p2} + \frac{a_1}{\omega_{o1}(L_o + L_d)} U_{cp1} &= \frac{-a_1}{\omega_{o1}(L_o + L_d)} U_d \\
-I_{p1} + \left(a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) I_{p2} + \frac{a_2}{\omega_o L_o} U_{cp2} &= 0 \\
\frac{a_1}{\omega_{o1} C_s} I_{p1} - \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) U_{cp1} + U_{cp2} &= \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \right) U_d \\
\frac{a_2}{\omega_o C_s} I_{p2} + U_{cp1} - \left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) U_{cp2} &= 0
\end{aligned} \right\} \quad (1.68)$$

Układ równań (1.68) można zapisać macierzowo:

$$\begin{bmatrix}
a_1' - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & -1 & \frac{a_1}{\omega_{o1}(L_o + L_d)} & 0 \\
-1 & a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 & 0 & \frac{a_2}{\omega_o L_o} \\
\frac{a_1}{\omega_{o1} C_s} & 0 & -\left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) & 1 \\
0 & \frac{a_2}{\omega_o C_s} & 1 & -\left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right)
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix}
I_{p1} \\
I_{p2} \\
U_{cp1} \\
U_{cp2}
\end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
\frac{-a_1}{\omega_{o1}(L_o + L_d)} \\
0 \\
a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \\
0
\end{bmatrix}
\mathbf{U}_d \quad (1.69)$$

Równanie macierzowe (1.69) można także wyrazić przy pomocy parametrów: $\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}}$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$, R_o .

Z wzorów (1.1a, b), (1.2) wynikają zależności:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\omega_{o1} (C_o + L_d)} &= \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} & \frac{1}{\omega_o L_o} &= \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} \\ \frac{1}{\omega_{o1} C_s} &= \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} + \frac{1}{\alpha_{o1}} \right) & \frac{1}{\omega_o C_s} &= \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\alpha_o} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.70)$$

Po wstawieniu zależności (1.70) do (1.69) otrzymuję:

$$\begin{bmatrix} a_1' - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & -1 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & 0 \\ -1 & a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 & 0 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \\ \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} + \frac{1}{\alpha_{o1}} \right) a_1 & 0 & -\left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) & 1 \\ 0 & \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\alpha_o} \right) a_2 & 1 & -\left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{p1} \\ I_{p2} \\ U_{cp1} \\ U_{cp2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \\ 0 \\ a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{U}_d \quad (1.71)$$

Pierwszą macierz w równaniu (1.71) oznaczam przez **A**, macierz niewiadomych - przez **x**, zaś macierz wymuszeń - przez **B**. Omawiane równanie można więc zapisać w postaci:

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{B} \quad (1.72)$$

Do wyznaczenia I_{p1} , I_{p2} , U_{cp1} , U_{cp2} korzystam z wzorów Cramera:

$$I_{p1} = \frac{\begin{vmatrix} -\frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 U_d & -1 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & 0 \\ 0 & a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 & 0 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \\ \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \right) U_d & 0 & -\left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) & 1 \\ 0 & \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\alpha_o} \right) a_2 & 1 & -\left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) \end{vmatrix}}{|A|} \quad (1.73)$$

$$I_{p2} = \frac{\begin{vmatrix} a_1' - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & -\frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 U_d & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \\ \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} + \frac{1}{\alpha_{o1}} \right) a_1 & \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \right) U_d & -\left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -\left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) \end{vmatrix}}{|A|} \quad (1.74)$$

$$U_{cp1} = \frac{\begin{vmatrix} a_1' - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & -1 & -\frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 U_d & 0 \\ -1 & a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 & 0 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \\ \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} + \frac{1}{\alpha_{o1}} \right) a_1 & 0 & \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \right) U_d & 1 \\ 0 & \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\alpha_o} \right) a_2 & 0 & -\left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) \end{vmatrix}}{|A|} \quad (1.75)$$

$$U_{cp2} = \frac{\begin{vmatrix} a_1' - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & -1 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 & -\frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 U_d \\ -1 & a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 & 0 & 0 \\ \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} + \frac{1}{\alpha_{o1}} \right) a_1 & 0 & -\left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) & \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \right) U_d \\ 0 & \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\alpha_o} \right) a_2 & 1 & 0 \end{vmatrix}}{|A|} \quad (1.76)$$

Dla sprawdzenia powyższe wzory można wyprowadzić innym sposobem. Z równania (1.71) otrzymamy dwa układy równań (1.77) oraz (1.78)

$$\left. \begin{aligned} I_{p1} &= \left(a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) I_{p2} + \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 U_{cp2} \\ U_{cp1} &= -\frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\frac{\alpha_o}{\omega_o}} \right) a_2 I_{p2} + \left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) U_{cp2} \end{aligned} \right\} \quad (1.77)$$

$$\left. \begin{aligned} \left(a_1' - \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) I_{p1} - I_{p2} + \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 U_{cp1} &= -\frac{2}{R_o} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 U_d \\ \frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} + \frac{1}{\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}}} \right) a_1 I_{p1} - \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \right) U_{cp1} + U_{cp2} &= \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \right) U_d \end{aligned} \right\} \quad (1.78)$$

Po wstawieniu wielkości I_{p1} , U_{cp1} z układu równań (1.77) do (1.78) przy przyjęciu poniższych oznaczeń D_1 , D_2 , D_3 (1.79)

$$\left. \begin{aligned} D_1 &= 1 + \frac{\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}}}{\frac{\alpha_o}{\omega_o}} a_1 a_2 - a_1' a_2' & D_2 &= \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_1' a_2 + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 a_2' \\ D_2 + D_3 &= \begin{pmatrix} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} & \frac{\alpha_o}{\omega_o} \\ \frac{\alpha_o}{\omega_o} & \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} \end{pmatrix} a_1 a_2 + \begin{pmatrix} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} & 1 \\ \frac{\alpha_o}{\omega_o} & \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} \end{pmatrix} a_1 a_2' + \begin{pmatrix} \frac{\alpha_o}{\omega_o} & 1 \\ \frac{\alpha_o}{\omega_o} & \frac{\alpha_o}{\omega_o} \end{pmatrix} a_1' a_2 \\ D_3 &= \begin{pmatrix} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} & \frac{\alpha_o}{\omega_o} \\ \frac{\alpha_o}{\omega_o} & \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} \end{pmatrix} a_1 a_2 + \frac{a_1 a_2'}{\omega_{o1}} + \frac{a_1' a_2}{\omega_o} \end{aligned} \right\} \quad (1.79)$$

otrzymamy układ równań

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_o}{2} \mathbf{D}_1 + D_2 \mathbf{I}_{p2} - D_2 U_{cp2} &= \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 U_d \\ \frac{R_o}{2} \mathbf{D}_2 + D_3 \mathbf{I}_{p2} + \mathbf{D}_1 - D_2 \mathbf{I}_{cp2} &= \left(a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \right) U_d \end{aligned} \right\} \quad (1.80)$$

a w zapisie macierzowym względem I_{p2}, U_{cp2}

$$\begin{bmatrix} \frac{R_o}{2} \Phi_1 + D_2 & -D_2 \\ \frac{R_o}{2} \Phi_2 + D_3 & D_1 - D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{p2} \\ U_{cp2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \\ a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \end{bmatrix} U_d \quad (1.81)$$

oraz po przeprowadzeniu operacji na macierzach obliczono wartości początkowe I_{p2}, U_{cp2}

$$\begin{bmatrix} I_{p2} \\ U_{cp2} \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} D_1 - D_2 & D_2 \\ -\frac{R_o}{2} \Phi_2 + D_3 & \frac{R_o}{2} \Phi_1 + D_2 \end{bmatrix}}{\frac{R_o}{2} (\Phi_1^2 + D_2 D_3)} \begin{bmatrix} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \\ a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \end{bmatrix} U_d \quad (1.82)$$

Zależność w zapisie macierzowym między wartościami początkowymi I_{p1}, U_{cp1} oraz I_{p2}, U_{cp2} obliczona z równania (1.77) jest następująca

$$\begin{bmatrix} I_{p1} \\ U_{cp1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \\ -\frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\frac{\alpha_o}{\omega_o}} \right) a_2 & a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{p2} \\ U_{cp2} \end{bmatrix} \quad (1.83)$$

Wzór macierzowy na wartości początkowe I_{p1}, U_{cp1} otrzymamy po wstawieniu równania (1.82) do (1.83)

$$\begin{bmatrix} I_{p1} \\ U_{cp1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 & \frac{2}{R_o} \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \\ -\frac{R_o}{2} \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\frac{\alpha_o}{\omega_o}} \right) a_2 & a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 - D_2 & D_2 \\ -\frac{R_o}{2} \Phi_2 + D_3 & \frac{R_o}{2} \Phi_1 + D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 \\ a_1' + \frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 - 1 \end{bmatrix} \frac{U_d}{\frac{R_o}{2} (\Phi_1^2 + D_2 D_3)} \quad (1.84)$$

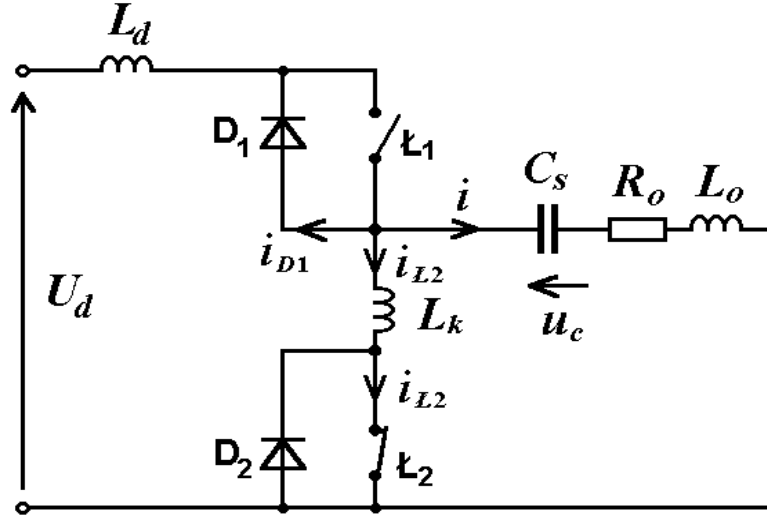
Ze wzorów (1.82) i (1.84) wyznaczono wzory na wartości początkowe $I_{p1}, I_{p2}, U_{cp1}, U_{cp2}$

$$\begin{aligned}
I_{p1} &= \frac{U_d}{\frac{R_o}{2} (\Phi_1^2 + D_2 D_3)} \left\{ \left(a_2' - \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) \left[\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 D_1 + (\Phi_1' - 1) D_2 \right] + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \left[\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 (\Phi_1 - D_3) + (\Phi_1' - 1) (\Phi_1 + D_2) \right] \right\} \\
U_{cp1} &= \frac{U_d}{(\Phi_1^2 + D_2 D_3)} \left\{ \left(\frac{\alpha_o}{\omega_o} + \frac{1}{\alpha_o} \right) a_2 \left[\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 D_1 + (\Phi_1' - 1) D_2 \right] + \left(a_2' + \frac{\alpha_o}{\omega_o} a_2 \right) \left[\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 (\Phi_1 - D_3) + (\Phi_1' - 1) (\Phi_1 + D_2) \right] \right\} \\
I_{p2} &= \frac{U_d}{\frac{R_o}{2} (\Phi_1^2 + D_2 D_3)} \left[\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 D_1 + (\Phi_1' - 1) D_2 \right] \\
U_{cp2} &= \frac{U_d}{(\Phi_1^2 + D_2 D_3)} \left[\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}} a_1 (\Phi_1 - D_3) + (\Phi_1' - 1) (\Phi_1 + D_2) \right]
\end{aligned} \tag{1.85}$$

gdzie D_1, D_2, D_3 są opisane wzorami (1.79) zaś oznaczenia a_1, a_1', a_2, a_2' jako (1.66).

2. Komutacja prądu

W celu zapobieżenia skokowym wzrostom prądów łączników w chwili ich załączenia należy stosować indukcyjności komutacyjne. Indukcyjność komutacyjna L_k jest włączona jak w układzie na rys. 2.1 tylko w gałęzi z łącznikiem L_2 ponieważ w gałęzi z łącznikiem L_1 jest dławik L_d o indukcyjności znacznie większej od L_k .



Rys. 2.1. Układ falownika z indukcyjnościami komutacyjnymi

Dla czasu komutacji t_{k1} (rys. 1.9), gdy przewodzą dioda D_1 i łącznik L_2 , ważne są równania

$$U_d + L_d \frac{di_{D1}}{dt} - L_k \frac{di_{L2}}{dt} = 0 \quad (2.1)$$

$$i_{D1} = -i - i_{L2}$$

Uwzględniając drugie równanie w pierwszym otrzymuje się

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_d}{L_d + L_k} - \frac{L_d}{L_d + L_k} \frac{di}{dt} \quad (2.2)$$

oraz po obliczeniu pochodnej prądu i (1.53) oraz wstawieniu do (2.2) otrzymuje się

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_d}{L_d + L_k} + \frac{L_d}{L_d + L_k} \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{L2}} \sqrt{\alpha_o^2 + \omega_o^2} e^{-\alpha_o t} \sin(\omega_o t + \phi_{L2} - \gamma_o) \quad (2.3)$$

Należy zaznaczyć, że prąd i (1.53) wyznaczono przy pominięciu indukcyjności L_k ze względu na jej małą wartość w porównaniu z indukcyjnością L_o odbiornika.

Drugi składnik wyrażenia (2.3) jest malejącą funkcją kąta $\omega_o t$ w przedziale $(0, \gamma_o - \phi_{L2} + \pi/2)$ oraz rosnącą funkcją w przedziale $(\gamma_o - \phi_{L2} + \pi/2, \gamma_o - \phi_{L2} + 3\pi/2)$ ponieważ $0 < \gamma_o - \phi_{L2} < \pi/2$ (wzory (1.54), (1.56a), (1.85)). Największa wartość pochodnej prądu w załączonym łączniku

występuje w chwili rozpoczęcia się procesu komutacji ale przy spełnieniu nierówności w której czas komutacji nie przekracza wartości obliczonej ze wzoru:

$$t_k < \frac{2(\alpha_o - \phi_{\epsilon 2}) + \pi}{\omega_o} \quad (2.4)$$

Rzeczywisty czas komutacji wg wzorów (1.634), (1.85) wynosi $t_{k1} < t_k$. Dlatego największa wartość pochodnej prądu występuje w chwili rozpoczęcia się procesu komutacji. Obliczona jest więc po wstawieniu do wzoru (2.3) czasu $t=0$ i wynosi

$$\left. \frac{di_{\epsilon 2}}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U_d}{L_d + L_k} + \frac{L_d}{L_d + L_k} \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{\epsilon 2}} \sqrt{\alpha_o^2 + \omega_o^2} \sin(\phi_{\epsilon 2} - \gamma_o) \quad (2.5)$$

Wzór ten można przekształcić do innej postaci. W tym celu wprowadzono oznaczenia analogiczne jak we wzorach (1.35), (1.36)

$$\cos \gamma_o = \frac{\alpha_o}{\sqrt{\alpha_o^2 + \omega_o^2}} \quad \sin \gamma_o = \frac{\omega_o}{\sqrt{\alpha_o^2 + \omega_o^2}} \quad (2.6)$$

Wyrażenie z wzoru (2.5) uproszczono przy pomocy oznaczeń (2.6) stosując odpowiednie przekształcenia trygonometryczne do postaci

$$\sqrt{\alpha_o^2 + \omega_o^2} \frac{\sin(\phi_{\epsilon 2} - \gamma_o)}{\sin \phi_{\epsilon 2}} = \alpha_o - \frac{\omega_o}{\operatorname{tg} \phi_{\epsilon 2}} \quad (2.7)$$

Po wstawieniu (2.7) do (2.5) otrzymano

$$\left. \frac{di_{\epsilon 2}}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U_d}{L_d + L_k} + \frac{L_d}{L_d + L_k} I_{p2} \left(\alpha_o - \frac{\omega_o}{\operatorname{tg} \phi_{\epsilon 2}} \right) \quad (2.8)$$

Oznaczając przez $I'_{\epsilon 2}$ dopuszczalną wartość $\left. \frac{di_{\epsilon 2}}{dt} \right|_{t=0}$ dla zastosowanych łączników oraz uwzględniając zależności (1.54) otrzymuje się wyrażenie

$$I'_{\epsilon 2} = \frac{U_d}{L_d + L_k} + \frac{L_d}{L_d + L_k} \frac{R_o I_{p2} - U_{cp2}}{L_o} \quad (2.9)$$

z którego wyznaczono wzór na indukcyjność komutacyjną L_k wymaganą dla bezpiecznego załączenia łącznika L_2 przy przewodzeniu prądu przez diodę D_1 . Indukcyjność ta wynosi

$$L_k = \frac{1}{I'_{\epsilon 2}} \left[U_d + \frac{L_d}{L_o} (R_o I_{p2} - U_{cp2}) \right] - L_d \quad (2.10)$$

Przy indukcyjności L_d znacznie większej od L_k wzór (2.9) upraszcza się do postaci:

$$I'_{\epsilon 2} = \frac{U_d}{L_d} + \frac{R_o I_{p2} - U_{cp2}}{L_o}$$

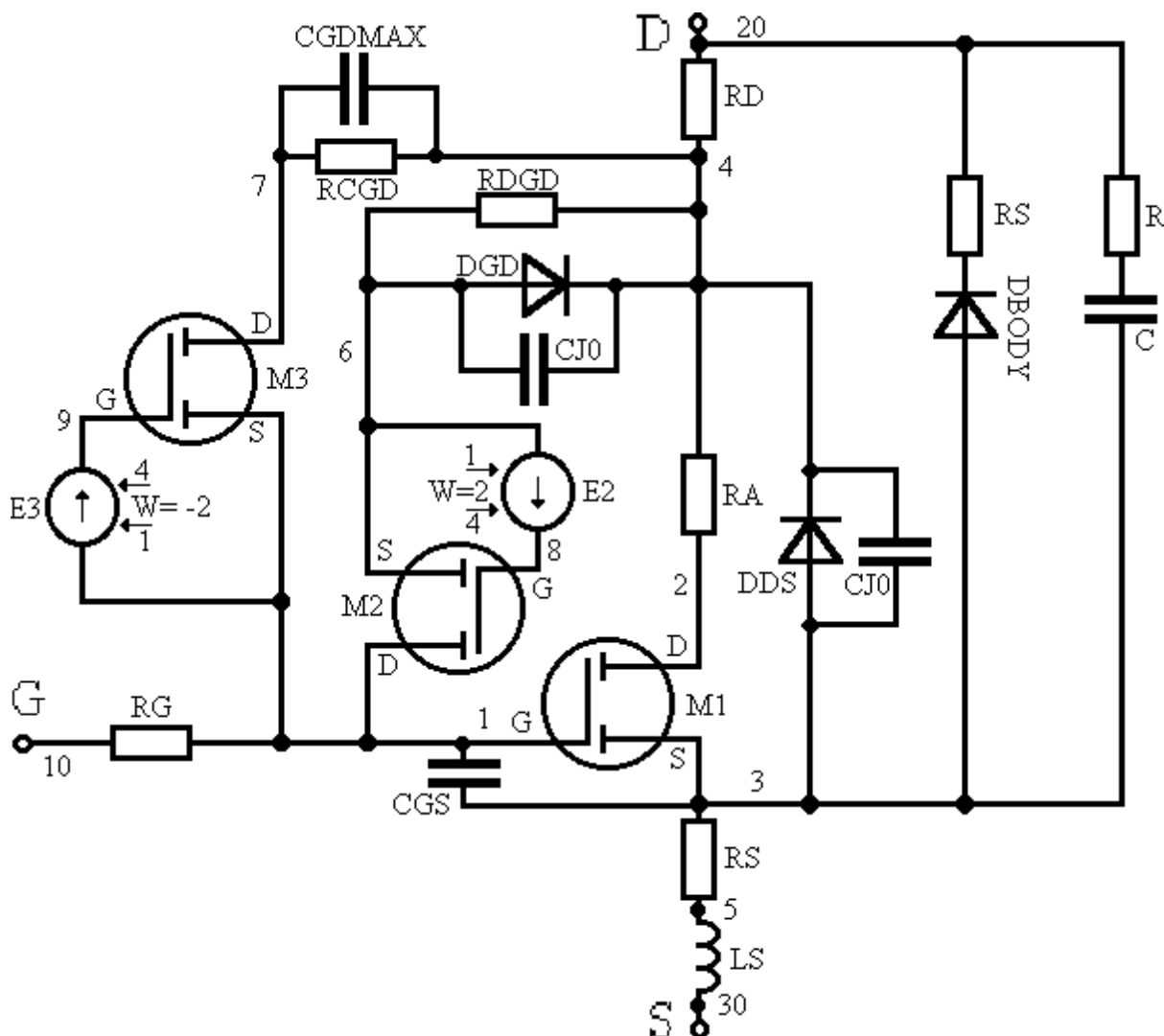
Stąd można obliczyć wartość L_d przy której następuje bezpieczne załączenie łącznika L_2

$$L_d = \frac{U_d}{I'_{\epsilon 2} - \frac{R_o I_{p2} - U_{cp2}}{L_o}} \quad (2.11)$$

Widać z (2.11), że indukcyjność L_k nie ma wpływu na komutację i nie trzeba jej stosować w układzie z łącznikiem L_2 przy odpowiedniej wartości L_d o indukcyjności znacznie większej od L_k . Znika więc problem komutacji prądu co jest zaletą dla tego układu falownika.

3. Symulacje komputerowe układu falownika

Symulacje komputerowe układu falownika z rys. 1.1 wykonano przy założeniu elementów idealnych jak i rzeczywistych. W celu jak najwierniejszego zobrazowania rzeczywistości w symulacjach wykonano model tranzystora mocy MOSFET zabezpieczonego ochroną przepięciową. Schemat pokazano na rys. 3.1. Model ten wyznaczono na podstawie pomiarów doświadczalnych, badań oraz danych katalogowych. Powyższy model wykorzystano w symulacjach komputerowych falownika z elementami rzeczywistymi w programie PSpice.

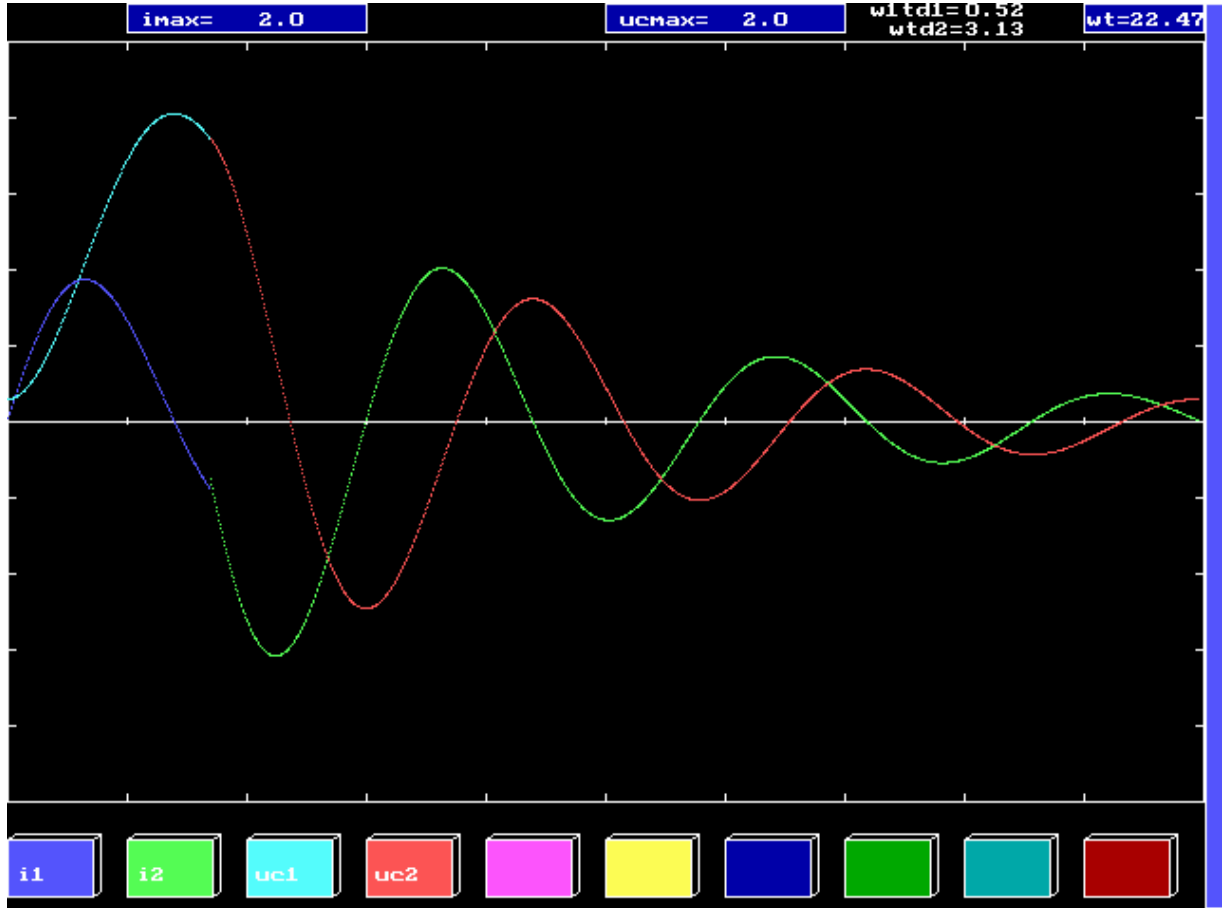


Rys. 3.1. Model tranzystora mocy MOSFET z ochroną przepięciową

Wyprowadzone wzory z rozdziału pierwszego przeliczono i przedstawiono graficznie za pomocą specjalnie napisanego do tego celu programu komputerowego w języku programowania C++. Układ elektryczny falownika symulowano także drugą metodą - bez korzystania z wyprowadzonych wzorów - w PSpice, programie analizującym dowolne układy elektroniczne oraz w Matlabie.

Symulacje przeprowadzono za pomocą programów Turbo C++ i Matlab przy założeniu elementów idealnych. Wydruki przykładowych interesujących nas wyników z tych programów znajdują się na rysunkach 3.2 i 3.3 dla parametrów: $\psi_1=\pi/6$, $\psi_2=\pi$, $I_{osc}=3$, $\frac{L_d}{L_o}=0,5$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o}=0,14$.

Na rysunku 3.2 znajduje się wydruk z programu C++ we wartościach względnych. Tak więc aby uzyskać wyniki w wartościach bezwzględnych (A, V) krzywe prądowe

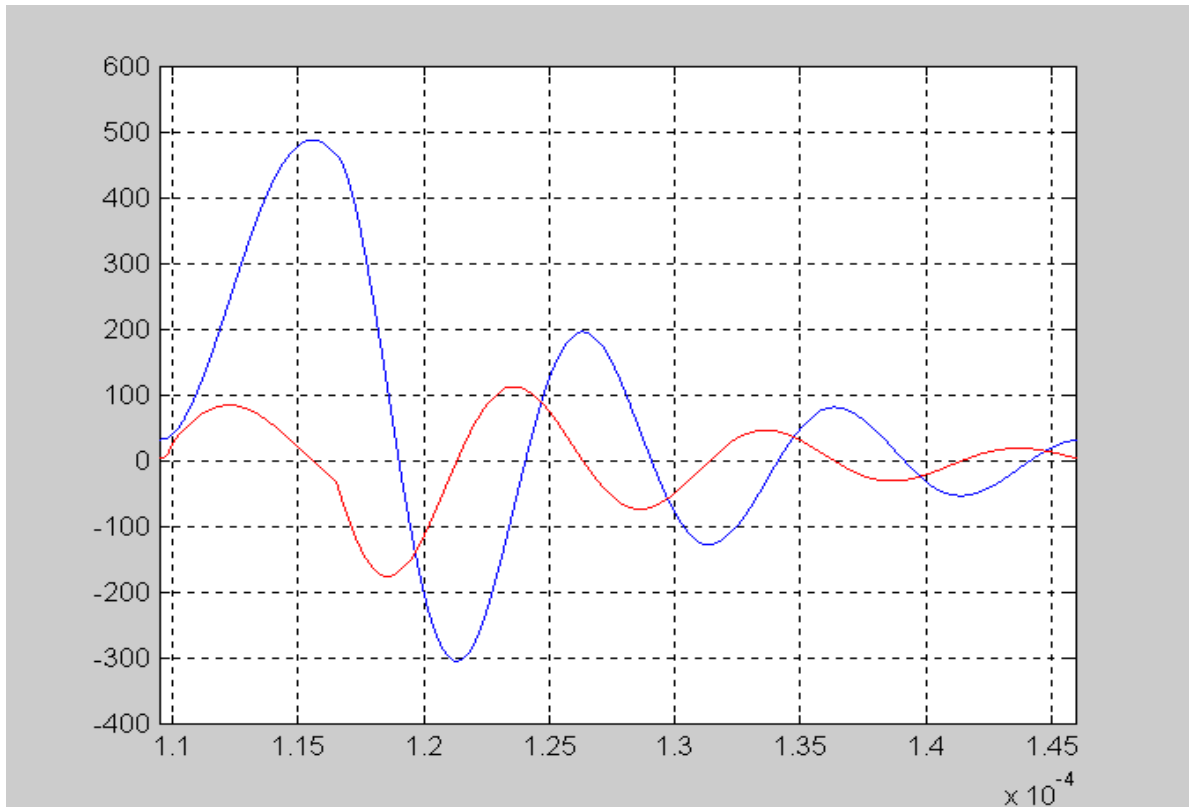


Rys. 3.2. Wydruk z programu C++ przebiegu kątownego prądu odbiornika i oraz napięcia u_c na kondensatorze C_s

pierwszego i drugiego taktu należy pomnożyć kolejno przez przeliczniki $\frac{U_d}{\sqrt{\frac{L_o + L_d}{C_s}}} = 113A$ i

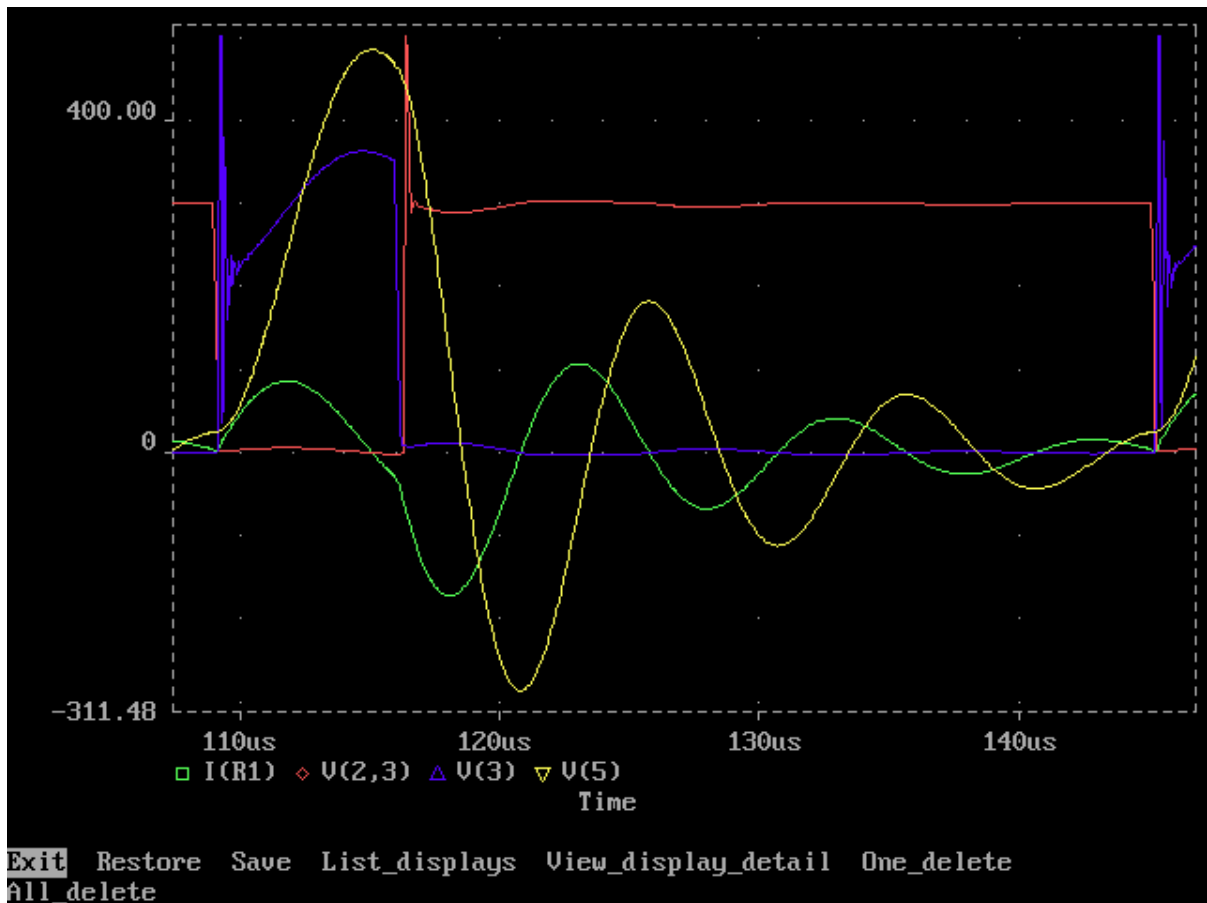
$\frac{U_d}{\sqrt{\frac{L_o}{C_s}}} = 138A$, zaś krzywe napięciowe przez wartość napięcia $U_d=300V$. Na rysunku 3.3

znajduje się wydruk z programu Matlab. Ewentualne niewielkie różnice między tymi wykresami wynikają z różnych metod obliczeniowych stosowanych w programach.



Rys. 3.3. Wydruk z programu Matlab przebiegu czasowego prądu odbiornika i oraz napięcia u_c na kondensatorze C_s

Za pomocą programu PSpice wykonano symulacje przy założeniu elementów rzeczywistych wykorzystując do tego celu stworzone powyżej modele. Wydruki interesujących nas wyników pokazano na rysunku 3.4 dla tych samych parametrów jak wyżej. Są one podobne do wydruków poprzednich za wyjątkiem pojawiających się na łącznikach przebiegów o znaczących wartościach, których nie było w układzie z elementami idealnymi.



Rys. 3.4. Wydruk z programu PSpice przebiegu czasowego prądu odbiornika i oraz napięć: u_c na kondensatorze C_s , u_{L12} na łącznikach falownika

W celu sprawdzenia i wykrycia ewentualnych błędów wyniki wszystkich symulacji otrzymanych z różnych programów porównano ze sobą. Uzyskano dobrą zgodność pomiędzy wynikami otrzymanymi z odpowiednich symulacji.

Symulacje rzeczywistego układu pokazały wiele problemów jakie będzie trzeba pokonać, przy budowie prototypów generatorów. Na przykład problem przepięć na tranzystorach, które w symulacjach zminimalizowano dzięki odpowiednim ochronom przepięciowym oraz dzięki przyjętemu sterowaniu łącznikami i właściwym dobraniem parametrów układu falownika.

Wyniki przeprowadzonych symulacji falownika będą bardzo pomocne w realizacji następnych rozdziałów rozprawy doktorskiej dotyczących uzyskania wyników teoretycznych jak i praktycznych. Pokazały one, że możliwe jest zbudowanie prototypów generatorów wielkich częstotliwości.

4. Wpływ prądu odkształconego na proces powierzchniowego nagrzewania indukcyjnego

Dla tego typu falownika przeanalizowano zależności na wyższe harmoniczne prądu. Podano wzory oraz wykreślono ich przebiegi dla dwóch sposobów regulacji mocy falownika. Oceniono wpływ prądu odkształconego na proces powierzchniowego nagrzewania indukcyjnego. Prąd nagrzewnicy indukcyjnej zasilanej przez dwułukownikowy falownik napięcia jest odkształcony. Aby dokładnie opisać zjawiska elektryczne występujące we wsadzie nagrzewanym prądami odkształconymi konieczna jest znajomość zawartości wyższych harmonicznych występujących w takich prądach. Wyznaczenie rozkładu gęstości mocy we wsadzie przy uwzględnieniu wyższych harmonicznych prądu może mieć istotne znaczenie np. w przypadku nagrzewania powierzchniowego w procesie hartowania powierzchniowego.

4.1. Wyższe harmoniczne prądu w dwułukownikowym falowniku napięcia do nagrzewania indukcyjnego

Schemat układu falownika napięcia z dwoma łącznikami energoelektronicznymi L_1 i L_2 oraz diodami zwrotnymi D_1 , D_2 , przystosowanego do nagrzewania indukcyjnego przedstawiono na rysunku 1 lub 1.1.

Prąd przemienny i odbiornika R_oL_o opisuje następujący wzór:

$$i = \begin{cases} \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{T1}} e^{-\alpha_o t} \sin(\omega_o t + \phi_{T1}) & \text{dla } t \in [0, T_{s1}] \\ \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{T2}} e^{-\alpha_o (t - T_{s1})} \sin[\omega_o (t - T_{s1}) + \phi_{T2}] & \text{dla } t \in [T_{s1}, T_s] \end{cases} \quad (4.1)$$

Przebieg tego prądu w czasie T_s jednego cyklu przedstawiono na rysunku 1.2. Taki przebieg prądu można rozłożyć na szereg trygonometryczny Fouriera w postaci

$$i = \frac{a_o}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_s t) + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\omega_s t) \quad (4.2)$$

przy czym amplituda k -tej harmonicznej prądu wynosi

$$I_{mk} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} \quad (4.3)$$

Składowa stała $\frac{a_o}{2}$ obliczona przy uwzględnieniu wzoru (4.1) jest równa zero. Współczynniki A_k oraz B_k wynoszą

$$A_k = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} i \langle \cos \langle \omega_s t \rangle \rangle dt = \frac{2}{T_s} \left[\frac{I_{p1}}{\sin \phi_{T1}} F_1 + \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{T2}} e^{\alpha_o T_{s1}} F_2 \right] \quad (4.4)$$

$$B_k = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} i \langle \sin \langle \omega_s t \rangle \rangle dt = \frac{2}{T_s} \left[\frac{I_{p1}}{\sin \phi_{T1}} G_1 + \frac{I_{p2}}{\sin \phi_{T2}} e^{\alpha_o T_{s1}} G_2 \right]$$

gdzie

$$F_1 = \int_0^{T_{s1}} e^{-\alpha_{o1} t} \sin \langle \omega_{o1} t + \phi_{T1} \rangle \langle \cos \langle \omega_s t \rangle \rangle dt =$$

$$= -\frac{e^{-\alpha_{o1} t}}{2\omega_{o1}} \left\{ \frac{\sin \langle \omega_{o1} t + \phi_{T1} + \varphi_{11} \rangle}{m_{11}} + \frac{\sin \langle \omega_{o1} t + \phi_{T1} + \varphi_{21} \rangle}{m_{21}} \right\} \Big|_0^{T_{s1}}$$

$$F_2 = \int_{T_{s1}}^{T_s} e^{-\alpha_o t} \sin \langle \omega_o t + \phi_{T2} - \omega_o T_{s1} \rangle \langle \cos \langle \omega_s t \rangle \rangle dt =$$

$$= -\frac{e^{-\alpha_o t}}{2\omega_o} \left\{ \frac{\sin \langle \omega_o t + \phi_{T2} - \omega_o T_{s1} + \varphi_1 \rangle}{m_1} + \frac{\sin \langle \omega_o t + \phi_{T2} - \omega_o T_{s1} + \varphi_2 \rangle}{m_2} \right\} \Big|_{T_{s1}}^{T_s}$$

oraz

$$G_1 = \int_0^{T_{s1}} e^{-\alpha_{o1} t} \sin \langle \omega_{o1} t + \phi_{T1} \rangle \langle \sin \langle \omega_s t \rangle \rangle dt =$$

$$= -\frac{e^{-\alpha_{o1} t}}{2\omega_{o1}} \left\{ \frac{\sin \langle \omega_{o1} t + \phi_{T1} - \arctg \langle \tg \varphi_{11} \rangle \rangle}{m_{11}} + \frac{\sin \langle \omega_{o1} t + \phi_{T1} - \arctg \langle \tg \varphi_{21} \rangle \rangle}{m_{21}} \right\} \Big|_0^{T_{s1}}$$

$$G_2 = \int_{T_{s1}}^{T_s} e^{-\alpha_o t} \sin \langle \omega_o t + \phi_{T2} - \omega_o T_{s1} \rangle \langle \sin \langle \omega_s t \rangle \rangle dt =$$

$$= -\frac{e^{-\alpha_o t}}{2\omega_o} \left\{ \frac{\sin \langle \omega_o t + \phi_{T2} - \omega_o T_{s1} - \arctg \langle \tg \varphi_1 \rangle \rangle}{m_1} + \frac{\sin \langle \omega_o t + \phi_{T2} - \omega_o T_{s1} - \arctg \langle \tg \varphi_2 \rangle \rangle}{m_2} \right\} \Big|_{T_{s1}}^{T_s}$$

gdzie

$$k'_1 = k \frac{\omega_s}{\omega_{o1}} = \frac{2k\pi}{\omega_{o1}T_s}; \quad k' = k \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{2k\pi}{\omega_o T_s}; \quad T_s = T_{s1} + T_{s2};$$

$$m_{11} = \sqrt{\left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}}\right)^2 + (1+k'_1)^2}; \quad m_1 = \sqrt{\left(\frac{\alpha_o}{\omega_o}\right)^2 + (1+k')^2}; \quad tg\varphi_{11} = \frac{1+k'_1}{\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}}}; \quad tg\varphi_1 = \frac{1+k'}{\frac{\alpha_o}{\omega_o}};$$

$$m_{21} = \sqrt{\left(\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}}\right)^2 + (1-k'_1)^2}; \quad m_2 = \sqrt{\left(\frac{\alpha_o}{\omega_o}\right)^2 + (1-k')^2}; \quad tg\varphi_{21} = \frac{1-k'_1}{\frac{\alpha_{o1}}{\omega_{o1}}}; \quad tg\varphi_2 = \frac{1-k'}{\frac{\alpha_o}{\omega_o}};$$

Wzory na pulsacje ω_{o1} , ω_o drgań własnych, współczynniki tłumienia α_{o1} , α_o , kąty φ_{T1} i φ_{T2} oraz prądy początkowe I_{p1} i I_{p2} są podane odpowiednio wzorami: (1.1a), (1.1b), (1.2), (1.27), (1.54), (1.85).

W dalszych obliczeniach posłużono się względnymi wartościami prądów i napięć początkowych

$$I_{p1w} = \frac{I_{p1}}{\frac{U_d}{\omega_{o1}(L_o + L_d)}}; \quad I_{p2w} = \frac{I_{p2}}{\omega_o L_o}; \quad U_{cp1w} = \frac{U_{cp1}}{U_d}; \quad U_{cp2w} = \frac{U_{cp2}}{U_d} \quad (4.5)$$

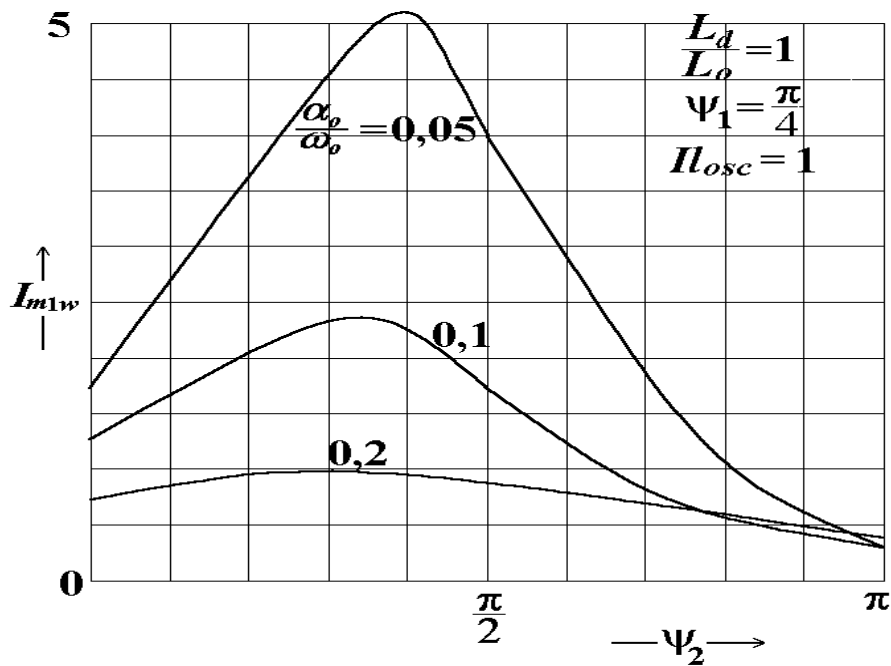
Następnie obliczono wartości względne amplitud harmonicznych prądu I_{mkw} wg wzoru (4.3) po wstawieniu do wzoru (4.4) wartości względnych prądów początkowych I_{p1w} , I_{p2w} (4.5) w miejsce I_{p1} , I_{p2} dla dwóch przypadków regulacji mocy:

- przez zmianę kąta ψ_2 przewodzenia diody D_2 przy stałym kącie ψ_1 przewodzenia diody D_1 .
- przez zmianę ilości oscylacji ll_{osc} obwodu drugiego łącznika przy stałych kątach ψ_1 , ψ_2 przewodzenia diod D_1 i D_2

Z analizy powyższych wzorów (za pomocą wzorów (1.2b), (1.27), (1.54), (1.85), (4.5)) wynika, że amplitudy I_{mkw} poszczególnych harmonicznych prądu zależą od kątów $\psi_1 = \omega_{o1}t_{D1}$, $\psi_2 = \omega_o t_{D2}$ przewodzenia diod D_1 i D_2 (t_D - czas przewodzenia diody), ilości oscylacji ll_{osc} obwodu drugiego łącznika, parametru nagrzewnicy $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ oraz parametru obwodu falownika $\frac{L_d}{L_o}$.

Dla indukcyjnych urządzeń grzejnych parametr $\frac{\alpha_o}{\omega_o} \in (0,05 \div 0,2)$. Na rysunku 4.1 przedstawiono wyniki obliczeń wartości względnych pierwszej harmonicznej I_{m1w} prądu w funkcji kąta ψ_2 przy stałym kącie ψ_1 przewodzenia diody D_1 dla parametrów: $ll_{osc}=1$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$

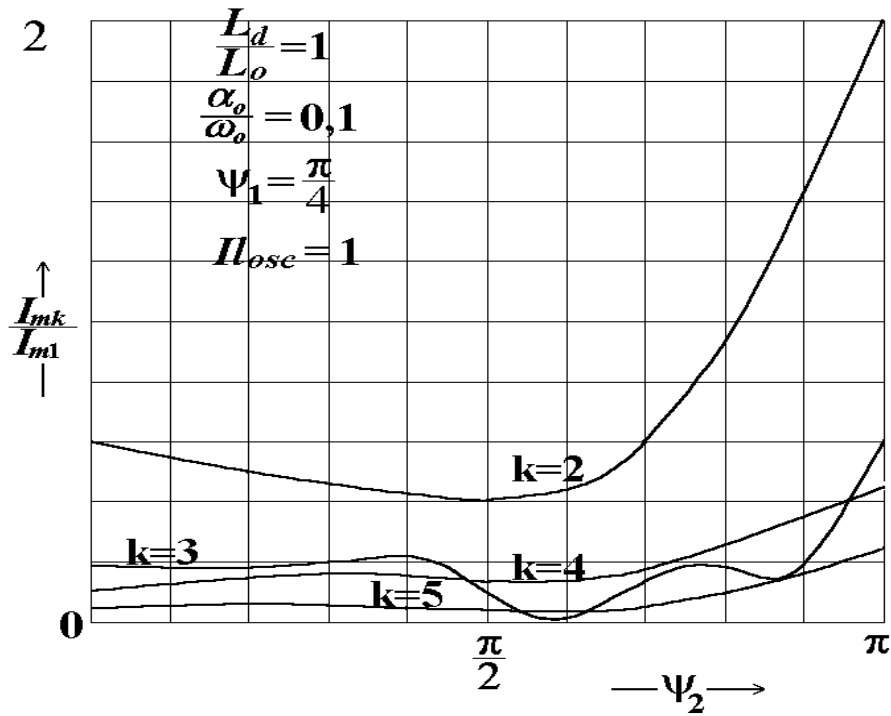
oraz różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$.



Rys. 4.1. Zależności pierwszej harmoniczej względnej amplitudy prądu I_{m1w} w funkcji kąta ψ_2 przy stałym kącie $\psi_1=\pi/4$ przewodzenia diody D_1 dla parametrów: $I_{osc}=1$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$ oraz różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$

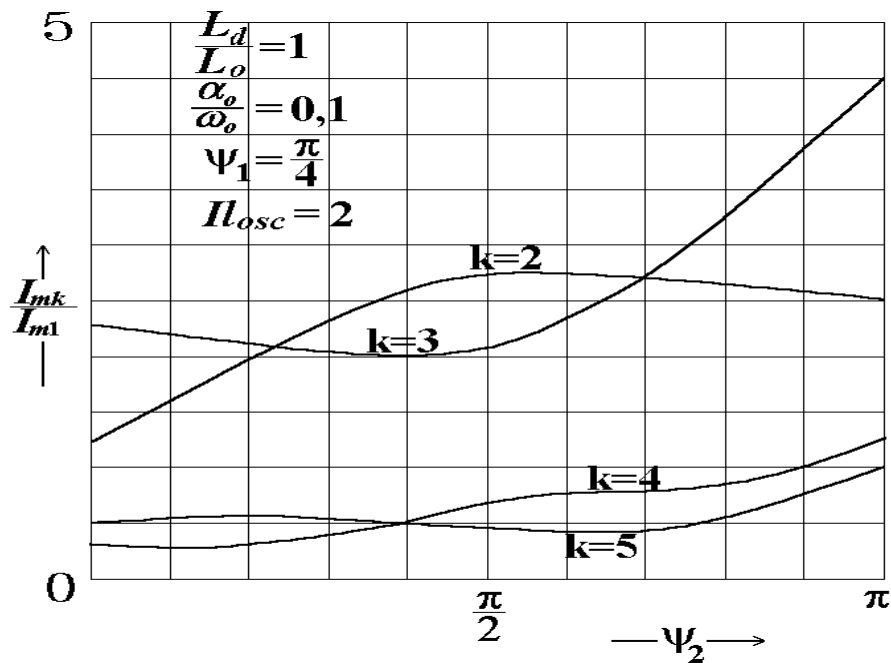
Wartość I_{m1w} rośnie przy zwiększaniu kąta ψ_2 i to tym szybciej im mniejszy jest parametr $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ i osiąga maksimum przy $\psi_2 \in (0,3\div 0,4)\pi$ po czym maleje tak, że przy $\psi_2 = \pi$ wielkość I_{m1w} wynosi 0,25 niezależnie od wartości $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$.

Iloraz $\frac{I_{mk}}{I_{m1}}$ k -tej harmoniczej prądu do pierwszej harmoniczej ($k = 2, 3, 4, 5$) w funkcji kąta ψ_2 przewodzenia diody D_2 dla parametrów: $\psi_1=\pi/4$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o}=0,1$ przedstawiono graficznie na rysunkach 4.2 i 4.3. Z rysunków widać że zawartość wyższych harmoniczych (w.h.) w prądzie zmienia się znacznie wraz ze zmianą kąta ψ . Rysunek 4.2 pokazuje, że dla 1 oscylacji ($I_{osc}=1$) zawartość drugiej harmoniczej w prądzie jest największa w całym przedziale kąta ψ , zaś rys. 3 dotyczący 2 oscylacji ($I_{osc}=2$) pokazuje największy wpływ drugiej i trzeciej harmoniczej. W omawianych przypadkach prąd odbiornika jest silnie odkształcony zwłaszcza dla kąta $\psi_2=\pi$ co dodatkowo zestawiono w tabeli 4.1 dla różnych ilości oscylacji I_{osc} przy dziesięciu harmoniczych. W tabeli 4.1 pokazano zależności względnych wartości pierwszej harmoniczej prądu I_{m1w} oraz k -tej do pierwszej harmoniczej $\frac{I_{mk}}{I_{m1}}$ od ilości oscylacji I_{osc} . Z tabeli 4.1 widać, że wpływ pierwszej harmoniczej spada a rośnie wpływ wyższych harmoniczych ze wzrostem ilości oscylacji.



Rys. 4.2. Zależności ilorazu $\frac{I_{mk}}{I_{m1}}$ k -tej ($k = 2, 3, 4, 5$) harmonicznej prądu do pierwszej

harmonicznej w funkcji kąta ψ_2 dla parametrów: $\psi_1 = \pi/4$, $I_{l_{osc}} = 1$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$



Rys. 4.3. Zależności ilorazu $\frac{I_{mk}}{I_{m1}}$ k -tej ($k = 2, 3, 4, 5$) harmonicznej prądu do pierwszej

harmonicznej w funkcji kąta ψ_2 dla parametrów: $\psi_1 = \pi/4$, $I_{l_{osc}} = 2$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$

$\psi_1 = \pi/4$	I_{m1w}	I_{mk}/I_{m1}								
$\psi_2 = \pi$		dla k -tych harmonicznych								
I_{osc}		$k = 2$	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0.25	2	0.6	0.44	0.26	0.2	0.13	0.14	0.13	0.04
2	0.12	2	4.5	1.2	1	0.7	0.5	0.35	0.25	0.3
3	0.07	2.5	3.5	7	2.7	0.9	1.3	1	0.6	0.7
4	0.046	2	3	4	9.4	4.4	1.8	1.2	1.7	1.2
5	0.033	2	3	4.5	4.7	11.7	6.2	3	1.3	1.6
6	0.024	2	3	4	6.5	5.5	13.5	8	4.5	2.2
7	0.02	2	3	4	5.2	6.7	6.5	15.2	9.7	6
8	0.016	2	3	4	5	6.2	7	7.8	17	11.5
9	0.013	2	3	4	5	6	7	8	9.5	20

Tab. 4.1. Zależności pierwszej harmonicznej względnej amplitudy prądu I_{m1w} oraz ilorazu $\frac{I_{mk}}{I_{m1}}$ k -tej ($k = 2 \div 10$) harmonicznej prądu do pierwszej harmonicznej w funkcji ilości oscylacji I_{osc} dla parametrów: $\psi_1 = \pi/4$, $\psi_2 = \pi$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$

4.2. Ilość mocy wydzielającej się w warstwie zewnętrznej wsadu o grubości równej głębokości wnikania δ w stosunku do mocy w całym wsadzie dla różnych sposobów sterowań łącznikami

Prąd odkształcony zmieniający swój kształt w zależności od zadanych przez automatykę falownika czasów t_{D1} , t_{D2} przewodzenia diod D_1 , D_2 , ilości oscylacji I_{osc} obwodu drugiego łącznika L_2 oraz w zależności od parametrów charakteryzujących obwód elektryczny $\frac{L_d}{L_o}$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ powoduje inny rozkład mocy objętościowej we wsadzie nagrzewnicy niż prąd quasi-sinusoidalny.

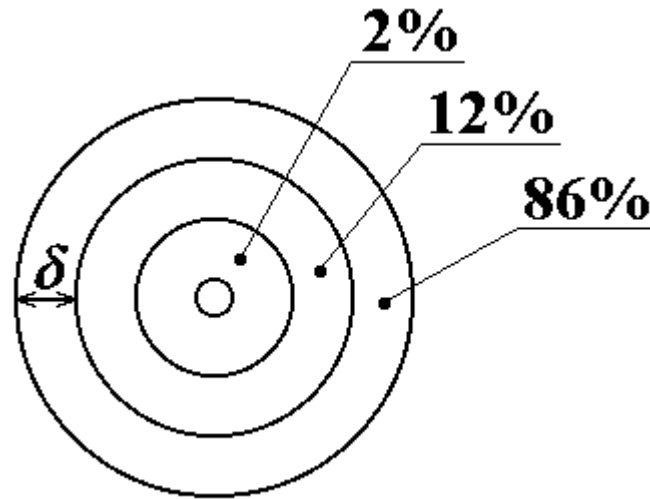
Założmy że wsadem jest walec. Dla przypadku kątów ψ_1 , ψ_2 przewodzenia diod bliskich zera i jak najmniejszej wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ (np. $\frac{\alpha_o}{\omega_o} \leq 0,01$) oraz $\frac{L_d}{L_o} = 0$ przebieg prądu jest zbliżony do sinusoidy o częstotliwości drgań własnych równej $\omega_o = \frac{2\pi}{T_o} = \frac{1}{\sqrt{L_o C_s}}$ obwodu rezonansowego $L_o C_s$. Głębokość wnikania dla tej częstotliwości wynosi:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega_o \gamma \mu}} \quad (4.6)$$

gdzie

γ - konduktywność wsadu,
 μ - przenikalność magnetyczna wsadu.

W walcu o średnicy $d \geq 6\delta$ wydziela się praktycznie cała moc P_w nagrzewająca wsad, a jej procentowe zawartości w poszczególnych warstwach o grubości δ obrazuje rysunek 4.4 na podstawie [23].



Rys. 4.4. Zawartość procentowa mocy P_w nagrzewającej poszczególne warstwy o grubości δ wsadu dla sinusoidalnego przebiegu prądu odbiornika

Falę cylindryczną padającą na taki wsad można wówczas traktować jako falę płaską.

Dla sterowania mocą falownika przy którym czasy t_{D1} , t_{D2} przewodzenia diod D_1 , D_2 oraz ilość oscylacji l_{osc} zadajemy dowolnie [24] zaś nagrzewnica ma parametr $\frac{\alpha_o}{\omega_o} \in (0,01 \div 0,2)$

przy różnych wartościach $\frac{L_d}{L_o}$ przebieg prądu jest niesinusoidalny, co obrazuje rys. 1.2. Okres tego przebiegu a zarazem jego pierwszej harmonicznej ma zmienną wartość $T_s > T_o$ i można go opisać wzorem według rys. 1.2

$$T_s = \frac{\pi - \phi_{T1}}{\omega_{o1}} + t_{D1} + \frac{\pi - \phi_{T2}}{\omega_o} + t_{D2}$$

zaś dla różnej ilości oscylacji l_{osc} w drugim takcie

$$T_s = \frac{\pi - \phi_{T1}}{\omega_{o1}} + t_{D1} + \frac{(l_{osc} - 1)\pi - \phi_{T2}}{\omega_o} + t_{D2} \quad (4.7)$$

Okres T_s , zależy od parametrów $\frac{L_d}{L_o}$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ oraz w czasie pracy falownika może się zmieniać ze zmianą zadawanych czasów t_{D1} , t_{D2} przewodzenia diod i ilości oscylacji l_{osc} .

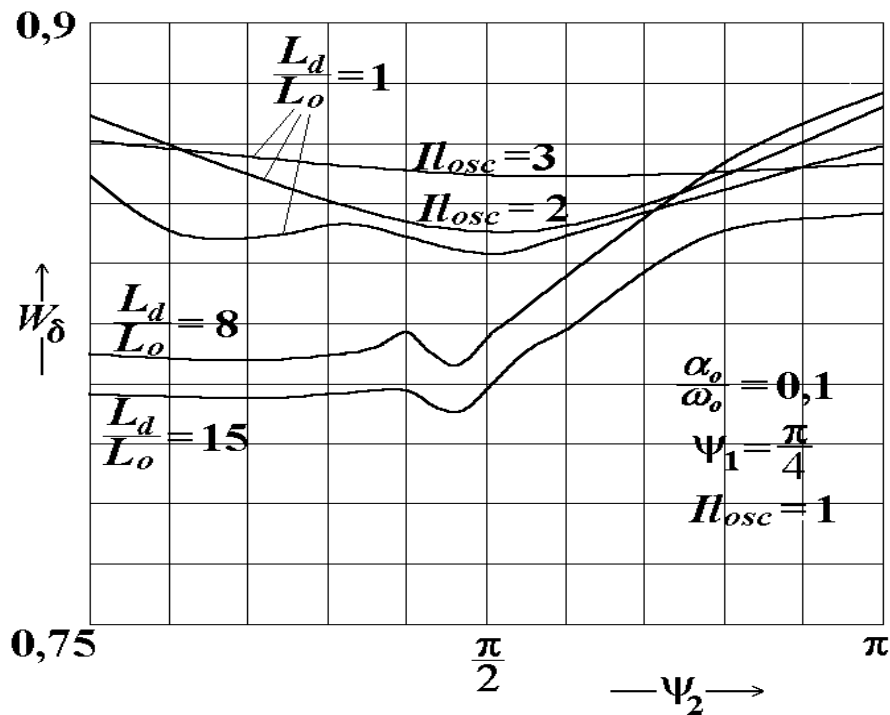
Do określenia ilości mocy wydzielającej się w warstwie zewnętrznej wsadu o grubości δ w stosunku do mocy w całym wsadzie skorzystano z wzoru na współczynnik w_δ [28] będący

stosunkiem mocy $P_{w\delta}$ nagrzewającej warstwę zewnętrzną wsadu o grubości równej głębokości wnikania δ do mocy P_w wydzielającej się w całym wsadzie:

$$w_{\delta} = \frac{P_{w\delta}}{P_w} = 1 - \frac{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{I_{mk}}{I_{m1}} \right)^2 \sqrt{k} \cdot e^{-2\sqrt{\frac{2k\pi}{\omega_o T_s}}}}{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{I_{mk}}{I_{m1}} \right)^2 \sqrt{k}} \quad (4.8)$$

którego przebiegi dla różnych sposobów sterowania łącznikami i parametrów układu falownika pokazano na rysunkach 4.5, 4.6 oraz w tabeli 4.2. Z wzoru 4.8 widać, że wpływ na współczynnik w_{δ} mają k-te harmoniczne (rys. 4.2, 4.3) oraz kąt cyklu $\omega_o T_s$ (4.7). Na rysunkach 4.5, 4.6 wykreślono przebiegi współczynnika w_{δ} , który zmienia się wraz ze zmianą kąta ψ_2 zaś w tabeli 4.2 zestawiono taki w_{δ} , który jest stały (lub zmienia się nieznacznie) w całym zakresie kąta ψ_2 . Obliczenia wykonano dla parametru nagrzewnicy $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$. Na rysunku 4.5 wykreślono

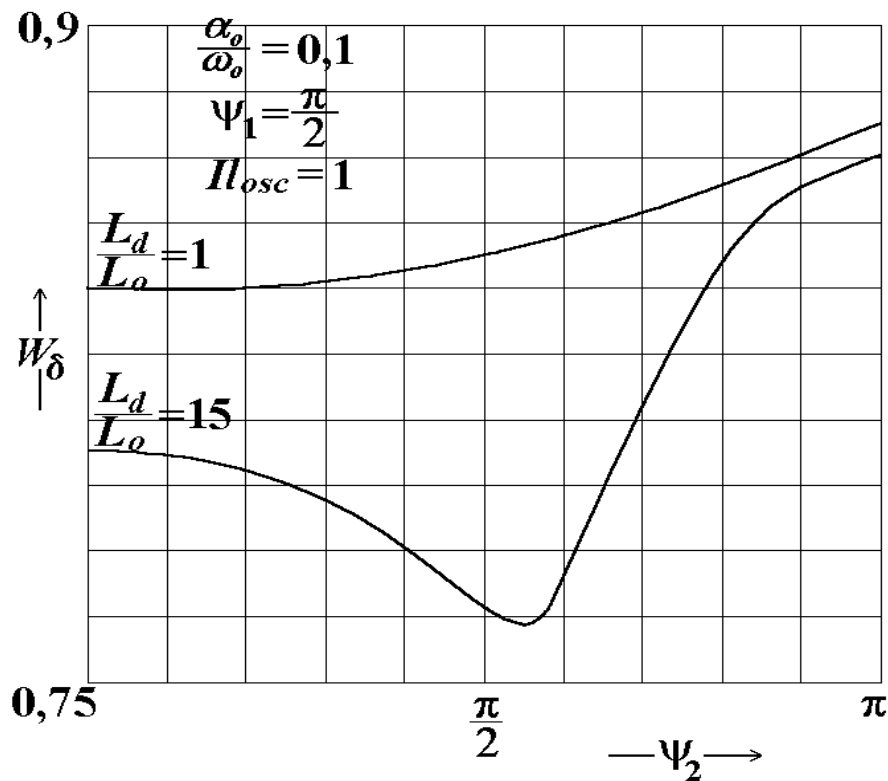
krzywe dla kąta $\psi_1 = \pi/4$ oraz różnych wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}$ i ilości oscylacji n_{osc} .



Rys. 4.5. Zależność współczynnika $w_{\delta} = f(\psi_2)$ dla $\psi_1 = \pi/4$ oraz parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$ dla

różnych wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}$ i ilości oscylacji n_{osc}

Widać, że dla parametru $\frac{L_d}{L_o}=1$ krzywe niewiele różnią się od siebie w całym zakresie kąta ψ_2 , natomiast krzywe różnią się widoczniej dla różnych wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}$ przy jednej oscylacji $II_{osc}=1$. Na rysunku 4.6 wykreślono krzywe dla kąta $\psi_1 = \pi/2$ oraz różnych wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}$ przy jednej oscylacji $II_{osc}=1$.



Rys. 4.6. Zależność współczynnika $w_\delta = f(\psi_2)$ dla $\psi_1 = \pi/2$, $II_{osc} = 1$ oraz parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$

dla różnych wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}$

Widać, że dla parametru $\frac{L_d}{L_o}=1$ krzywa w niewielkim stopniu rośnie ze wzrostem kąta ψ_2 , natomiast krzywa dla parametru $\frac{L_d}{L_o}=15$ początkowo maleje, około środka zakresu osiąga najmniejszą wartość a następnie rośnie do końca zakresu.

Wykresy na powyższych rysunkach mają pewną wspólną cechę. W zakresie kąta ψ_2 od początku do środka zakresu krzywe albo maleją albo niewiele się zmieniają. Zmniejszanie współczynnika w_δ jest spowodowane wzrostem kąta $\omega_o T_s$ (4.7) zaś niewielkie zmiany informują o wzajemnym kompensowaniu się wpływu kąta $\omega_o T_s$ oraz amplitud wyższych harmonicznych. Dla kąta ψ_2 od środka do końca zakresu (od kąta $\pi/2$ do π) widoczny jest pozytywny wpływ

wyższych harmonicznym, krzywe w_δ rosną ze wzrostem kąta ψ_2 dzięki temu że więcej rosną amplitudy wyższych harmonicznym prądu w tym przedziale (rys. 4.2, 4.3).

Dla większej ilości oscylacji $I_{osc} > 1$ lub dla kąta ψ_1 bliskiego wartości π współczynnik w_δ jest prawie stały w całym zakresie kąta ψ_2 i zestawiono go w tabeli 4.2.

		Wartość w_δ dla parametru nagrzewnicy równego 0,1			
		$I_{osc} = \text{kilka}$ oscylacji			$I_{osc} = 1$
L_d/L_o	$\psi_1 = \pi/4$	$\pi/2$	π	π	
1	0.866	0.840	0.795	0.803	
8	0.867	-	-	-	
15	0.849	0.833	0.640	0.640	

Tab. 4.2. Zestawienie współczynnika w_δ dla parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$ oraz różnych wartości kątów

ψ_1, ψ_2 i parametrów $\frac{L_d}{L_o}, I_{osc}$

5. Moc nagrzewnicy

5.1. Wzór na moc nagrzewnicy

Energia dostarczona do falownika w czasie T_s jednego cyklu pracy ze źródła napięcia U_d jest równa energii pobranej przez falownik w pierwszym takcie pracy, czyli w czasie $t \in (0, T_{s1})$. Energia ta zamienia się na ciepło wydzielone na rezystancji R_o odbiornika w czasie T_s trwania obu taktów i możemy ją zapisać następująco:

$$W_o = U_d I_{s1} T_{s1}$$

gdzie

U_d [V] - napięcie zasilania,

I_{s1} [A] - wartość średnia prądu $i_1(t)$ dla pierwszego taktu $t \in (0, T_{s1})$,

T_{s1} [s] - czas trwania pierwszego taktu.

Moc odbiornika dla całego cyklu pracy falownika:

$$P_o = \frac{W_o}{T_s} = U_d I_{s1} \frac{T_{s1}}{T_{s1} + T_{s2}} \quad (5.1)$$

Prąd średni wynosi:

$$I_{s1} = \frac{1}{T_{s1}} \int_0^{T_{s1}} i_1(t) dt$$

Po skorzystaniu ze wzoru (1.25) obliczam:

$$\begin{aligned} I_{s1} &= \frac{1}{T_{s1}} \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} \int_0^{T_{s1}} e^{-\alpha_{o1} t} \sin(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1}) dt = \\ &= \frac{1}{T_{s1}} \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} \left\{ \frac{e^{-\alpha_{o1} t}}{\alpha_{o1}^2 + \omega_{o1}^2} \left[\alpha_{o1} \sin(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1}) + \omega_{o1} \cos(\omega_{o1} t + \phi_{\epsilon 1}) \right] \right\}_0^{T_{s1}} = \\ &= -\frac{1}{T_{s1}} \frac{I_{p1}}{\sin \phi_{\epsilon 1}} \frac{1}{\alpha_{o1}^2 + \omega_{o1}^2} \left[e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} \alpha_{o1} \sin(\omega_{o1} T_{s1} + \phi_{\epsilon 1}) + \alpha_{o1} \sin \phi_{\epsilon 1} + e^{-\alpha_{o1} T_{s1}} \omega_{o1} \cos(\omega_{o1} T_{s1} + \phi_{\epsilon 1}) - \omega_{o1} \cos \phi_{\epsilon 1} \right] \end{aligned}$$

Korzystam z zależności (1.46) i (1.41) i otrzymuję:

$$I_{s1} = \frac{I_{p1}}{T_{s1} (\alpha_{o1}^2 + \omega_{o1}^2)} \left[\alpha_{o1} \left(1 - \frac{I_{p2}}{I_{p1}} \right) + \omega_{o1} \left(\frac{1}{\tan \phi_{\epsilon 1}} + \frac{I_{p2}}{I_{p1}} \frac{1}{\tan \phi_{D1}} \right) \right] \quad (5.2)$$

Do (5.2) wstawiam (1.27) oraz (1.51) i otrzymuję:

$$I_{s1} = \frac{\alpha_{o1}}{T_{s1} (\alpha_{o1}^2 + \omega_{o1}^2)} \frac{2}{R_o} (U_{cp1} - U_{cp2}) = \frac{C_s (U_{cp1} - U_{cp2})}{T_{s1}} \quad (5.3)$$

Moc nagrzewnicy więc wyraża się wzorem:

$$P_o = \frac{(U_{cp1} - U_{cp2}) U_d C_s}{T_s} \quad (5.4)$$

lub aby uniezależnić się od takich wielkości, jak U_d , ω_o , C_s wygodniej jest się posługiwać w dalszych rozważaniach mocą względną P_{ow}

$$P_{ow} = \frac{P_o}{U_d^2 \omega_o C_s} = \frac{U_{cp1w} - U_{cp2w}}{\omega_o T_s} \quad (5.5)$$

gdzie

$$T_s = \frac{\pi - \phi_{T1}}{\omega_{o1}} + t_{D1} + \frac{(I_{osc} - 1) \pi - \phi_{T2}}{\omega_o} + t_{D2}$$

Przy zastosowaniu okresowej przerwy regulowanej (czasu przerwy t_p) prądu w pracy falownika (zerowy prąd odbiornika) wzór (5.5) przyjmie postać

$$P_{ow} = \frac{P_o}{U_d^2 \omega_o C_s} = \frac{U_{cp1w} - U_{cp2w}}{\omega_o T_s + \omega_o t_p} \quad (5.6)$$

Moc tę można regulować wg działania układu sterowania przez zmianę zadawanych czasów t_{D1} , t_{D2} przewodzenia diod D_1 i D_2 (t_D - czas przewodzenia diody), zmianę długości czasu przerwy t_p prądu, zmianę ilości oscylacji I_{osc} prądu w obwodzie łącznika L_2 oraz zmianę napięcia zasilania (wzory (5.5), (5.6)). Bardziej przydatne ze względu na sposoby regulacji mocy byłoby wyprowadzenie wzorów w funkcji zadawanych czasów przewodzenia diod - ale nie jest to możliwe ponieważ powstaje równanie uwikłane. Za pomocą układu sterowania można otrzymywać zadane czasy t_D przewodzenia diod. Czasom tym odpowiadają określone czasy t_L przewodzenia łączników. Trudno jest jednak obliczyć bezpośrednio czasy t_L na podstawie zadanych czasów t_D . Czyli trudno jest obliczyć wielkości elektryczne falownika (np. moc P_{ow}) w funkcji zadanych czasów t_D . Nie możliwe jest bowiem analityczne obliczenie czasów T_{s1} , $T_{s2} = f(t_D)$ ponieważ istnieje funkcja uwikłana tych zmiennych T_{s1} , T_{s2} . Problem powyższy można rozwiązać metodami numerycznymi albo poprzez tworzenie innych specjalnych algorytmów.

Obliczenia wykonuje się w taki sposób, że zakłada się czasy T_{s1} , T_{s2} i oblicza się odpowiadające im wartości wg wzorów na wielkości elektryczne (np. wzory: (1.85), (4.3), (4.8), (5.4)) a następnie dzięki odpowiednim algorytmom wykonanym w symulacjach komputerowych (w języku C++) powyższe wartości wielkości elektrycznych wykreślono w funkcji czasów przewodzenia diod. Należy zaznaczyć, że przy zwiększaniu czasu t_D ,

początkowo rośnie też czas t_L do określonej wartości maksymalnej t_{Lm} odpowiadającej największemu prądowi I_{pm} , a następnie maleje i przy $t_D=t_{Dmax}$, czas $t_L=0$.

Aby uniezależnić się od jednostki czasu przebiegi na moc względną P_{ow} wykreślono przy przyjęciu kątów $\psi_1=\omega_{o1}t_{D1}$ oraz $\psi_2=\omega_{o2}t_{D2}$ przewodzenia diod D_1 i D_2 .

Z analizy powyższego wzoru (5.5) (za pomocą wzorów (1.2b), (1.27), (1.54), (1.85), (4.5)) wynika, że moc względna P_{ow} zależy od kątów $\psi_1=\omega_{o1}t_{D1}$, $\psi_2=\omega_{o2}t_{D2}$ przewodzenia diod D_1 i D_2 (t_D - czas przewodzenia diody), ilości oscylacji Il_{osc} obwodu drugiego łącznika, parametru nagrzewnicy $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ oraz parametru obwodu falownika $\frac{L_d}{L_o}$.

5.2. Opracowanie sposobów regulacji mocy nagrzewnicy

Podano sposoby regulacji mocy nagrzewnicy: ilością oscylacji oraz zmianą czasu przewodzenia diod. Opisano charakter zmian każdego z tych rodzajów regulacji mocą w zależności od parametrów charakteryzujących obwód elektryczny. Podano także możliwość innych sposobów regulacji mocy poprzez zmianę długości czasu przerwy prądu odbiornika oraz zmianę napięcia zasilania falownika.

Moc względną P_{ow} rozpatrywano dla różnych przypadków regulacji mocy:

- przez zmianę kąta ψ_2 przewodzenia diody D_2 przy stałym kącie ψ_1 przewodzenia diody D_1 ,
- przez zmianę ilości oscylacji Il_{osc} obwodu drugiego łącznika przy stałych kątach ψ_1 , ψ_2 przewodzenia diod D_1 i D_2 ,
- przez inne czynniki (zmianę długości czasu przerwy prądu i , zmianę wartości napięcia zasilania U_d).

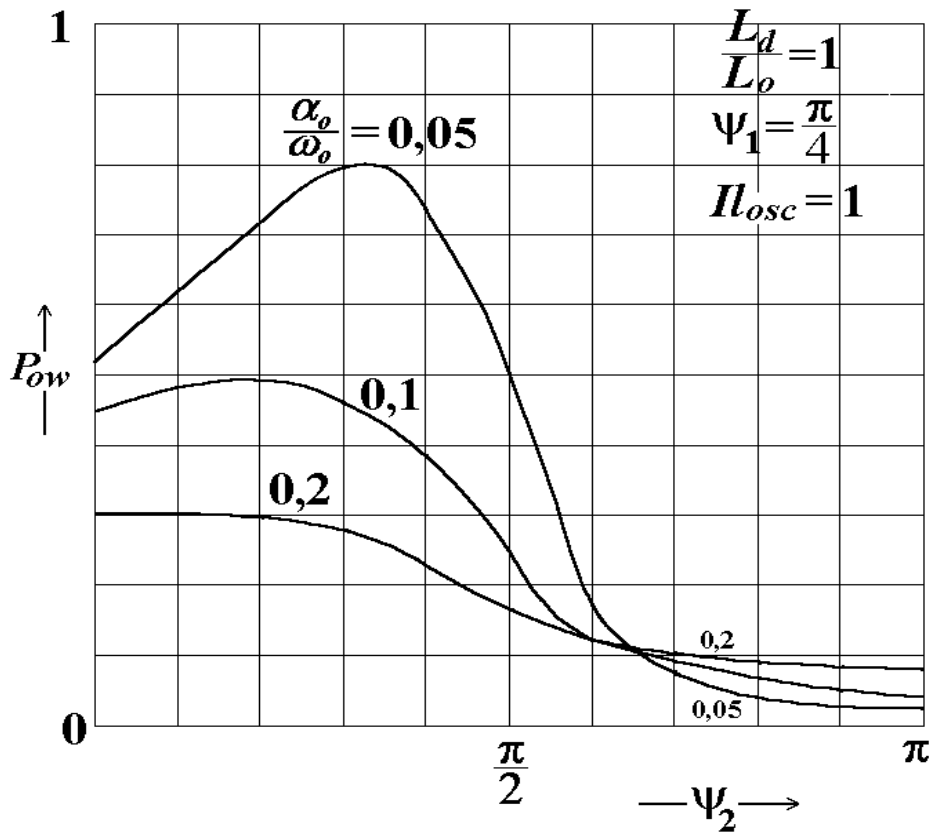
Obliczenia przedstawiono graficznie na dwóch grupach rysunków. Pierwsza grupa to rysunki 5.1, 5.2, 5.3, 5.4 mocy względnej P_{ow} w funkcji kąta ψ_2 przewodzenia diody D_2 dla różnych wartości parametrów odpowiednio (wg kolejności rysunków) $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$, $\frac{L_d}{L_o}$, ψ_1 , Il_{osc} . W drugiej grupie umieszczono rysunki 5.5 i 5.6 oraz odpowiadające im tabele 5.1 i 5.2, które przedstawiają regulację mocy P_{ow} przez zmianę ilości oscylacji Il_{osc} przy stałych kątach $\psi_1=0$, $\psi_2=0$ (rys. 5.5, tab. 5.1) oraz przy stałych kątach $\psi_1=0$, $\psi_2=\pi$ (rys. 5.6, tab. 5.2) dla różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$.

Przy obliczeniach rozważono zakres parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o} \in (0,05 \div 0,2)$, natomiast parametru

$\frac{L_d}{L_o} \in (0 \div 15)$. Kąty ψ_1 i $\psi_2 \in (0 \div \pi)$ zaś ilość oscylacji $Il_{osc} \in (1 \div 20)$ przy czym $Il_{osc} \in \mathbb{N}$.

Na rysunku 5.1 przedstawiono wyniki obliczeń mocy względnej P_{ow} w funkcji kąta ψ_2 przy stałym kącie ψ_1 przewodzenia diody D_1 dla parametrów: $Il_{osc}=1$, $\frac{L_d}{L_o}=1$ oraz różnych

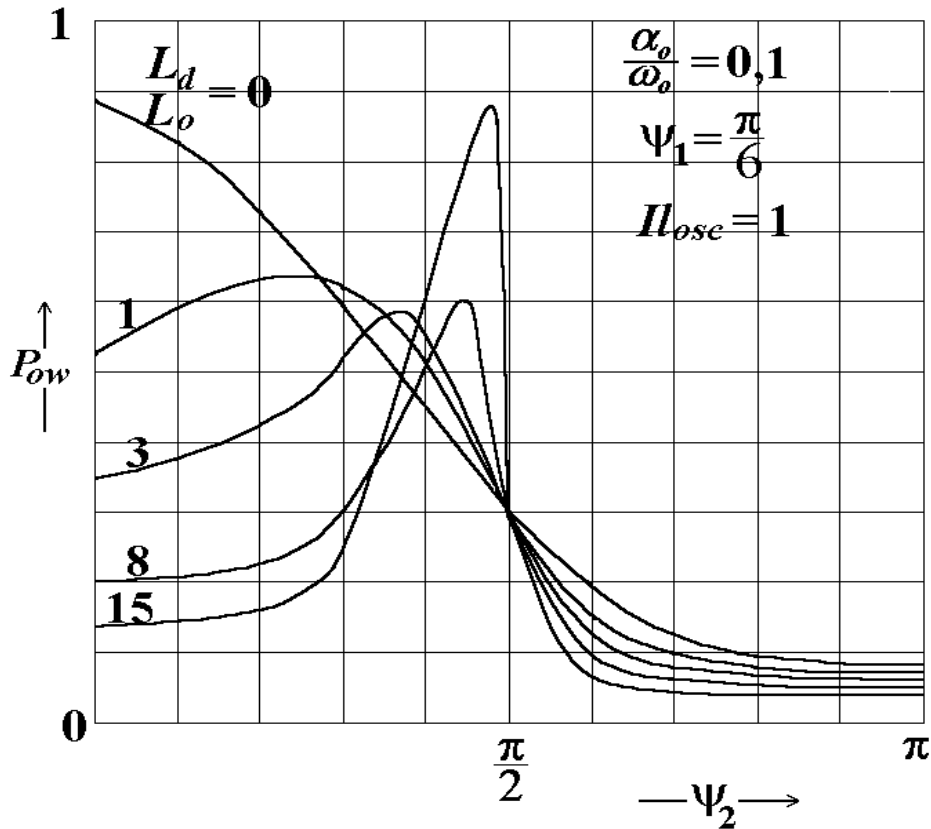
wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$.



Rys. 5.1. Zależności mocy względnej P_{ow} w funkcji kąta ψ_2 przy stałym kącie $\psi_1 = \pi/4$ przewodzenia diody D_1 dla parametrów: $I_{osc} = 1$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$ oraz różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$

Krzywe P_{ow} początkowo rosną lub nie zmieniają się (duże $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,2$) przy zwiększaniu kąta ψ_2 i to tym szybciej im mniejszy jest parametr $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ i osiągają maksimum przy $\psi_2 \in (0,3 \div 0,4)\pi$ po czym maleją tak, że przy $\psi_2 = 0,66\pi$ wielkość P_{ow} wynosi około 0,1 niezależnie od wartości $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ (punkt przecięcia krzywych). Dla kąta $\psi_2 > 0,66\pi$ większe wartości mają krzywe o większej wartości $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$.

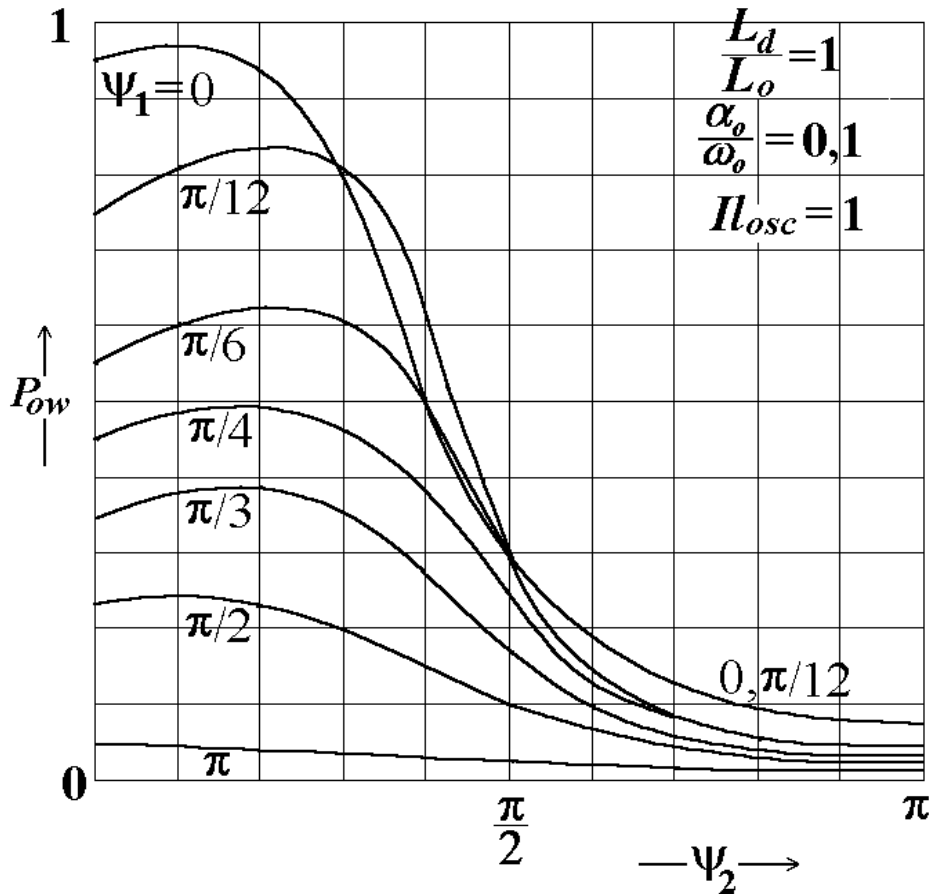
Krzywe P_{ow} w funkcji kąta ψ_2 przewodzenia diody D_2 dla parametrów: $\psi_1 = \pi/6$, $I_{osc} = 1$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$ oraz różnych wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}$ przedstawiono graficznie na rysunku 5.2.



Rys. 5.2. Zależności mocy względnej P_{ow} w funkcji kąta ψ_2 przy stałym kącie $\psi_1 = \pi/6$ przewodzenia diody D_1 dla parametrów: $I_{osc} = 1$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o} = 0,1$ oraz różnych wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}$

Krzywe P_{ow} początkowo rosną (oprócz krzywych dla wartości w pobliżu $\frac{L_d}{L_o} = 0$) przy zwiększaniu kąta ψ_2 i osiągają maksimum przy $\psi_2 \in (0,2 \div 0,5)\pi$ po czym maleją tak, że przy $\psi_2 = 0,5\pi$ wielkość P_{ow} wynosi 0,3 niezależnie od wartości $\frac{L_d}{L_o}$ (punkt przecięcia krzywych). Dla kąta $\psi_2 > 0,5\pi$ większe wartości mają krzywe o większej wartości $\frac{L_d}{L_o}$. Należy podkreślić, że krzywe od momentu osiągnięcia maksimum (przy zwiększaniu kąta ψ_2 do wartości π) maleją początkowo tym bardziej stromo im większe jest $\frac{L_d}{L_o}$.

Krzywe P_{ow} dla różnych wartości kąta ψ_1 przewodzenia diody D_1 przedstawiono graficznie na rysunku 5.3.

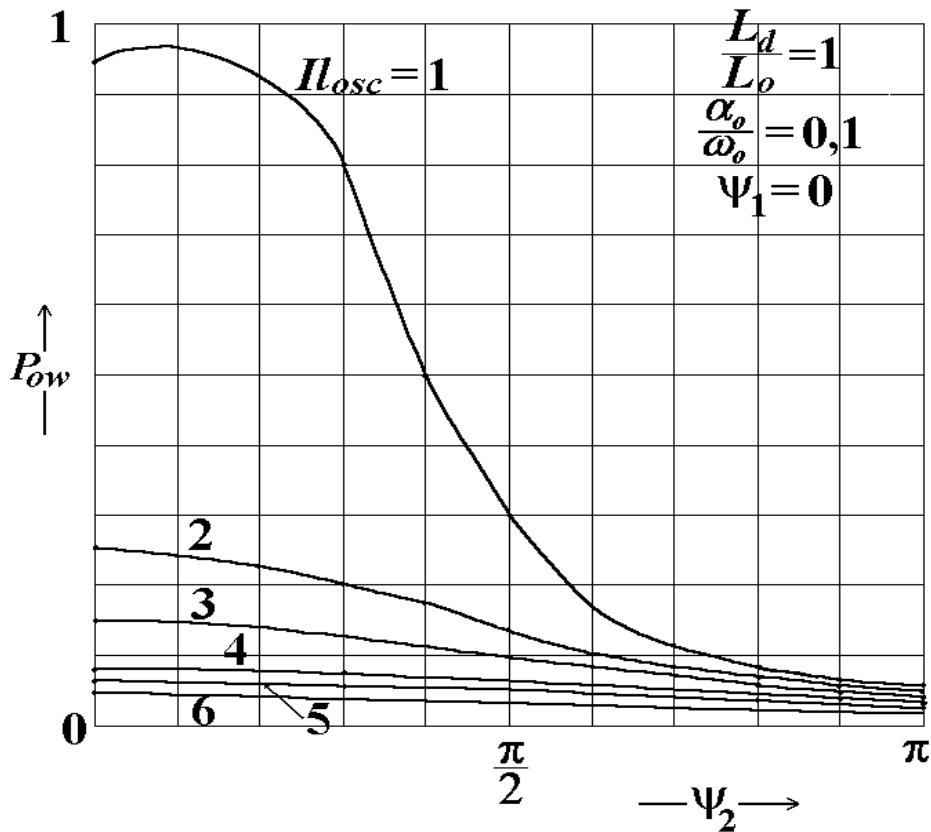


Rys. 5.3. Zależności mocy względnej P_{ow} w funkcji kąta ψ_2 dla parametrów: $I_{osc}=1$, $\frac{L_d}{L_o}=1$,

$$\frac{\alpha_o}{\omega_o}=0,1 \text{ oraz dla różnych wartości kąta } \psi_1$$

Krzywe P_{ow} początkowo rosną powoli ($\psi_1 < 0,4\pi$) lub niewiele zmieniają się ($\psi_1 > 0,4\pi$) przy zwiększaniu kąta ψ_2 i osiągają maksimum przy $\psi_2 < 0,2\pi$ po czym maleją tak, że przy $\psi_2 = \pi$ przebiegi P_{ow} osiągają małą wartość od 0,02 do 0,06 zależnie od wartości ψ_1 . Przy czym w przedziale początkowym istnieje zasada: im mniejszy kąt ψ_1 tym większa jest wartość P_{ow} , zaś w przedziale końcowym jest na odwrót.

Krzywe P_{ow} dla różnych ilości oscylacji I_{osc} pokazano na rysunku 5.4.



Rys. 5.4. Zależności mocy względnej P_{ow} w funkcji kąta ψ_2 dla parametrów: $\psi_1=0$, $\frac{L_d}{L_o}=1$,

$$\frac{\alpha_o}{\omega_o}=0,1 \text{ i dla różnych ilości oscylacji } I_{osc}$$

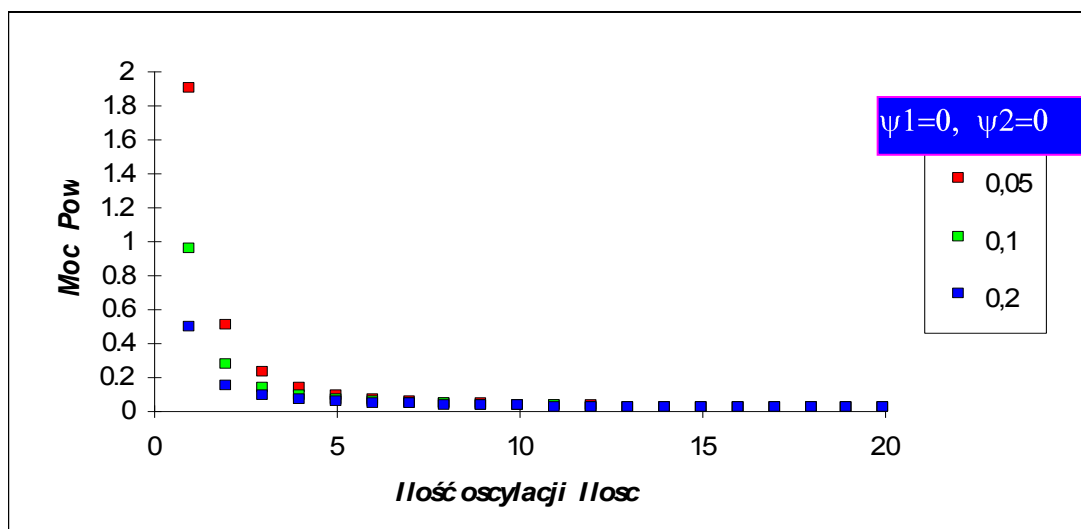
Krzywa P_{ow} dla jednej oscylacji ($I_{osc}=1$) w zakresie do $\psi_2=0,5\pi$ jest o wiele większa od pozostałych krzywych (najmniej 2 razy) i początkowo rośnie powoli przy zwiększaniu kąta ψ_2 i osiąga maksimum o wartości prawie równej 1 przy $\psi_2=0,1\pi$ po czym maleje stromo do kąta $\psi_2=0,7\pi$ a dalsze malenie do końca przedziału jest już bardzo łagodne tak, że przy $\psi_2=\pi$ przebieg P_{ow} osiąga małą wartość 0,054. Dalsze krzywe dla $I_{osc}>1$ mają wartości poniżej 0,3 i maleją bardzo łagodnie w przedziale tak, że przy $\psi_2=\pi$ osiągają wartość w pobliżu 0,05. Ponadto należy zaznaczyć, że im parametr I_{osc} jest większy tym wartość P_{ow} , jest mniejsza.

Rysunki 5.5 i 5.6 oraz odpowiadające im tabele 5.1 i 5.2 przedstawiają regulację mocy P_{ow} poprzez zmianę ilości oscylacji I_{osc} .

Zestawione wyniki liczbowe z tabeli 5.1 mocy P_{ow} przy stałych kątach $\psi_1=0$, $\psi_2=0$ i dla różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ przedstawiono graficznie na rysunku 5.5.

$\psi_1 = 0$ $\psi_2 = 0$	Moc P_{ow} dla parametrów nagrzewnicy		
	I_{osc}	0,05	0,1
1	1.9	0.95	0.49
2	0.5	0.27	0.15
3	0.23	0.13	0.0875
4	0.136	0.083	0.064
5	0.092	0.061	0.05
6	0.068	0.049	0.043
7	0.054	0.041	0.037
8	0.044	0.036	0.032
9	0.0375	0.032	0.029
10	0.0325	0.028	0.026
11	0.029	0.026	0.023
12	0.027	0.0235	0.022
13	0.0235	0.022	0.02
14	0.022	0.02	0.018
15	0.02	0.0189	0.0172
16	0.019	0.0178	0.0162
17	0.018	0.0168	0.0152
18	0.0167	0.0158	0.0144
19	0.0158	0.015	0.0138
20	0.015	0.0142	0.013

Tab. 5.1. Zestawienie mocy względnej P_{ow} w funkcji ilości oscylacji I_{osc} dla parametrów: $\psi_1=0$, $\psi_2=0$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$ oraz różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$



Rys. 5.5. Zależności mocy względnej P_{ow} w funkcji ilości oscylacji I_{osc} dla parametrów: $\psi_1=0$, $\psi_2=0$, $\frac{L_d}{L_o} = 1$ oraz różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$

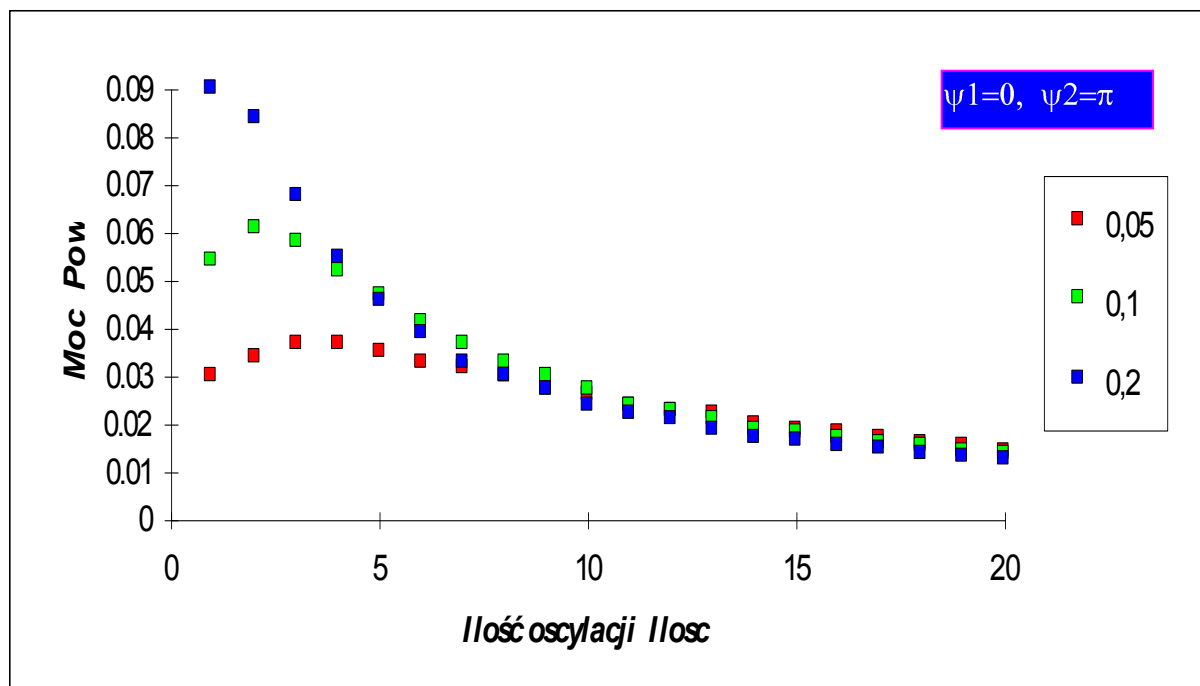
Widać, że wielkość P_{ow} dla argumentów $I_{osc}=1,2,3$ skokowo bardzo spada, zaś dla $I_{osc}>3$ dalsze spadanie jest już spokojne hiperbolicznie.

Zestawione wyniki liczbowe z tabeli 5.2 mocy P_{ow} przy stałych kątach $\psi_1=0$, $\psi_2=\pi$ i dla różnych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ pokazano graficznie na rysunku 5.6.

$\psi_1 = 0$ $\psi_2 = \pi$	Moc P_{ow} dla parametrów nagrzewnicy			
	I_{osc}	0,05	0,1	0,2
1		0.03	0.054	0.09
2		0.034	0.061	0.084
3		0.037	0.058	0.0675
4		0.037	0.052	0.055
5		0.035	0.047	0.046
6		0.033	0.041	0.039
7		0.032	0.037	0.033
8		0.03	0.033	0.03
9		0.027	0.03	0.027
10		0.026	0.027	0.024
11		0.024	0.024	0.022
12		0.023	0.0225	0.021
13		0.022	0.021	0.019
14		0.02	0.019	0.017
15		0.019	0.0182	0.0165
16		0.018	0.0172	0.0157
17		0.017	0.0162	0.0148
18		0.016	0.0153	0.014
19		0.0152	0.0145	0.0132
20		0.0145	0.0138	0.0126

Tab. 5.2. Zestawienie mocy względnej P_{ow} w funkcji ilości oscylacji I_{osc} dla parametrów: $\psi_1=0$,

$$\psi_2=\pi, \frac{L_d}{L_o} = 1 \text{ oraz różnych wartości parametru } \frac{\alpha_o}{\omega_o}$$



Rys. 5.6. Zależności mocy względnej P_{ow} w funkcji ilości oscylacji I_{osc} dla parametrów: $\psi_1=0$,

$$\psi_2=\pi, \frac{L_d}{L_o} = 1 \text{ oraz różnych wartości parametru } \frac{\alpha_o}{\omega_o}$$

Widać, że dla wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}=0,2$ wielkość P_{ow} maleje w całym zakresie argumentu

I_{osc} , zaś dla mniejszych $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$ wielkość P_{ow} początkowo rośnie, dopiero od $I_{osc}>2$ lub $I_{osc}>3$ moc

P_{ow} maleje. Dla tej regulacji mocy P_{ow} zmianą ilości oscylacji I_{osc} z powyższych tabel 5.1, 5.2 oraz rysunków 5.5, 5.6 wynika duże podobieństwo od wartości zmiennej $I_{osc}>10$ punkty P_{ow} mają bardzo zbliżone wartości i maleją hiperbolicznie powoli.

Wnioski, podsumowanie. Dzięki powyżej wykonanym wykresom można ustalić jak sterować łącznikami falownika ze względu na uzyskanie optymalnej regulacji mocy względnej P_{ow} . Można ustalić jakie i kiedy najlepiej stosować regulacje czy przez zmianę: kąta ψ_2 albo ilości oscylacji I_{osc} , czy też przez inne czynniki (zmianę czasu przerwy t_p prądu i , zmianę napięcia zasilania U_d). Do oceny poszczególnych sterowań, ukazania ich zalet i wad oraz wywnioskowania z jakimi parametrami, w jakich obszarach ma pracować urządzenie kierowano się następującymi kryteriami:

- liniowość P_{ow} (równomierność),
- zakres zmian P_{ow} ,
- zakres argumentu malenia lub wzrostu P_{ow} .

Stopień ważności każdego z tych kryteriów zależy od ściśle określonego zadania jakie ma wykonywać przemiennik, zależy więc od wielu czynników np. mocy nagrzewania, regulacji mocy (skokowa czy ciągła), częstotliwości prądu, napięcia zasilania (wartość i rodzaj), zastosowanego układu sterowania, typu wsadu, wzbudnika, rodzaju procesu elektrotermicznego, rodzaju nagrzewania (powierzchniowe, skrośne), itd.. A więc najpierw

trzeba określić ważności kryteriów a potem dopiero analizować przebiegi P_{ow} . Natomiast można ogólne wnioski podać przy założeniu równoważności kryteriów:

Wg rysunku 5.1 proponuje się pracować z wartością parametru nagrzewnicy $\frac{\alpha_o}{\omega_o}=0,1$, zaś dalsze zmniejszanie tego parametru pogarsza regulację dlatego proponuje się wtedy inne sposoby regulacji mocy. Dla wartości parametru $\frac{L_d}{L_o}>3$ proponuje się wybrać inną regulację niż

tą w funkcji kąta ψ_2 według rysunku 5.2. Z rysunku 5.3 wynika, że dobra jest regulacja przy wartości kąta $\psi_1=0$. Na rysunku 5.4 widać największy zakres zmian P_{ow} przy jednej oscylacji ($I_{osc}=1$). Jeśli nie jest ważne zbyt duże osiągnięcie mocy nagrzewania oraz jej zakresu zmian można stosować 2 lub 3 oscylacje.

Dla regulacji mocy P_{ow} zmianą ilości oscylacji I_{osc} z powyższych tabel 5.1, 5.2 oraz rysunków 5.5, 5.6 wynika, że spokojna płynna regulacja występuje od 3 albo 4 oscylacji ponieważ punkty sąsiednie mocy P_{ow} mają zbliżone wartości i maleją hiperbolicznie powoli niezależnie od rozpatrywanych wartości parametru $\frac{\alpha_o}{\omega_o}$. Wadą tej regulacji jest zbyt skokowa zmiana dużych mocy P_{ow} które są tylko dla trzech wartości zmiennej $I_{osc}=1,2,3$ (kąty $\psi_1=0$, $\psi_2=0$ (rys. 5.5, tab. 5.1)).

Innymi sposobami regulacji mocy P_{ow} może być zmiana napięcia zasilania U_d oraz zmiana czasu przerwy t_p . Do zmiany napięcia potrzebne jest dodatkowe kosztowne urządzenie: transformator z wyprowadzonymi zaczepami dający regulację skokową lub prostownik sterowany dający regulację ciągłą napięcia U_d . Moc P_{ow} jak widać ze wzoru (5.5) rośnie z kwadratem napięcia U_d . Zmianę długości czasu przerwy t_p gdy prąd odbiornika nie płynie można zrealizować w układzie sterowania niewielkim kosztem. Wzrost tej długości czasu przerwy powoduje hiperboliczne malenie mocy.

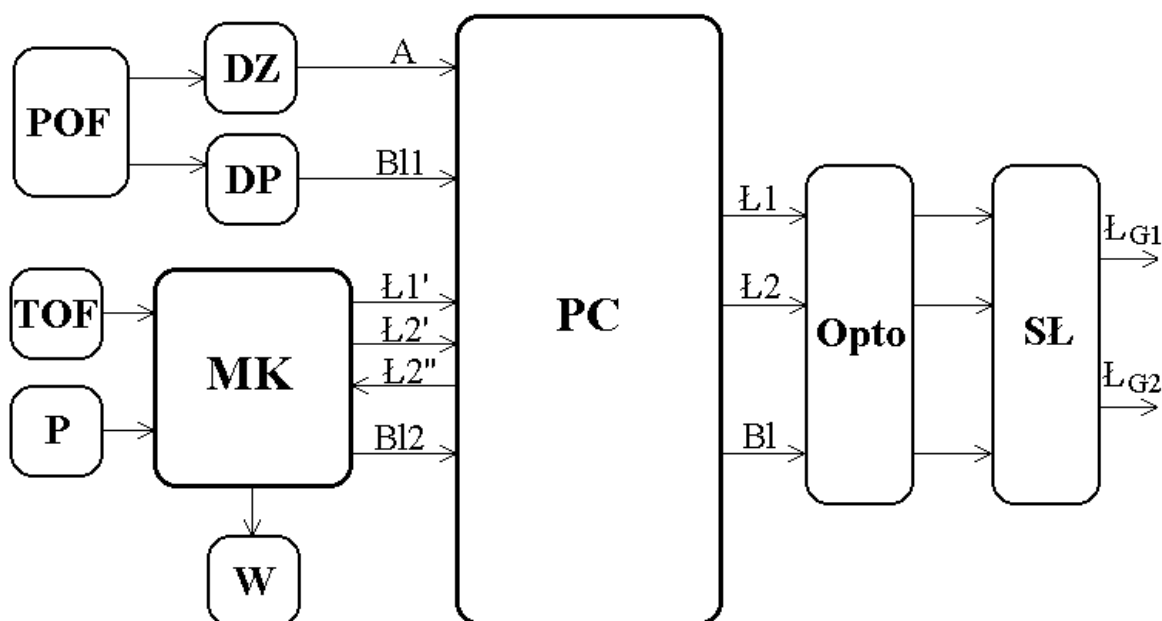
6. Opis układu sterowania falownika napięcia

Układ sterowania jest tak opracowany aby przemiennik działał poprawnie przy częstotliwości drgań w obwodzie falownika o wartości od kilkuset Hz do rzędu MHz. Jest prosty, można za pomocą niego regulować moc trzema sposobami (opisanymi w rozdziale piątym), nowoczesny - na mikrokomputerze jednocuklowym z wyświetlaniem informacji, mniej awaryjny - szybko reaguje na wystąpienie zbyt dużych wartości wielkości elektrycznych (prądów, temperatury ...).

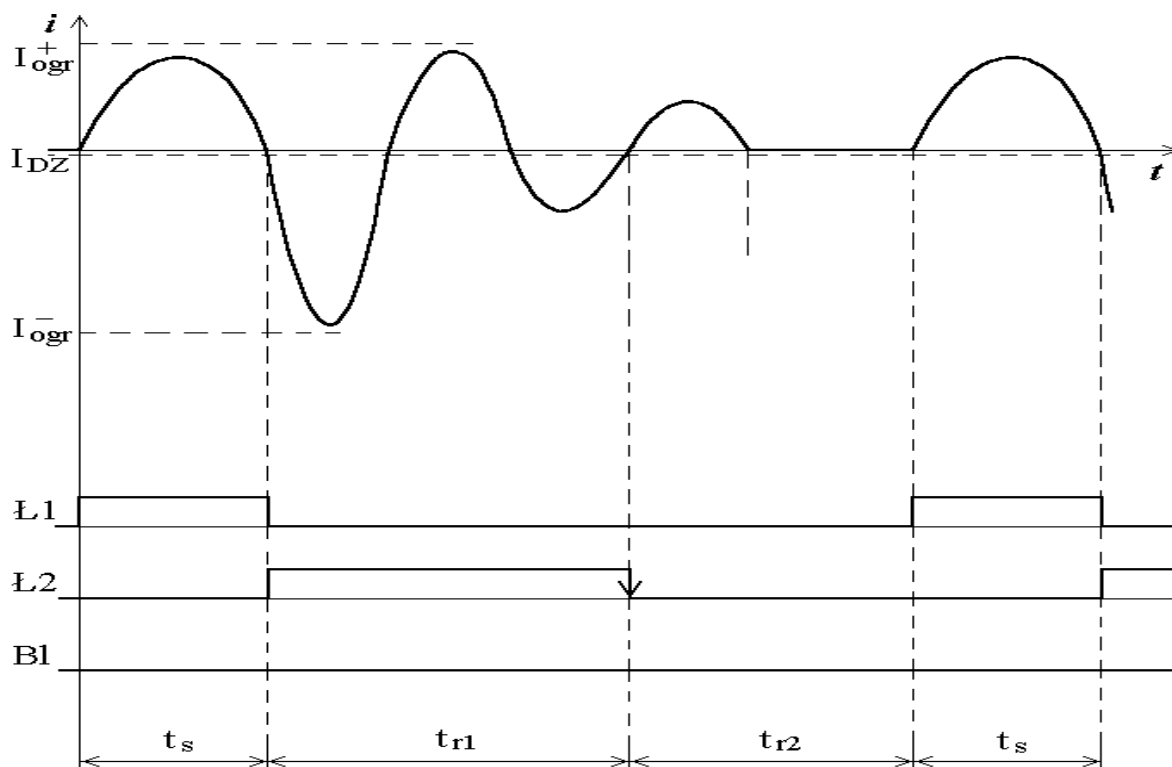
Układ posiada zabezpieczenie przeciężeniowe - przy wystąpieniu zbyt dużego prądu w obwodzie mocy wysłany zostaje odpowiedni sygnał na bramki łączników i blokuje je natychmiast, bezpośrednio bez przechodzenia przez mikrokomputer. Zabezpieczenie termiczne - kontroluje temperaturę radiatora i wzbudnika obwodu siłowego urządzenia, gdy temperatura wzrasta układ stopniowo stara się ją ograniczać przy zachowaniu jak największej mocy pracy nagrzewnicy, podobnie kontroluje temperaturę uzwojenia wzbudnika poprzez mikrokomputer do którego podłączone są końce termostatów.

Układ sterowania jest odizolowany galwanicznie od układu siłowego. Układy bramek są zaprogramowane na GAL-u co daje elastyczność układu w razie potrzeby zmian.

Schemat ideowo - blokowy układu uwidoczniony jest na rysunku 6.1 a przebiegi czasowe sygnałów sterujących łącznikami oraz przykładowy przebieg prądu nagrzewnicy w jednym z układów falownika na rysunku 6.2.



Rys. 6.1. Schemat ideowo - blokowy układu sterowania



Rys. 6.2. Przebiegi czasowe sygnałów sterujących łącznikami oraz przykładowy przebieg prądu nagrzewnicy w jednym z układów falownika

Układ składa się z następujących bloków: mikrokomputera jednocuklowego MK połączanego z przetwornikiem cyfrowym PC sygnałami Ł1', Ł2', Ł2'', B12. Oprócz tego do wejść bloku mikrokomputera jednocuklowego MK przyłączone są termostaty obwodów falownika TOF oraz przyciski P a do wyjść wyświetlacz W. Ponadto na wejścia przetwornika cyfrowego PC z przekładników obwodów falownika POF wchodzi sygnały: A za pośrednictwem detektora zera DZ oraz B11 poprzez dyskryminator prądu DP. Z przetwornika cyfrowego PC wychodzą sygnały Ł1, Ł2, B1 poprzez optoizolację Opto na wejścia sterownika łączników SŁ, który na wyjściu daje sygnały (impulsy bramkowe) Ł_{G1}, Ł_{G2} - gotowe do sterowania danymi łącznikami.

Detektor zera DZ wykrywa przejście przez zero prądu falownika przy czym próg jest ustawiony minimalnie poniżej zera aby na wyjściu bloku DZ był stan H gdy prąd odbiornika $i=0$ - tak ustawiony próg jest potrzebny do prawidłowego działania układu sterowania. Gdy prąd falownika przekroczy ustaloną przez nas dodatnią lub ujemną wartość graniczną dyskryminator prądu DP daje stan H na wyjściu.

Przetwornik cyfrowy PC jest częścią centralną układu sterowania, wypracowuje sygnały Ł1, Ł2 na podstawie danych sygnałów pochodzących z bloków: DZ, DP oraz MK. Blok mikrokomputera jednocuklowego MK oprócz pełnienia funkcji nadrzędnych (przyciski, wyświetlacz, ...) jest generatorem sygnałów sterujących łącznikami Ł1, Ł2 - które po obrobieniu w bloku PC są podane poprzez optoizolację Opto na sterownik łączników SŁ.

Blok MK kontroluje pracę przemiennika, dlatego jest połączony z przyciskami P, wyświetlaczem W i termostatami TOF. Wyświetlacz W pokazuje najważniejsze informacje w jakim stanie pracy znajduje się urządzenie (typ regulacji mocy, awaria, czasy regulacji t_{r1} , t_{r2} ,

temperatura radiatora, ...). Przyciski P są zwierne i jest ich 5: zwiększanie i zmniejszanie mocy, wybór regulacji mocy (zmiana czasów t_{r1} , t_{r2}), załączenie i wyłączenie blokady. Czujniki termostatów przykręcone są do radiatora i wzbudnika. Przy przekroczeniu temperatury wyjścia termostatów przyłączonych na wejścia bloku MK zmieniają swój stan.

6.1. Zasada ochrony przetężeniowej

Prąd obwodu siłowego falownika kontrolowany poprzez przekładniki (ferytowe przy w.cz.) obwodów falownika POF przez blok DP, na którego wyjściu pojawia się stan H w przypadku przekroczenia zbyt dużego prądu czyli ustawionego prądu granicznego I_{gr} . Ustawia się dwa prądy graniczne osobno dla dodatnich i ujemnych półfal sinusoidy. Jak widać z rysunku 6.2 półfala dodatnia ma mniejszy prąd graniczny - wynika to z analizy działania tego układu falownika. Ile różnią się te prądy graniczne zależy od różnych parametrów charakteryzujących obwód elektryczny oraz sposób sterowania łącznikami falownika. Tak więc do określenia I_{gr} należy dokładnie dowiedzieć się w jakim typie pracy będzie urządzenie nagrzewać: tzn.: jakie metale, jaki wzbudnik i wsad, jaki jest wybrany typ regulacji mocy itp. Powyższa ochrona działa bezpośrednio bez przechodzenia przez blok mikrokomputera MK aby blokada łączników następowała jak najszybciej od momentu przekroczenia prądu.

6.2. Zasada ochrony termicznej radiatora i wzbudnika

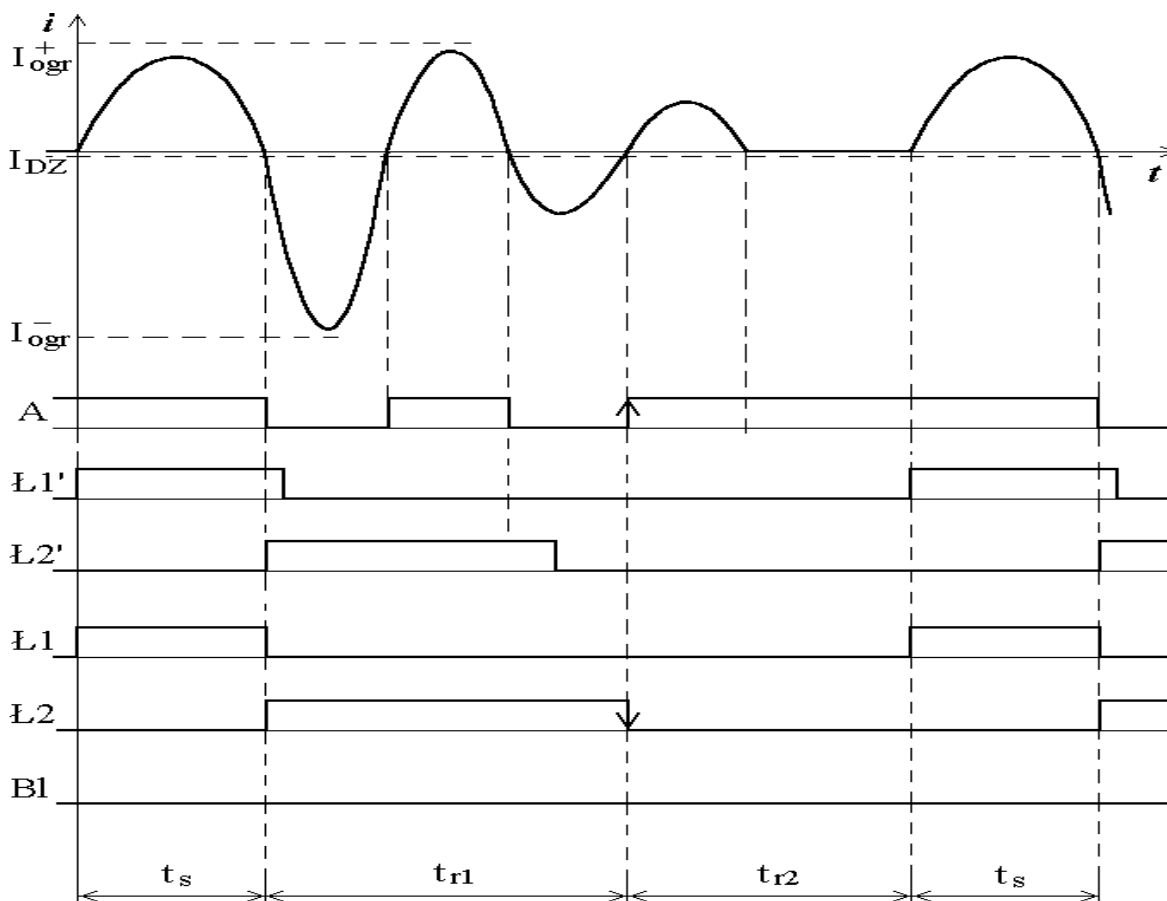
Po przekroczeniu zadanej temperatury granicznej 60°C wyjścia termostatów radiatora i wzbudnika przyłączonych na wejścia bloku MK zmieniają swój stan dając sygnał do zablokowania łączników.

Można też dzięki odpowiedniego zaprogramowania mikrokomputera bloku MK wykonać ochronę 2-stopniową, gdy temperatura rośnie po przekroczeniu 60°C automatycznie przez blok MK zmniejszana jest moc nagrzewania do minimum, gdy temperatura spada moc automatycznie zwiększa się do wartości wcześniej zadanej i aż do momentu przekroczenia termicznego - układ dąży do utrzymania możliwie jak największej mocy nagrzewania. Jeśli temperatura mimo powyższych zabiegów nadal rośnie (jest wyższa od 60°C przez odpowiednio długi czas) blok MK wyłącza awaryjnie układ - daje sygnał do zablokowania łączników - na wyświetlaczu pojawia się informacja o wyłączeniu awaryjnym.

Powyższe ochrony działają za pośrednictwem bloku mikrokomputera MK ponieważ procesy termiczne są bardzo powolne w stosunku do opóźnień bloku MK dlatego nie ma sensu aby blokada łączników następowała jak najszybciej od momentu przekroczenia temperatury.

6.3. Zasada działania układu sterowania

Zasadę działania układu sterowania opisano na podstawie schematu ideowego pokazanego na rysunku 6.1. Przebiegi znajdują się na rysunku 6.3. Blok mikrokomputera



Rys. 6.3. Przebiegi czasowe wybranych sygnałów układu sterowania oraz przykładowy przebieg prądu nagrzewnicy w jednym z układów falownika

jednookładowego MK generuje odpowiednie (takie) sygnały $\text{Ł1}'$, $\text{Ł2}'$, które razem z sygnałem A detektora zera DZ przetworzone w przetworniku cyfrowym PC i optoizolacji $Opto$ dają sygnały Ł1 , Ł2 sterowania łącznikami takie, że na początku odblokowany jest tylko pierwszy łącznik przez czas stały t_s programowo ustawiony na stałe, następnie po jego zablokowaniu odblokowany jest drugi łącznik przez czas regulowany t_{r1} a o zakończeniu tego czasu informuje sygnał $\text{Ł2}'$ i od tego momentu odmierzany jest czas regulowany t_{r2} w którym obydwaj łączniki są zablokowane, po czym cykl pracy powtarza się.

System zabezpieczeń układu to zabezpieczenie przeciążeniowe zrealizowane poprzez blok POF i dyskryminator prądu DP dający sygnał blokujący $B11$, zabezpieczenie termiczne zrealizowane poprzez blok TOF oraz inne zabezpieczenia wysyłane z bloku MK dające sygnały blokujące $B12$. Sygnały $B11$, $B12$ przetworzone są w przetworniku cyfrowym PC na sygnał $B1$ służący do blokowania łączników i po przejściu przez optoizolację $Opto$ wchodzi na wejście blokady sterownika łączników $S\text{Ł}$. Sygnały Ł1 , Ł2 , $B1$ po przejściu przez sterownik łączników $S\text{Ł}$ włączone są na bramki danych łączników jako impulsy bramkowe Ł_{G1} , Ł_{G2} .

Jak widać z rys. 6.1 do wejść bloku mikrokomputera jednookładowego MK przyłączone są przyciski P służące do sterowania ręcznego falownikiem czyli: zmiany czasów regulowanych

t_{r1} , t_{r2} włączania i kasowania blokad i innych funkcji nadrzędnych a do wyjść przyłączone są wyświetlacz W informujący o pracy układu.

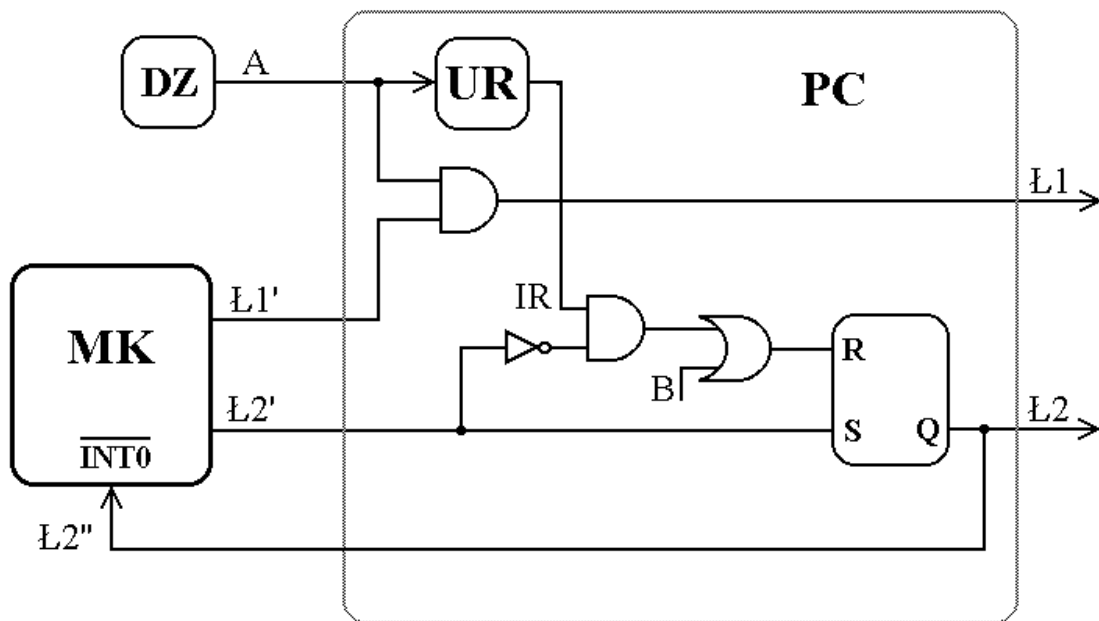
Gotowy sygnał Ł1 jest iloczynem logicznym sygnałów A i Ł1' - po to aby przełączenie następowało jak najszybciej po przejściu prądu i przez zero. W momencie, gdy Ł1 przechodzi na stan niski L, Ł2' i Ł2 przechodzą na stan wysoki H. Po czasie t_{r1} sygnał Ł2' zmienia stan z H na L. Sygnał Ł2 jest kombinacją sygnałów A i Ł2' i zmienia stan z na L dopiero gdy blok DZ na wyjściu ma stan H, ponieważ ten stan H sygnału A oznacza przewodzenie diody D2 i wtedy można bezpiecznie wyłączać łącznik Ł2, zaś wyłączenie Ł2 przy jego przewodzeniu jest niebezpieczne (grozi uszkodzeniem łącznika). Z powyższych rozważań wynika, że przejście Ł2 na stan L możliwe jest w dwóch przypadkach:

- gdy Ł2'=L oraz A=↑

lub

- gdy Ł2'=↓ oraz A=H.

Realizowane to jest w układzie z detektorem zera DZ, blokiem mikrokomputera jednokładowego MK i przetwornikiem cyfrowym PC w którego skład wchodzi: układ różniczkujący UR (dający impuls prostokątny), zespół bramek i przerzutnik (typu RS) wg dokładniejszego schematu ideowo - blokowego co pokazano na rysunku 6.4. Przejście Ł2'=↓ (stanu H na L) jest włączone na przerwanie INT0 bloku MK.



Rys. 6.4. Fragment schematu ideowego układu sterowania

Od tej chwili zliczany jest czas t_{r2} w którym sygnały Ł1 i Ł2 mają stan L czyli jest to czas przerwy gdy żaden z łączników nie przewodzi. Na początku czasu t_{r2} jedynie może przewodzić dioda D2, a potem gdy prąd tej diody spadnie do zera prąd odbiornika także jest zerowy. Dalsze zwiększanie czasu t_{r2} to zwiększanie przerwy w przepływie prądu odbiornika. Gdy minie czas t_{r2} cykl pracy się kończy. Potem znów zostaje załączony łącznik Ł1 i cykl pracy się powtarza.

Wyżej opisany czas stały $t_s = t_{L1} + t_{D1}$ jest programowo ustawiony na stałe, nie ma możliwości regulacji go z przycisków. Jego długość jest równa około półfali sinusoidy, która w dużej mierze zależy od indukcyjności dławika L_d . Przy czym czas t_{D1} jest dużo mniejszy od t_{L1} - ustawiany jest możliwie jak najmniejszy (najlepiej $t_{D1} = 0$). Czas t_s nie może być mniejszy od t_{L1}

ponieważ istnieje ryzyko wyłączenia łącznika Ł1 w momencie jego przewodzenia - co może być niebezpieczne.

Czasy t_{r1} , t_{r2} w odmiennosci od poprzedniego można zmieniać ręcznie za pośrednictwem trzech przycisków w bloku P wyprowadzonych na zewnątrz urządzenia:

- a) „wybór” - przycisk wyboru regulacji czasów (t_{r1} , t_{r2}),
- b) „+” lub „↑” - przycisk zwiększania mocy (zmniejszania czasów t_{r1} , t_{r2}),
- c) „-” lub „↓” - przycisk zmniejszania mocy (zwiększania czasów t_{r1} , t_{r2}),

Czas t_{r1} ustawia ilość oscylacji w obwodzie z drugim łącznikiem oraz czas minimalny t_{D2min} przewodzenia diody drugiej D2 (dla wybranej oscylacji). Zerowy czas t_{r2} odpowiada ustawionemu przez czas t_{r1} czasowi minimalnemu t_{D2min} . Zwiększając ten czas osiągamy w pewnym momencie $t_{D2min} = \pi/\omega_0$, a następnie przerwę prądu ($i=0$) w obwodzie (ponieważ łącznik Ł1 jest załączany dopiero gdy minie czas t_{r2}). Zwiększając nadal czas t_{r2} zwiększamy przerwę prądu ($i=0$) w obwodzie, która oczywiście zmniejsza moc P_0 nagrzewnicy.

6.4. Sposoby regulacji mocy P_0 nagrzewnicy

Wyżej opisanymi ustawianiami czasów możemy regulować moc P_0 nagrzewnicy trzema rodzajami:

- a) stały czas t_s - dostarczana jest energia do obwodu (naładowanie C_s),
- b) regulowany czas t_{r1} - umożliwia regulację ilości oscylacji w obwodzie z drugim łącznikiem oraz ustawia czas minimalny t_{D2min} ,
- c) regulowany czas t_{r2} - umożliwia regulację typu zmiany czasu t_{D2} (od t_{D2min} do π/ω_0) oraz typu zmiany długości czasu przerwy.

Regulacja mocy P_0 opisując w skrócie jest taka, że wzrost czasu t_{r1} powoduje najpierw wzrost potem malenie mocy P_0 (zależy od parametru α_0/ω_0). Wzrost czasu t_{r2} powoduje w zakresie zmiany czasu t_{D2} szybkie malenie mocy P_0 (ta szybkość zależy od parametru α_0/ω_0) oraz w zakresie zmiany długości czasu przerwy hiperboliczne malenie mocy P_0 .

6.5. Zabezpieczenia

Wszelkie awarie i przeciążenia występujące w przemienniku podczas pracy wykrywane są i podawany zostaje odpowiedni impuls na układ bramek bloku PC taki, że na wyjściu PC sterowania blokadą otrzymywany jest impuls prostokątny w stanie H przy jakiegokolwiek awarii - i podany dalej przez optoizolację Opto na wejście blokady sterownika łączników SŁ w efekcie blokuje i wyłącza łączniki. Ochrona przetężeniowa (przekroczenie prądu i) realizowana jest poprzez przekładniki POF i dyskryminator prądu DP dający sygnał blokujący B11 w stanie wysokim H. Ochrony termiczne są realizowane poprzez termostaty TOF, które dają odpowiedni impuls poprzez blok z mikroprocesorem MK na odpowiednią bramkę uruchamiającą blokadę. Także inne sygnały stanów niebezpiecznych wysyłane są z bloku MK jako sygnały B12. Oprócz tego użytkownik w przypadku zauważenia jakichkolwiek niebezpieczeństw może ręcznie przyciskami P zewnętrznymi uruchamiać jak i - po ustaniu sytuacji niebezpiecznej - kasować blokadę.

Inne uwagi i wnioski. Układ, dzięki zastosowaniu mikrokomputera jednokładowego jako generatora daje bezpośrednią kontrolę nad sterowaniem łącznikami oraz duże możliwości ingerencji (wpływu) programisty na pracę układu, można sterować łącznikami w dowolny sposób wg programu stworzonego przez programistę. Ponadto mikrokomputer można wykorzystywać do różnych funkcji nadrzędnych, które obsługują pracę układu (np. przyciski, wyświetlacz). Wszelkie informacje jakie chcemy uzyskać co się dzieje w przemienniku możemy programowo wyświetlać na wyświetlaczu.

Dzięki zastosowaniu mikrokomputera jednokładowego jako generatora oraz gąbka jako przetwornika cyfrowego jest uniwersalny i elastyczny, np. poprzez odpowiednie zaprogramowanie można układ sterowania dostosowywać do różnych układów siłowych falowników oraz łatwo wykonać potrzebne zmiany w układzie.

Dzięki regulowanym czasom można stosować różne typy regulacji mocy nagrzewnicy.

Układ umożliwia osiągnąć częstotliwość drgań w obwodzie falownika o wartości od kilkuset Hz do kilkunastu MHz.

7. Opis prototypu generatora

Przy wykonywaniu prototypu generatora wiele czasu poświęcono na osiągnięcie jak największej mocy przy zachowaniu minimalizacji urządzenia co wymuszało do wykorzystania całego zakresu parametrów elektrycznych elementów głównie łączników, które są najwrażliwsze na uszkodzenie. Oczywiście jednocześnie dążono do uzyskania jak największych drgań (częstotliwości prądu) w obwodzie rezonansowym odbiornika. Wybór częstotliwości prądu i mocy nagrzewania zależy od procesu termicznego przy czym należy pamiętać, że zwiększanie częstotliwości powoduje zmniejszenie mocy z powodu ograniczonych parametrów elementów danego urządzenia.

Jako generatory w. cz. wykonano prototypy przemienników do nagrzewania indukcyjnego o częstotliwości 100 kHz i mocy 2 kW oraz o częstotliwości 1 MHz na nowoczesnych łącznikach energoelektrycznych - szybkich tranzystorach mocy MOSFET.

Przemiennik taki składa się z prostownika z filtrem L_p , C_p , falownika, układu sterowania oraz jego zasilacza (rys. 7.1). Falownik posiada łączniki L_1 , L_2 z ochronami przepięciowymi, dławik L_d kondensator C_s oraz odbiornik R_oL_o (nagrzewnica, piec). Urządzenie dostosowano do sieci 220V oraz tak wykonano aby dławik L_d kondensator C_s oraz odbiornik R_oL_o można łatwo wymieniać w razie potrzeby zmiany częstotliwości pracy lub nagrzewnicy (pieca). Istnieje także możliwość przyłączenia z zewnątrz innego zasilania falownika (np. o wyższym napięciu).

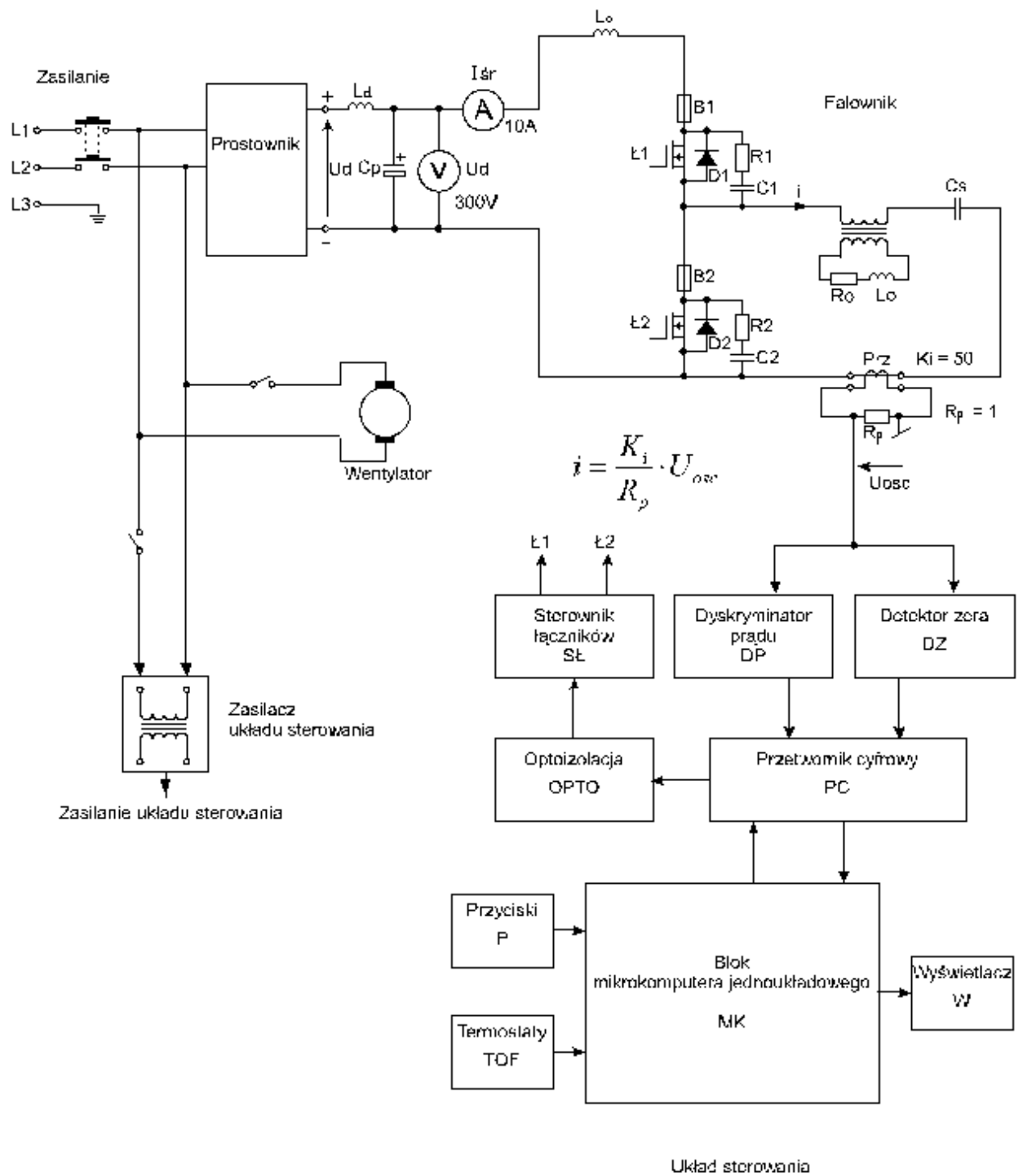
Zaprojektowano i wykonano powyższy prototyp przemiennika (prostownika i falownika) czyli jego układ elektryczny siłowy, układ chłodzenia, konstrukcję mechaniczną, odpowiednie rozmieszczenie elementów: elektrycznych, termicznych, elektronicznych, mechanicznych i chłodzących (wentylacyjnych i hydraulicznych) w taki sposób aby zachować: rezerwę wielkości elektrycznych, minimalny koszt, miniaturyzację oraz niezawodność działania urządzenia. Parametry elektryczne poszczególnych elementów siłowych przemiennika dobrano na podstawie znajomości przebiegów elektrycznych (rozd. 1) i symulacji komputerowych (rozd. 3).

Zapewniono odpowiedni układ wymuszonego chłodzenia powietrznego i wodnego dla elementów przegrzewających się. Wentylator chłodzi radiator obwodu siłowego urządzenia, zaś uzwojenie wzbudnika nagrzewnicy wykonane jest z rurki miedzianej chłodzonej wodą. Aby zapobiec przegrzewaniu się elementów w przypadku braku wymuszenia nośników chłodzenia bądź z powodu innych przyczyn do wspomnianego radiatora i uzwojenia wzbudnika przykręcone są czujniki (termostaty) z których sygnał pobierany jest do układu sterowania.

Wykonywano specjalną konstrukcję elektromechaniczną przystosowaną do wielkich częstotliwości. Bowiem nawet krótki przewód umiejscowiony niewłaściwie może zakłócić pracę całego urządzenia. Na obudowie przemiennika znajdują się: wyłączniki, przełącznik sieciowy, przyciski obwodu sterowania, wyświetlacz alfanumeryczny. Za pomocą przycisków można realizować różne sposoby regulacji mocy P_o nagrzewnicy oraz sterować blokadą łączników. Wyświetlacz W informuje o pracy urządzenia.

W przemienniku zamontowano mikrokomputerowy układ sterowania (rodziny MCS-51) opisany w rozdz. 6 i przystosowano go do pracy falownika z wielkimi częstotliwościami.

Ustalono optymalną pracę generatora poprzez zastosowanie najkorzystniejszego sposobu sterowania łącznikami oraz właściwy dobór parametrów układu falownika.



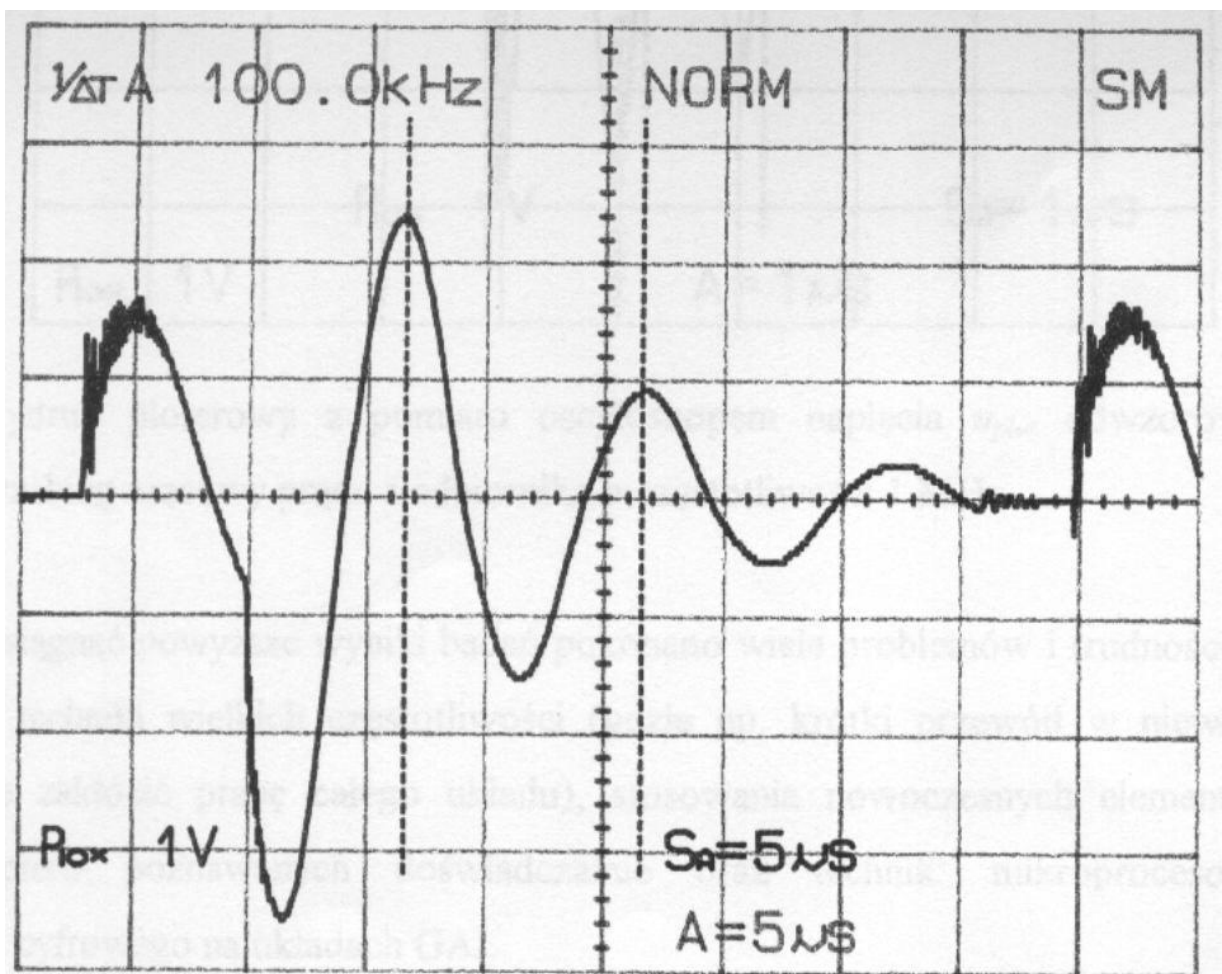
Rys. 7.1. Schemat ideowo - blokowy przemiennika do nagrzewania indukcyjnego

Prototyp urządzenia uruchomiono, przetestowano, pomierzono. Wydruki ploterowe z tych pomiarów wykonanych oscyloskopem pokazano na rysunkach 7.2 i 7.3. W przemienniku osiągnięto przy częstotliwości około 100 kHz moc 2 kW oraz osiągnięto częstotliwość 1 MHz. Na rysunku 7.2 znajduje się napięcie u_{plot} jakie wydrukował ploter odwzorowujące przebieg czasowy prądu odbiornika o częstotliwości około 100 kHz dla parametrów falownika:

$U_d=300V$, $\psi_1=\pi/6$, $\psi_2=\pi$, $I_{osc}=3$, $\frac{L_d}{L_o}=0,5$, $\frac{\alpha_o}{\omega_o}=0,14$. Powyższy prąd odbiornika i można

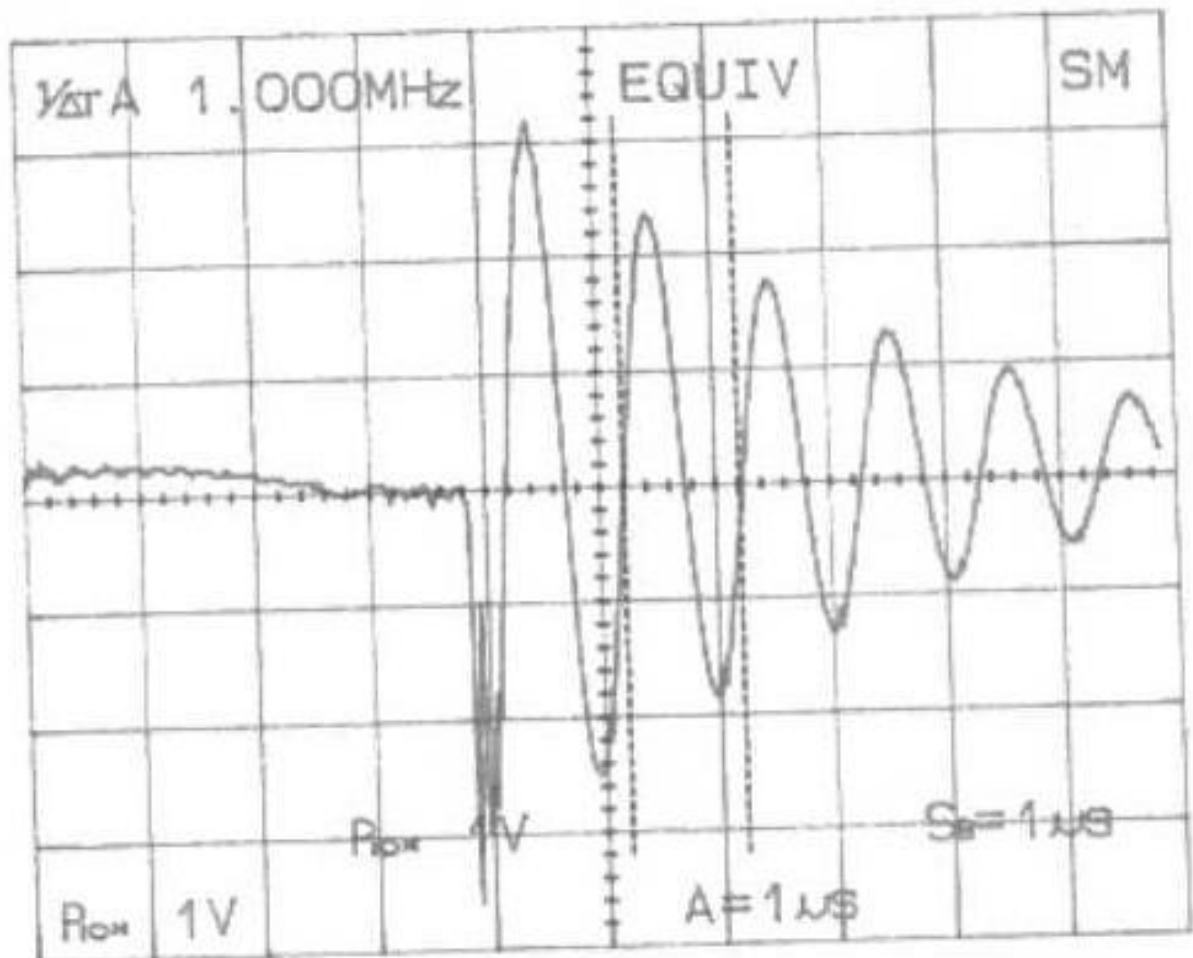
obliczyć poprzez pomnożenie napięcia u_{plot} przez współczynnik $\frac{K_i}{R_p}=50$, gdzie K_i jest

przekładnią przekładnika Prz (rys. 7.1) zwartego opornikiem R_p . A obliczona wg wzoru (5.1) moc $P_o = 2100 W$.



Rys. 7.2. Wydruk ploterowy z pomiaru oscyloskopem napięcia u_{plot} odwzorowującego przebieg czasowy prądu i odbiornika o częstotliwości 100 kHz

Na rysunku 7.3 znajduje się napięcie u_{plot} jakie wydrukował ploter odwzorujące przebieg czasowy prądu odbiornika o częstotliwości 1 MHz.



Rys. 7.3. Wydruk ploterowy z pomiaru oscyloskopem napięcia u_{plot} odwzorującego przebieg czasowy prądu i odbiornika o częstotliwości 1 MHz

Aby osiągnąć powyższe wyniki badań pokonano wiele problemów i trudności głównie z powodów: techniki wielkich częstotliwości (gdzie np. krótki przewód w niewłaściwym miejscu może zakłócić pracę całego układu), stosowania nowoczesnych elementów (np. łączniki) dopiero poznawanych doświadczalnie oraz technik: mikroprocesorowej i przetwarzania cyfrowego na układach GAL.

Uzyskanie jak największych częstotliwości prądu i mocy ograniczane było:

- przetężeniami, przepięciami oraz przeciążeniami prądowymi i termicznymi,
- parametrami elementów

Aby jak najlepiej wykorzystać parametry elementów zwłaszcza łączników starano się zminimalizować przetężenia i przepięcia, powtarzające się okresowo, które mimo że są krótkotrwałe to niebezpieczne bo nieraz kilka razy większe od znamionowych parametrów elementów.

Należy zaznaczyć, że obniżanie kątów ψ_1 , ψ_2 przewodzenia obu diod D_1 , D_2 dopuszczalne jest do określonej wartości minimalnej $\psi_{min} = \omega_0 t_{Dmin}$, której odpowiada czas t_{Dmin} co najmniej równy czasowi t_q potrzebnemu na odzyskanie przez dane łączniki energoelektroniczne L_1 i L_2 właściwości zaworowych. Ale w rzeczywistości istnienie dławika L_d o ściśle określonej wartości pozwala na obniżanie kątów ψ_1 , ψ_2 do zera ponieważ zwarcie w odpowiednio krótkim czasie łączników L_1 i L_2 nie koniecznie musi być zawsze groźne.

Specyfika układu sterowania pozwala na zwarcie łączników przy komutacji w pewnych momentach cyklu co może być korzystne dla funkcjonowania falownika ale o ściśle określonych parametrach. Należy zaznaczyć, że dla innych parametrów to zwarcie może być niedopuszczalne, dlatego też każdy wybór parametrów charakteryzujących obwód elektryczny i parametrów określających sposób sterowania łącznikami należy rozpatrywać indywidualnie.

Podsumowanie

Znaczne zapotrzebowanie na nowoczesne źródła wielkiej częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego (hartowania powierzchniowego, topienia) małych gabarytowo elementów metalowych (od ułamka do kilkudziesięciu milimetrów) zainspirowało pomysł zbudowania generatora wielkiej częstotliwości (w. cz.) z półprzewodnikowymi przyrządami mocy (np. tranzystorami), które w przyszłości prawdopodobnie zastąpią generatory lampowe.

W tym celu rozważono nowy układ falownika o takim sposobie sterowania jego łącznikami aby stworzyć możliwości osiągania jak najwyższych częstotliwości i mocy.

W niniejszej rozprawie podano nie tylko rozważania teoretyczne dotyczące szczegółowej analizy układu falownika ale i wykonano praktycznie urządzenie (prototyp), dotąd nieprodukowane. Rozważania teoretyczne zilustrowano przykładami liczbowymi i wykresami wykonanymi przez symulacje komputerowe oraz potwierdzono wykonaniem prototypu co jest dowodem przydatności technicznej (użyteczności praktycznej) wyprowadzonych wzorów i powyżej stworzonej teorii.

W pracach teoretycznych dotyczących szczegółowej analizy układu falownika posłużono się rachunkiem różniczkowym, operatorowym i macierzowym oraz przekształceniami trygonometrycznymi i Fouriera. W wyniku tych prac wyprowadzono wzory na wielkości elektryczne związane z elementami układu. Przeanalizowano także obwody komutacji prądu i opisano proces komutacji czego wynikiem było wyznaczenie wzorów na indukcyjności komutacyjne.

Następnie przeprowadzone zostały symulacje komputerowe przy użyciu programów C++, Pspice i Matlab rozpatrywanego układu falownika. Symulacje te pokazały, że wyższe harmoniczne prądu odkształconego mają znaczący wpływ na proces powierzchniowego nagrzewania indukcyjnego. Ponadto dzięki symulacjom opracowano najkorzystniejszy sposób sterowania łącznikami ze względu na poprawne działanie przemiennika oraz uzyskanie jak największych częstotliwości prądu i mocy co pozwoliło na wyznaczenie sposobów regulacji mocą nagrzewnicy. Po przeanalizowaniu wykresów mocy odbiornika ustalono optymalne obszary regulacji mocą dla pracy urządzenia o różnych parametrach. Tak więc optymalna praca generatora zależy od najkorzystniejszego sposobu sterowania łącznikami oraz właściwego doboru parametrów układu falownika.

Rozważono różne sposoby sterowania łącznikami. Określony przemiennik musi być przemyślany indywidualnie dla ustalenia najkorzystniejszego sposobu sterowania łącznikami oraz właściwego doboru parametrów układu falownika, bo zależy to od wielu czynników takich jak: częstotliwość prądu, moc nagrzewania, regulacja mocy (skokowa czy ciągła), napięcie zasilania (wartość i rodzaj), przepięcia, wyższe harmoniczne prądu odkształconego, układ sterowania, ograniczenia związane z elementami rzeczywistymi które mają ograniczone parametry elektryczne (np. napięcie, prąd, częstotliwość, czas wyłączania tranzystorów falownika, czas opóźnienia mikroprocesora i innych elementów układu sterowania, itd...), maksymalna moc, maksymalna częstotliwość, względy ekonomiczne, energetyczne, typ wsadu i wzbudnika, rodzaj procesu elektrotermicznego, rodzaj nagrzewania (powierzchniowe, wskrośne), itd.. Stopień ważności każdego tych czynników zależy więc od ściśle określonego zadania jakie ma wykonywać przemiennik. A więc najpierw trzeba określić ważność tych czynników a potem dopiero projektować przemiennik.

Układ sterowania generatorów w. cz. wykonano w technice z elementami programowalnymi: mikrokomputerem jednoukładowym rodziny MCS-51 oraz GAL-em z wizualizacją na wyświetlaczu alfanumerycznym. Tak zaprojektowano układ aby poprzez zmianę

mikrokomputerem odpowiednich czasów można było regulować w dowolny sposób moc nagrzewnicy.

Jako generatory w. cz. wykonano prototypy przemienników do nagrzewania indukcyjnego o częstotliwości 100 kHz i mocy 2 kW oraz o częstotliwości 1 MHz na nowoczesnych łącznikach energoelektronicznych - szybkich tranzystorach mocy MOSFET.

W praktycznej realizacji teorii tej pracy wiele czasu poświęcono na osiągnięcie jak największej mocy przy zachowaniu minimalizacji urządzenia co wymuszało do wykorzystania całego zakresu parametrów elektrycznych elementów głównie łączników, które są najwrażliwsze na uszkodzenie. Oczywiście jednocześnie dążono do uzyskania jak największych drgań (częstotliwości prądu) w obwodzie rezonansowym odbiornika. Wybór częstotliwości prądu i mocy nagrzewania zależy od procesu termicznego przy czym należy pamiętać, że zwiększanie częstotliwości powoduje zmniejszenie mocy danego urządzenia.

Pokonano wiele problemów i trudności głównie z powodów techniki wielkich częstotliwości (gdzie np. krótki przewód w niewłaściwym miejscu może zakłócić pracę całego układu) i stosowania nowoczesnych elementów (np. łączniki) dopiero poznawanych doświadczalnie i technik: mikroprocesorowej i przetwarzania cyfrowego na układach GAL.

Uzyskanie jak największych częstotliwości prądu i mocy ograniczane było:

- przetężeniami, przepięciami oraz przeciążeniami prądowymi i termicznymi,
- parametrami elementów.

Aby jak najlepiej wykorzystać parametry elementów zwłaszcza łączników starano się zminimalizować przetężenia i przepięcia, powtarzające się okresowo, które mimo że są krótkotrwałe to niebezpieczne bo nieraz kilka razy większe od znamionowych parametrów elementów. Największe problemy były nie tyle z przetężeniami i przeciążeniami ale głównie przepięciami na elementach, przy czym na najwrażliwszych elementach - łącznikach były najgorsze do opanowania - bo jest wiele źródeł tych przepięć np.:

- komutacja prądu,
- zwarcie łączników przy komutacji,
- wyłączanie łączników,
- wyłączanie diody.

Poprzez ścisły dobór wartości elementów falownika przy zachowaniu parametrów charakteryzujących obwód elektryczny i parametrów określających sposób sterowania łącznikami oraz stosowanie ochron przepięciowych zminimalizowano powyższe przepięcia. Mimo to jak widać z rysunku 3.4 tranzystor T1 nie może być w pełni wykorzystany napięciowo z powodu przepięcia, które mimo wielu prób nie udało się zlikwidować całkowicie. Natomiast prądowo i termicznie elementy są dobrze wykorzystane.

Należy zaznaczyć, że obniżanie kątów ψ_1 , ψ_2 przewodzenia obu diod D_1 , D_2 dopuszczalne jest do określonej wartości minimalnej $\psi_{min} = \omega_0 t_{Dmin}$, której odpowiada czas t_{Dmin} co najmniej równy czasowi t_q potrzebnemu na odzyskanie przez dane łączniki energoelektroniczne L_1 i L_2 właściwości zaworowych. Ale w rzeczywistości istnienie dławika L_d o ściśle określonej wartości pozwala na obniżanie kątów ψ_1 , ψ_2 do zera ponieważ zwarcie w odpowiednio krótkim czasie łączników L_1 i L_2 nie koniecznie musi być zawsze groźne.

Specyfika układu sterowania pozwala na zwarcie łączników przy komutacji w pewnych momentach cyklu co może być korzystne dla funkcjonowania falownika ale o ściśle określonych parametrach. Należy zaznaczyć, że dla innych parametrów to zwarcie może być niedopuszczalne, dlatego też każdy wybór parametrów charakteryzujących obwód elektryczny i parametrów określających sposób sterowania łącznikami należy rozpatrywać indywidualnie.

Z porównania wyników uzyskano dobrą zgodność pomiędzy wynikami pomiarów na prototypach a wynikami komputerowych obliczeń symulacyjnych.

Literatura

1. Baliga B. J.: Power Integrated Circuits in the Saddle. IEEE Spectrum. 1995. Nr 7.
2. Bose B. K.: Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters. IEEE. Vol. 28, NO 2, 1992.
3. Brichant F.: Force-Commutated Inverters, Design and industrial applications. North Oxford Academic. 1984. Macmillan Publishing Company. New York.
4. Fischer F., Conrad H.: Leistungs-MOSFETs in der Energieelektronik. Teil I, II, III, IV ELEKTRIE 36, 1982. H 3, 4, 5, 7.
5. Gawecka H., Januszewski S.: Stan i perspektywy rozwojowe energoelektroniki na świecie i w Polsce. Wiadomości Elektrotechniczne. Rok 1994. Nr 9.
6. Gawecka H.: Tranzystory polowe mocy. Wiadomości Elektrotechniczne. Rok 1993. Nr 1.
7. Hartman M.: Tyristorowe, napięciowe falowniki szeregowo podwyższonej częstotliwości. Wyższa Szkoła Marynarki Wojennej. Zeszyty Naukowe Nr 89A. Gdynia 1986.
8. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Junak J.: Analiza porównawcza przemysłowego urządzenia do nagrzewania indukcyjnego... VII Konferencja „Badania naukowe w elektrotermii”. Międzybrodzie Żywieckie. 1997.
9. Hering M.: Podstawy elektrotermii. WNT. Warszawa 1998.
10. Hering M.: Poradnik inżyniera elektryka. T.1 rozdz. 13 - Elektrotermia. Wyd. 2. WNT. Warszawa 1996.
11. Hering M.: Elektrotermia u progu XXI wieku. Przegląd Elektrotechniczny. R. LXXIV. Rok 1998. Nr 6.
12. Izydorczyk J.: PSpice, komputerowa symulacja układów elektronicznych. Wydawnictwo HELION 1993. Gliwice.
13. Januszewski S.: Półprzewodnikowe przyrządy mocy w energoelektronice. Przegląd Elektrotechniczny. R. LXXIII. Rok 1997. Nr 1.
14. Januszewski S.: 40 lat rozwoju i zastosowań półprzewodnikowych przyrządów mocy. Wiadomości Elektrotechniczne. R. LXVI. Rok 1998. Nr 5.
15. Januszewski S. Gawecka H.: Porównanie charakterystyk eksploatacyjnych tranzystorów energoelektronicznych MOSFET i IGBT. Wiadomości Elektrotechniczne. R. LXVII. Rok 1999. Nr 11.
16. Januszewski S. Kociszewska-Szczerbik M.: Inteligentne energoelektroniczne układy scalone. Wiadomości Elektrotechniczne. R. LXVII. Rok 1999. Nr 7.
17. Januszewski S., Świątek H.: Półprzewodnikowe przyrządy mocy do urządzeń energoelektronicznych. Wiadomości Elektrotechniczne. R. LX. Rok 1992. Nr 5, Nr 6.
18. Januszewski S., Zymmer K.: Energoelektronika. Przegląd Elektrotechniczny. 1994. Nr 10.
19. Katalog tranzystorów mocy MOSFET. XEXFET, Hex-pak Power MOSFET. International Rectifier. California USA 1993.
20. Katalog firmy DACPOL. Podzespoły dla energoelektroniki.
21. Kurbiel A.: Analysis of a thyristor-diode series voltage inverter for induction heating. Archives of electrical engineering, Vol. XLIV, 1995, No 3.
22. Kurbiel A.: Induction heating with non-sinusoidal currents. Archives of electrical engineering, Vol. XLIV, 1995, No 3.
23. Kurbiel A.: Indukcyjne urządzenia elektrotermiczne. Skrypt uczelniany AGH. Kraków 1992, Nr 1308.

24. Kurbiel A., Kieroński R.: Dwutyristorowy falownik napięcia do nagrzewania indukcyjnego. Przegląd Elektrotechniczny, Rok LXIX, 1993, Nr 3.
25. Kurbiel A., Łoziak W.: Dwutaktowe falowniki napięcia. Elektrotechnika. Kwartalnik AGH, tom 2, zeszyt 3, 1983.
26. Marciniak W.: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. Podręczniki akademickie EIT. 1987.
27. Pasternak J., Kieroński R.: Prąd odkształcony w dwułązownikowym falowniku napięcia do powierzchniowego nagrzewania indukcyjnego. Materiały V Sympozjum nt.: „Symulacja, pomiary i diagnostyka w elektrotermii”, Hołny Mejera 25 ÷ 28.09.1996
28. Pasternak J., Kieroński R.: Wpływ prądu odkształconego na proces powierzchniowego nagrzewania indukcyjnego. Jakość i użytkowanie energii elektrycznej, Tom 2 - zeszyt 2 - listopad 1996. s. 61-69.
29. Pasternak J., Kieroński R.: Wybrane metody obliczania wielkości elektrycznych w indukcyjnych urządzeniach elektrotermicznych zasilanych z energoelektronicznych przemienników częstotliwości. Materiały Konferencji pt.: „Wspomaganie komputerowe projektowania pieców i nagrzewnic indukcyjnych” Wisła 28÷30.11.1996.
30. Pasternak J., Kieroński R.: Symulacje przebiegów wielkości elektrycznych w falownikach napięcia do nagrzewania indukcyjnego. 4 Międzynarodowa Konferencja „Jakość i użytkowanie energii elektrycznej”, Kraków - Przegorzały, 23-25.09.1997 (strony 167 - 172).
31. Porebski J., Korohoda P.: Spice, program analizy nieliniowej układów elektronicznych. WNT 1993. Warszawa.
32. Sajdak C., Samek E.: Nagrzewanie indukcyjne. Wyd. Śląsk, Katowice 1985.
33. Schuller R.: Ablösung der konventionellen Schaltanlagen zur Versorgung von Induktionsrinnenöfen durch Transistorumrichter. Elektrowärme international, edition B. September 1995. Nr 3.
34. Skoczkowski T.: Nagrzewanie indukcyjne. Przegląd Elektrotechniczny. Rok LXXII. 1996. Nr 10.
35. Skrzypek T., Sajdak Cz., Skoczkowski T.: Elektrotermia. Przegląd Elektrotechniczny. 1994. Nr 10.
36. Trajdos T.: Matematyka cz. III. Podręczniki akademickie EIT. 1981.