

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

KRZYSZTOF KRYKOWSKI

**SYNTEZA STRUKTUR STEROWANIA PROSTOWNIKÓW
TYRYSTOROWYCH ORAZ ANALIZA I OPTYMALIZACJA
ICH WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH**



P. 3347 | 88

ELEKTRYKA

**Z. 106
GLIWICE
1988**

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 938

KRZYSZTOF KRYKOWSKI



P. 3347/88

**SYNTEZA STRUKTUR STEROWANIA
PROSTOWNIKÓW TYRYSTOROWYCH
ORAZ ANALIZA I OPTYMALIZACJA
ICH WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH**

GLIWICE

1988

OPINIODAWCY

Prof. dr hab. inż. Ryszard Koziół

Prof. dr inż. Mirosław Krynke

KOLEGIUM REDAKCYJNE

REDAKTOR NACZELNY — Prof. dr hab. inż. Wiesław Gabzdyl

REDAKTOR DZIAŁU — Doc. dr inż. Zofia Cichowska

SEKRETARZ REDAKCJI — Mgr Elżbieta Stinzing

CZŁONKOWIE KOLEGIUM — Prof. dr hab. inż. Adolf Maciejny

— Prof. dr inż. Stanisław Malzacher

— Prof. dr hab. inż. Bronisław Skinderowicz

OPRACOWANIE REDAKCYJNE

Mgr Kazimiera Rymarz

Wydano za zgodą

Rektora Politechniki Śląskiej

PL ISSN 0072-4688

Dział Wydawnictw Politechniki Śląskiej

ul. Kujawska 3, 44-100 Gliwice

Naki. 180+85	Ark. wyd. 12,42	Ark. druk. 9	Papier offset. kl III 70x100, 70 g
Oddano do druku 26.11.87	Podpis. do druku 10.02.88	Druk ukończ. w kwietniu 1988	
Zam. 1006/87	L-24	Cena zł 248,—	

Skład, fotokopie, druk i oprawę
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach

P251/88

SPIS TREŚCI

	Str.
WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ	13
1. WPROWADZENIE	15
1.1. Geneza, cel i zakres pracy	15
1.2. Podstawowe właściwości sterowanych układów prostowniczych	18
1.3. Sterowanie układów prostowniczych	22
1.4. Metody opisu właściwości dynamicznych prostowników sterowanych	25
2. PREZENTACJA OPRACOWANEGO MODELU IMPULSOWEGO	28
2.1. Model prostownika pracującego w układzie otwartym	28
2.2. Sprzężenia zwrotne stosowane w układach prostowniczych ...	32
2.3. Warunki pracy optymalnej	34
2.4. Równoważny model impulsowy	36
3. WYBRANE ZAGADNIENIA Z DYNAMIKI PROSTOWNIKA STEROWANEGO OBJĘTEGO UJEMNYM NAPIĘCIOWYM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM	40
3.1. Określenie współczynnika równoważności przy przewodzeniu ciągłym i stałej wartości napięcia zadającego	40
3.2. Optymalny kształt napięć synchronizujących przy stałej wartości napięcia zadającego	47
3.3. Właściwości dynamiczne prostownika przy skokowej zmianie napięcia zadającego	54
3.4. Właściwości dynamiczne układu prostowniczego przy zmieniającej się wartości napięcia zadającego	59
3.5. Wpływ uchybu kąta opóźnienia na pracę układu prostowniczego	60
3.6. Wpływ przewodzenia przerywanego na własności układu z pętlą sprzężenia zwrotnego	61
3.7. Dobór wstępnegoysterowania	62
4. SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA PROSTOWNIKA O ZADANYM NAPIĘCIU WYJŚCIOWYM	65
4.1. Ważniejsze właściwości prostowników o zadany napięciu wyjściowym	65

	Str.
4.2. Synteza struktur sterowania z adaptacyjnymi napięciami synchronizującymi	66
4.3. Synteza struktury sterowania przy stałym kształcie napięć synchronizujących	68
4.4. Struktury sterowania z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących	69
4.5. Dobór struktury sterowania zależnie od rodzaju przyjętej regulacji	71
5. SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA PROSTOWNIKA O ZADANYM PRĄDZIE WYJŚCOWYM	72
5.1. Analogie pomiędzy układami ze sprzężeniem zwrotnym napięciowym i prądowym przy przewodzeniu ciągłym	72
5.2. Wpływ przewodzenia przerywanego	76
5.3. Synteza struktur z adaptacją napięć synchronizujących ...	78
5.4. Synteza struktur sterowania w przypadku napięć synchronizujących o stałym kształcie	80
5.5. Zastosowanie dodatkowego członu uśredniającego lub całkującego	81
5.6. Struktura sterowania z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących	83
5.7. Wpływ indukcyjności obwodu głównego na dobór struktury sterowania	86
5.8. Wytyczne przy doborze struktury sterowania	89
6. WPŁYW DODATKOWEJ INERCJI W TORZE SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO NA WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNE PROSTOWNIKA	91
6.1. Przebieg linii pierwiastkowych	91
6.2. Stabilność układu prostowniczego	96
6.3. Dobór optymalnego współczynnika wzmocnienia	98
7. OMÓWIENIE REZULTATÓW PRACY	106
7.1. Weryfikacja wyników za pomocą badań symulacyjnych	106
7.2. Zalecenia przy doborze struktur sterowania prostownika z punktu widzenia właściwości dynamicznych obwodu regulacji prądu lub napięcia wyjściowego	106
7.3. Zakończenie	108
LITERATURA	110

ANEKS - dodatki

A. Określenie charakterystycznych wartości prądu obciążenia prostownika	113
B. Wpływ przewodzenia przerywanego na wartość średnią prądu	119
C. Praca układu prostowniczego objętego sprzężeniem zwrotnym przy liniowo narastającym napięciu zadającym	122
D. Przykłady obliczeń i wyniki wybranych badań symulacyjnych prostowników objętych sprzężeniem zwrotnym	124
STRESZCZENIA	141

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
СПИСОК ВАЖНЕЙШИХ ОБОЗНАЧЕНИИ	13
1. Введение	15
1.1. Начало, цель и предел работы	15
1.2. Основные свойства управляемых выпрямительных систем	18
1.3. Управление выпрямительных систем	22
1.4. Методы описания динамических свойств управляемых выпрямителей	25
2. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОДЕЛИ	28
2.1. Модель выпрямителя работающего в разомкнутой системе	28
2.2. Обратная связь применяемая в выпрямительных системах	32
2.3. Условия оптимальной работы	34
2.4. Токжественная импульсная модель	36
3. ИЗБРАННЫЕ ВОПРОСЫ ДИНАМИКИ УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТКОЙ СВЯЗЬЮ	40
3.1. Определение коэффициента тождественности для постоянной проводимости и постоянной величины задающего напряжения	40
3.2. Оптимальная форма синхронизационных напряжений для постоянной величины задающего напряжения	47
3.3. Динамические свойства выпрямителя для резкого изменения задающего напряжения	54
3.4. Динамические свойства выпрямительной системы для изменяющейся величины задающего напряжения	59
3.5. Влияние ошибки угла запаздывания на работу выпрямительной системы	60
3.6. Влияние прерывной проводимости на свойства системы с обратной связью	61
3.7. Выбор начального управления	62
4. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЗАДАННЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ	65
4.1. Главные свойства выпрямителей с заданным выходным напряжением	65

	Стр.
4.2. Синтез структур управления с адаптативными синхронизирующими напряжениями	66
4.3. Синтез структуры управления для постоянной формы синхронизирующих напряжений	68
4.4. Системы управления с разделёнными путями определения угла запаздывания и нахождения тактовых импульсов	69
4.5. Выбор структуры управления в зависимости от вида принятой регулировки	71
5. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЗАДАННЫМ ВЫХОДНЫМ ТОКОМ	72
5.1. Аналогии между системами с обратной связью по напряжению и по току для непрерывной проводимости	72
5.2. Влияние прерывной проводимости	76
5.3. Синтез структур с адаптацией синхронизирующих напряжений	78
5.4. Синтез структур управления в случае синхронизирующих напряжений с постоянной формой	80
5.5. Применение добавочного усредняющего или интегрирующего элемента	81
5.6. Система управления с разделёнными путями определения угла запаздывания и нахождения тактовых импульсов	83
5.7. Влияние индуктивности главной петли на выбор структуры управления	86
5.8. Указания по выбору структуры управления	89
6. ВЛИЯНИЕ ДОБАВОЧНОЙ ИНЕРЦИИ В ПЕТЛИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ВЫПРЯМИТЕЛЯ	91
6.1. Направление корневых линий	91
6.2. Стабильность выпрямляющей системы	96
6.3. Подбор оптимального коэффициента усиления	96
7. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ	106
7.1. Верифицирование результатов при помощи симуляционных исследований	106
7.2. Указания по выбору структур управления выпрямителя с точки зрения динамических свойств системы регулирования тока или выходного напряжения	106
7.3. Окончание	108
ЛИТЕРАТУРА	110

ДОБАВЛЕНИЕ

А. Определение характеристических значений тока нагрузки выпрямителя	113
Б. Влияние прерывистой проводимости на среднюю величину тока	119
В. Работа выпрямляющей системы с обратной связью для линейно возрастающего задающего напряжения	122
Г. Примеры расчётов и результаты выбранных симуляционных исследований выпрямителей с обратной связью	124
СОДЕРЖАНИЯ	141

CONTENTS

	Page
LIST OF PRINCIPAL SYMBOLS	13
1. INTRODUCTION	15
1.1. Genesis, object and range of work	15
1.2. Basic properties of converter	18
1.3. Control of converter	22
1.4. Description methods of converter dynamic properties	25
2. PRESENTATION OF THE ELABORATED DISCRETS MODEL	28
2.1. Converter model in open system control	28
2.2. Feedback applied in converters	32
2.3. Terms of optimal work	34
2.4. Equivalent discrete model	36
3. SELECTED DYNAMICS PROBLEMS OF A CONVERTER WITH NEGATIVE VOL- TAGE FEEDBACK	40
3.1. Designation of an equivalence coefficient with continuo- us conduction and constant value of reference voltage ..	40
3.2. Optimum shape of timing voltages with constant value of reference voltage	47
3.3. Dynamic properties of converter with rush change of re- ference voltage	54
3.4. Dynamic properties of converter with changing value of reference voltage	59
3.5. Influence of delay angle error on converter performance	60
3.6. Influence of interrupted conduction on properties of con- verter with feedback loop	61
3.7. Selection of initial control	62
4. SYNTHESIS OF CONVERTER CONTROL SYSTEM WITH REFERENCE VOLTAGE	65
4.1. Important properties of converter with reference voltage	65

	Page
4.2. Synthesis of converter control structures with adaptation timing voltages.....	66
4.3. Synthesis of converter control structures with constant shape of timing voltages	68
4.4. Control structure with separate path for determining the delay angle and finding the tripping pulses	69
4.5. Choice of control structure according to the type of the assumed control	71
5. SYNTHESIS OF CONVERTER CONTROL SYSTEM WITH REFERENCE CURRENT	72
5.1. Analogy between the systems with voltage and current feedback and continuous conduction	72
5.2. Influence of interrupted conduction	76
5.3. Synthesis of the structure with adaptation of the timing voltage	78
5.4. Synthesis of the control structure in the case of timing voltage of constant shape	80
5.5. Application of an additional mean or integral element ...	81
5.6. Control structure with separate paths for determining the delay angle and finding the tripping pulses	83
5.7. Influence of main circuit inductance on control structure selection	86
5.8. Directions for control structure selection	89
6. INFLUENCE OF ADDITIONAL INERTIA IN FEEDBACK PATH ON THE DYNAMIC PROPERTIES OF CONVERTER	91
6.1. Root locus plot	91
6.2. Stability of converter	96
6.3. The selection of optimum gain factor	98
7. DISCUSSION OF WORK RESULTS	106
7.1. Verification of results by means of simulative investigations	106
7.2. Recommendation for the selection converter control structure from the view-point of dynamic properties of output current or output voltage control circuit	106
7.3. Conclusion	108
BIBLIOGRAPHY	110

	Page
APPENDIX - supplements	
A. Designation of typical load current value of a converter	113
B. Influence of interrupted conduction on the average value of current	119
C. The work of a converter with feedback control and linear reference voltage rise	122
D. Examples of calculation and the results of selected simulative investigations for converters with feedback control	124
SUMMARUS	141

Particular examples - the calculations in steady state operation

1. I_{L0} - average value of load current, determined from the average value of load current during the period of conduction of the thyristor, taking into account the ripple current, the ripple current is determined by the formula:
- $$I_{L0} = \frac{I_{Lm}}{2\pi} \left(\frac{1}{\cos \alpha} - \frac{1}{\cos \beta} \right)$$
- where I_{Lm} - maximum value of load current, α - firing angle, β - extinction angle.

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

Wielkości absolutne

f	- częstotliwość,
k	- wzmocnienie, wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego,
k_r	- współczynnik równoważności modelu równoważnego i zmodyfikowanego modelu impulsowego,
m	- liczba faz napięcia zasilającego,
p	- ilość pulsów napięcia wyprostowanego przypadających na okres napięcia zasilającego,
t	- czas,
t_1, t_2	- czas rozpoczęcia i zakończenia analizowanego taktu pracy prostownika,
T_1, T	- aktualny i średni okres impulsowania prostownika (czas trwania taktu pracy prostownika),
α	- kąt opóźnienia załączenia,
α_0	- kąt wstępnego wystęrowania,
α_w	- wzorcowy kąt opóźnienia, kąt wyłączenia,
α_z	- kąt załączenia,
α_1, α_2	- kąty opóźnienia dla analizowanego i następnego taktu pracy prostownika,
γ, γ_m	- kąt komutacji, wartość aktualna i maksymalna,
λ	- kąt przewodzenia,
φ, φ_p	- kąt przesunięcia fazowego odbiornika RL, przy zasilaniu napięciem o częstotliwości napięcia źródła oraz jego p-krotną harmoniczną,
ω	- pulsacja,
$\theta = \omega T_1$	- kąt impulsowania,

Wielkości względne dla założonych w pracy wielkości odniesienia

$e, E(\alpha)$ - napięcie wyjściowe nieobciążonego prostownika, rozumiane jako napięcie wyjściowe prostownika przy przewodzeniu ciągłym i nieskończenie małym prądzie obciążenia, wartość chwilowa i średnia, dla określonego kąta opóźnienia,

$e_m = \frac{\pi}{\pi \sin \frac{\pi}{p}}$ - amplituda sinusoidalnego napięcia zasilającego prostownik,

- e_o - siła elektromotoryczna obwodu obciążenia,
- u_g - komutacyjny spadek napięcia,
- i, i_a, i_d - prąd obciążenia wartość chwilowa, wartość chwilowa w czasie trwania komutacji oraz wartość średnia (za okres pojedynczego taktu pracy prostownika),
- i_t - składowa tętniąca prądu obciążenia,
- l - indukcyjność, indukcyjność obciążenia,
- l_a, l_{ao} - indukcyjność komutacyjna fazy dla aktualnych i założonych warunków pracy,
- r - rezystancja, rezystancja obciążenia,
- S - napięcie synchronizujące,
- u, u_d - napięcie wyjściowe, wartość chwilowa i średnia (określona za okres pojedynczego taktu pracy prostownika),
- w, w_1 - wartość zadana napięcia lub prądu,
- w_g - napięcie wzorcowe,
- y - napięcie sterujące,
- y_o - napięcie wstępnegoysterowania.

1. WPROWADZENIE

1.1. Geneza, cel i zakres pracy

W początkowym okresie prac nad prostownikami koncentrowano się głównie na właściwościach statycznych [15], [22], [38], pomijając zagadnienia związane z dynamiką. W miarę rozwoju zastosowań tyrystorowej techniki przekształtnikowej pojawiła się jednak grupa układów, w którym stawia się wysokie wymagania pod względem dynamiki. Przykładami takich układów są między innymi niektóre układy sterowania silników prądu stałego oraz cyklokonwertyory, które wprowadzając formalnie są przemiennikami częstotliwości, jednak ze względu na konstrukcję obwodów głównych i sterowania stanowią podwójne tyrystorowe układy prostownicze o specyficznym sterowaniu i wysokich wymaganiach odnośnie do dynamiki.

Trudności przy analizie i syntezie układów sterowania prostowników tyrystorowych o wysokich wymaganiach dynamicznych wynikają głównie z faktu, że już z samej istoty działania prostownik jest układem nieliniowym i dyskretnym. Nie da się więc zapewnić równości wartości chwilowych zadanych i rzeczywistych wielkości wyjściowych. Przy optymalizacji trzeba więc dążyć do tego, aby średnie za okres taktu wartości wielkości zadanych i rzeczywistych były sobie równe. Definiując wielkości żądane jako wielkości, których przebieg czasowy wynika ze sposobu działania prostownika, a wielkość średnia określona za czas pojedynczego taktu pracy jest równa odpowiedniej wartości średniej wielkości zadanej można warunek optymalizacji sprowadzić do wymagania, by wartości chwilowe żądanych i rzeczywistych wielkości wyjściowych były sobie równe.

Najprostszym i często stosowanym sposobem uwzględnienia właściwości dynamicznych prostownika jest potraktowanie go jako członu z opóźnieniem, ewentualnie aproksymowanie opóźnienia członem inercyjnym [4], [12], [45], [46], [47]. Takie podejście prowadzi do znacznie dokładniejszego modelu niż traktowanie prostownika jako członu bezinercyjnego, niewniej nie uwzględnia takich zjawisk, jak: komutacja, kształt napięć synchronizujących, istnienie składowej tętniącej prądu, czy przewodzenie przerywane.

Dokładniejszy opis zjawisk związanych z dynamiką układów prostowniczych można uzyskać stosując bardziej złożone metody postępowania, jak np. metodę funkcji opisującej [8], [9], metodę granicznych miejsc geometrycznych [24] lub wykorzystując impulsowe metody analizy i syntezy [6], [11], [13],

[33], [34], [35], [43], [45], [46], [47]. Większość z dokładniejszych metod opisu właściwości dynamicznych prowadzi jednak do złożonych modeli zastępczych o skomplikowanym opisie matematycznym i mało czytelnej interpretacji fizycznej.

Prostownik sterowany występuje zazwyczaj jako podzespoł bardziej złożonych zautomatyzowanych układów elektrycznych lub elektromechanicznych. By zapewnić korzystne właściwości statyczne i dynamiczne oraz odpowiednią współpracę z pozostałymi podzespołami obejmuje się prostownik dodatkową podporządkowaną pętlą sprzężenia zwrotnego [47]. Najczęściej jest to obwód regulacji prądu, rzadziej napięcia wyjściowego. Wielkością wejściową tak zbudowanego układu prostowniczego jest zadany sygnał napięcia lub prądu, a wielkością wyjściową sygnał napięcia lub prądu wyjściowego. Zadana wielkość napięcia lub prądu może być nastawiana bezpośrednio bądź wprowadzana z regulatora nadrzędnego, którego celem jest zapewnienie odpowiednich przebiegów wielkości wyjściowych odbiornika. Dobór regulatora nadrzędnego zależy przy tym od rodzaju i wielkości obciążenia i dla różnych typów odbiorników mogą być wymagania różne struktury obwodów regulacji.

Obwód podporządkowanej regulacji napięcia lub prądu nie ma bezpośredniego wpływu na wielkości wyjściowe odbiornika, lecz powinien zapewnić prostownikowi sterowanemu właściwości źródła napięcia lub prądu o odpowiednich charakterystykach statycznych i dynamicznych. W tej sytuacji algorytmy określające ogólną strukturę optymalnego obwodu podporządkowanej regulacji napięcia lub prądu są tylko pośrednio i zazwyczaj w nieznacznym stopniu zależne od wielkości i charakteru obciążenia. Wielkość i charakter obciążenia mają natomiast wpływ na dobór wartości współczynników charakteryzujących podzespoły występujące w torze sprzężenia zwrotnego.

Mimo rozwiniętej teorii i techniki wciąż jeszcze nie znaleziono ogólnych algorytmów określających strukturę, jaką powinien posiadać układ regulacji napięcia lub prądu wyjściowego, a stosowane rozwiązania mają charakter rozwiązań przybliżonych słusznych jedynie w określonych wąskich zakresach zmian parametrów obciążenia. Brak również metody, która pozwoliłaby w prosty i dokładny sposób określić właściwości dynamiczne prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym.

Z powyższego przeglądu wynika potrzeba opracowania dwóch ważnych a dotychczas nie rozwiązanych całościowo zagadnień, którymi są określenie ogólnych algorytmów zapewniających uzyskanie optymalnych z punktu widzenia właściwości dynamicznych struktur sterowania prostownika z zadawaniem napięcia lub prądu oraz znalezienie prostej i dokładnej metody analizy właściwości dynamicznych prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym.

Praca niniejsza stanowi studium, którego celem są poszukiwania drogą analizy i syntezy optymalnych pod względem dynamicznym algorytmów sterowania układów prostowniczych. Uzyskane algorytmy należy przy tym tak sfor-

mułować, aby możliwa była ich implementacja zarówno w układach sterowania wykorzystujących technikę analogową, jak i w układach sterowania wykorzystujących technikę cyfrową.

Zakres pracy obejmuje następujące zagadnienia:

- opracowanie prostego a równocześnie dokładnego modelu impulsowego prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym,
- określenie optymalnych, ze względu na właściwości dynamiczne układu ze sprzężeniem zwrotnym, napięć synchronizujących,
- określenie wpływu dodatkowych inercji w torze sprzężenia zwrotnego na właściwości dynamiczne układu prostowniczego,
- określenie optymalnej struktury sterowania prostownika o zadawaniu napięcia lub prądu wyjściowego.

W pracy założono obciążenie typu RLE oraz uwzględniono takie zjawiska, jak:

- zmienność okresu pulsu napięcia wyjściowego w trakcie pracy prostownika,
- komutację,
- istnienie składowej tętniącej napięcia i prądu wyjściowego,
- przewodzenie przerwane.

Ważniejsze uproszczenia przyjęte w rozważaniach:

- idealne zawory prostownicze o ograniczonym sterowaniu (tyrystory),
- stabilne, sinusoidalne, symetryczne m-fazowe źródło napięcia zasilającego o rezystancji wewnętrznej równej zero,
- indukcyjność obwodu komutacyjnego stała w okresie trwania pojedynczego taktu pracy prostownika,
- indukcyjności źródła i obciążenia liniowe w otoczeniu aktualnego punktu pracy,
- prąd obciążenia stały w czasie trwania komutacji,
- komutacyjne spadki napięcia można aproksymować impulsem Diraca o odpowiedniej powierzchni.

Praca składa się z siedmiu rozdziałów.

Rozdział pierwszy stanowi wprowadzenie.

Rozdział drugi zawiera opis i uzasadnienie opracowanego modelu impulsowego prostownika sterowanego. W dalszej części pracy model ten wykorzystano do analizy właściwości dynamicznych prostownika oraz do syntezy struktur sterowania. W rozdziale drugim omówiono również zastosowane kryteria jakości regulacji.

Rozdział trzeci poświęcono omówieniu właściwości dynamicznych prostownika sterowanego objętego ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym. W rozdziale tym określono również optymalny kształt napięć synchronizujących.

W rozdziale czwartym, wykorzystując rezultaty przeprowadzonych w rozdziale trzecim rozważań, dokonano syntezy optymalnej struktury sterowania układu prostowniczego objętego ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym.

W rozdziale piątym uzyskane dla układów z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym wyniki uogólniono na układy z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym.

Rozdział szósty poświęcono ocenie wpływu dodatkowego elementu inercyjnego umieszczonego w torze sprzężenia zwrotnego na właściwości dynamiczne układu.

Ostatni rozdział, siódmy, stanowi próbę usystematyzowania rezultatów pracy, zawiera podsumowanie najważniejszych wyników oraz precyzuje wnioski końcowe.

Pracę uzupełniono aneksem, w którym przedstawiono przykłady obliczeń i badań symulacyjnych oraz niektóre dłuższe wyprowadzenia pominięte w zasadniczej części monografii.

1.2. Podstawowe właściwości sterowanych układów prostowniczych

Niektóre właściwości układów prostowniczych są obszernie opracowane w literaturze [7], [23], [31], [36], [45], [46], [47], [48], [50], w związku z tym zrezygnowano z omawiania podstawowych zjawisk fizycznych występujących w układach prostowniczych, a większość zależności analitycznych podano bez wyprowadzania. Natomiast uzasadniano zależności, które stanowią podstawę rozważań niniejszej monografii. Niektóre dłuższe wyprowadzenia pominięto w pracy i przedstawiono w dodatkach zamieszczonych w aneksie.

Rozważania przeprowadzono stosując wielkości względne. Jako wielkości odniesienia przyjęto przy tym maksymalną średnią wartość napięcia wyjściowego niesterowanego układu prostowniczego przy przewodzeniu ciągłym, określoną zależnością:

$$E_{do} = \sqrt{2} E_{fm} \frac{D}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (1.1)$$

amplitudę fazowego prądu zwarciovego (dla pełnej impedancji źródła) oraz napięcie sterujące, przy którym kąt opóźnienia jest równy zero.

Przy tak dobranych wielkościach odniesienia chwilowa względna wartość napięcia wyjściowego dla j -tego taktu pracy nieobciążonego prostownika zmienia się zgodnie z zależnością:

$$e = e_m \sin(\omega t - 2\pi \frac{j}{p}). \quad (1.2)$$

Przebiegowi temu odpowiada w stanach przejściowych wartość średnia napięcia wyjściowego określona za okres pojedynczego taktu, równa:

$$E_{\Theta}(\alpha, \Theta) = \frac{2\pi \sin \frac{\Theta}{2}}{p \Theta \sin \frac{\pi}{p}} \cos(\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{\Theta}{2}). \quad (1.3)$$

W stanach ustalonych ww. wartość średnia wyniesie:

$$E(\alpha) = \cos \alpha. \quad (1.4)$$

Korzystając z uproszczonej teorii komutacji [46] (przy pominięciu rezystancji źródła) łatwo wykazać, że średni komutacyjny spadek napięcia wyjściowego wynosi:

$$u_{\gamma} = \frac{2\pi}{p\Theta} u_{\gamma_0}, \quad (1.5)$$

przy czym

$$u_{\gamma_0} = \frac{1}{I_{a0}} \cdot \frac{I_a}{2 \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (1.6)$$

Kąt komutacji wynika z zależności:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{1}{I_{a0}} \cdot \frac{I_a}{\sin \frac{\pi}{m}}, \quad (1.7)$$

a jego maksymalną wartość można obliczyć z relacji:

$$\cos \gamma_m = 1 - \frac{1}{I_{a0}} \cdot \frac{I_a}{\sin \frac{\pi}{m}}. \quad (1.8)$$

Średnią wartość napięcia wyjściowego określoną za okres pojedynczego taktu można zapisać jako:

$$u_d = E_{\Theta}(\alpha, \Theta) - u_{\gamma}. \quad (1.9)$$

W przypadku stanów ustalonych przybierze ona postać:

$$u_d = E(\alpha) - u_{\gamma_0} \quad (1.10)$$

lub:

$$u_d = \cos \alpha - \frac{1}{I_{a0}} \cdot \frac{I_a}{2 \sin \frac{\pi}{m}}, \quad (1.11)$$

Jeśli pominąć wpływ komutacji, to składowa zmienna w napięciu wyjściowym wyniesie w stanach ustalonych

$$H(t) = e(t) - E(\alpha), \quad (1.12)$$

przy czym $e(t)$ oraz $E(\alpha)$ wynikają z zależności (1.2) oraz (1.4).

W przypadku komutacji natychmiastowej czasowy przebieg prądu obciążenia jest opisany zależnością:

$$i(t) = \frac{1}{r} \left\{ [e_m \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) - e_0] + [e_0 - e_m \cos \varphi \cdot \sin(\omega t_{a1} - \varphi) + i_{a1}] \exp[-\omega(t - t_{a1}) \operatorname{ctg} \varphi] \right\}, \quad (1.13)$$

w której t_{a1} oraz i_{a1} oznaczają czas rozpoczęcia komutacji i prąd obciążenia dla początku analizowanego taktu pracy prostownika. Gdy czas trwania komutacji jest większy od zera, to wartości prądu obciążenia wynikłe z zależności (1.13) należy skorygować o składową prądu wynikłą z pojawienia się w czasie komutacji dodatkowego prądu międzyfazowego.

Podstawiając do zależności (1.13) wartość początkową prądu $i_{a1} = 0$ uzyska się przebieg czasowy prądu przy przewodzeniu przerywanym. Jeśli następnie podstawić

$$\lambda = \omega(t_{g1} - t_{a1}), \quad (1.14)$$

gdzie t_{g1} oznacza czas, w którym prąd analizowanego taktu pracy prostownika przyjmuje wartość równą zeru, to uzyska się równanie wiążące kąt przewodzenia λ z parametrami obciążenia i sterowania prostownika w postaci:

$$\begin{aligned} [e_m \cos \varphi \sin(\alpha_z + \lambda - \varphi) - e_0] \exp(\lambda \operatorname{ctg} \varphi) = \\ = e_m \cos \varphi \sin(\alpha_z - \varphi) - e_0. \end{aligned} \quad (1.15)$$

W literaturze rozwiązanie powyższego równania przedstawia się zazwyczaj graficznie jako rodzinę charakterystyk $\alpha_w = f(\alpha_z)$ przy stałych wartościach siły elektromotorycznej obciążenia e_0 i ilorazu $1/r$, traktowanych jako parametr [7], [23], [36], [45], [46]. Podstawiając $\lambda = \frac{2\pi}{p}$ można zależność (1.15) wykorzystać do znajdowania granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego. Z kolei znajomość kąta przewodzenia pozwala, by określić wartość średnią napięcia wyprostowanego przy przewodzeniu przerywanym jako

$$u_d = \frac{1}{2 \sin \frac{\pi}{p}} (\cos \alpha_z - \cos \alpha_w) + e_0 (1 - \frac{p\lambda}{2\pi}). \quad (1.16)$$

Prąd obciążenia jest sumą prądu średniego i tętniącego zgodnie z zależnością

$$i(t) = i_d(t) + i_t(t). \quad (1.17)$$

Prąd obciążenia w chwili rozpoczęcia komutacji i_a jest równy sumie wartości składowej średniej i tętniącej prądu obciążenia dla chwili rozpoczęcia komutacji, zgodnie z zależnością:

$$i_a = i_d + i_{ta}, \quad (1.18)$$

przy czym

$$i_{ta} = i_t(t) \Big|_{t=t_a}. \quad (1.19)$$

Wartość i_{ta} składowej tętniącej prądu obciążenia w chwili komutacji można obliczyć metodami o różnym stopniu dokładności. Przykładowe sposoby obliczania tej składowej przedstawiono w aneksie [dodatek A]. Zależności tam przedstawione można wykorzystywać również do określania granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego, jako że dla prądów ciągłych zachodzi:

$$i_{ta} + i_d > 0, \quad (1.20)$$

podczas gdy dla prądów przerywanych obowiązuje:

$$i_{ta} + i_d \leq 0. \quad (1.21)$$

Zaletą takiego podejścia jest to, że do określenia granicy przewodzenia ciągłego wystarczy znajomość średniej wartości prądu obciążenia, a nie jest potrzebna informacja odnośnie do aktualnej wartości siły elektromotorycznej obwodu obciążenia.

Jeśli przez $i_{tg}(t)$ oznaczyć przebieg czasowy składowej tętniącej prądu określonej dla granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego, to dla przewodzenia przerywanego obowiązuje:

$$i(t) = \left\{ \begin{array}{ll} i_{dc} + i_{tg}(t) & \text{dla stanu przewodzenia} \\ 0 & \text{dla stanu nieprzewodzenia} \end{array} \right\}, \quad (1.22)$$

przy czym przez i_{dc} oznaczono wartość średnią prądu, która by wystąpiła, gdyby zawory prostownika przewodziły również wtedy, gdy zachodzi $i_{dc} + i_{tg}(t) < 0$. Rzeczywista wartość średnia prądu i_d (określona za okres

pojedynczego taktu) i wartość średnia prądu i_{dc} określona dla wyidealizowanego przewodzenia ciągłego są powiązane ze sobą zależnością:

$$i_d = i_{dc} + i_{dp}, \quad (1.23)$$

przy czym

$$i_{dp} = -\frac{p}{2\pi} \int_{\alpha_z}^{\alpha_z + \frac{2\pi}{p}} [i_{tg}(\omega t) + i_{dc}] d(\omega t) \quad (1.24)$$

oznacza przyrost wartości średniej prądu spowodowany przewodzeniem przerywanym. Dokładne obliczenie przyrostu wartości średniej prądu pod wpływem przewodzenia przerywanego wymaga zastosowania metod cyfrowych. W aneksie [dodatek B] przedstawiono przybliżone metody określania przyrostu wartości średniej prądu pod wpływem przewodzenia przerywanego.

1.3. Sterowanie układów prostowniczych

Podstawową metodą sterowania fazowego układów prostowniczych jest sterowanie przez poziomowanie napięcia sterującego napięciami synchronizującymi. Napięcia synchronizujące są przy tym okresowymi funkcjami czasu spełniającymi warunek:

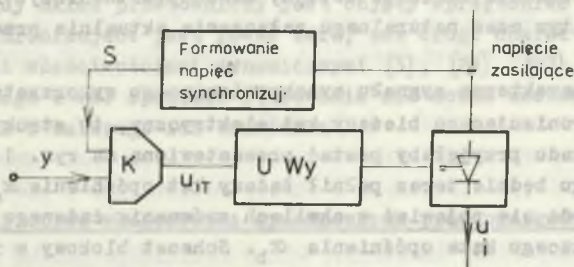
$$S_{n-1}(t-T) = S_n(t). \quad (1.25)$$

Napięcia synchronizujące można również traktować jako funkcje bieżącego kąta elektrycznego lub jako funkcje kąta opóźnienia $S(\alpha)$. Jako napięć synchronizujących używa się najczęściej napięć kosinusoidalnych lub liniowych. Zasadę sterowania przedstawiono na rys. 1.1a-c. Na rys. 1.1a przedstawiono uproszczony schemat blokowy układu sterowania, zaś na rys. 1.1b i c wyidealizowane przebiegi występujących w układzie wielkości. Rysunki wykonano dla kosinusoidalnego napięcia synchronizującego i 3-fazowego jednokierunkowego układu prostowniczego.

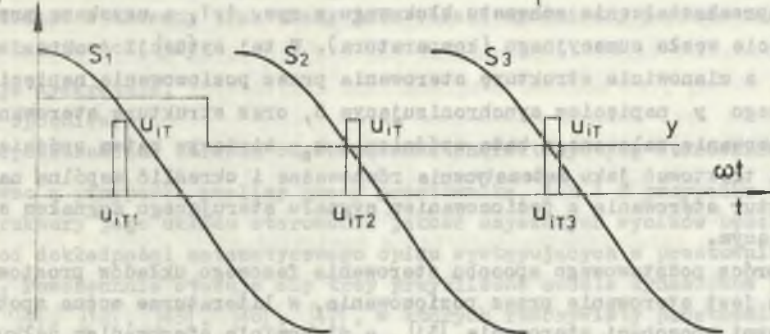
W niektórych rozważaniach przy omawianiu układów sterowania wprowadzono pojęcie bieżącego kąta opóźnienia

$$\alpha_b = \omega(t - t_{01}) - \frac{2\pi}{p}, \quad (1.26)$$

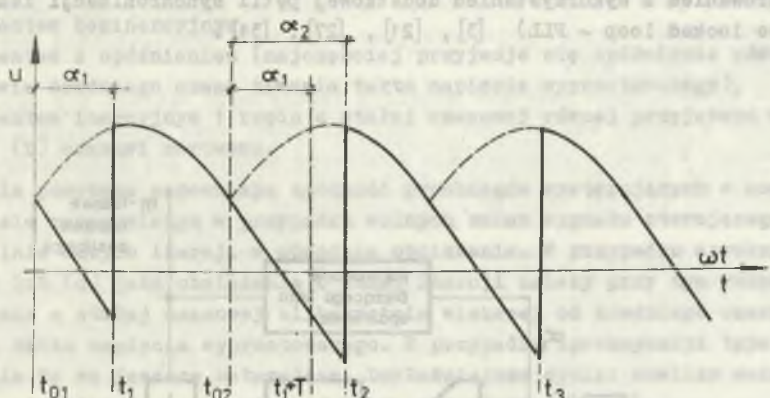
a)



b)



c)



Rys. 1.1. Sterowanie prostownika przez poziomowanie napięcia sterującego napięciem synchronizującym

a - schemat blokowy, b - przebiegi czasowe wielkości występujących w układzie sterowania, c - przebiegi czasowe napięcia wyjściowego

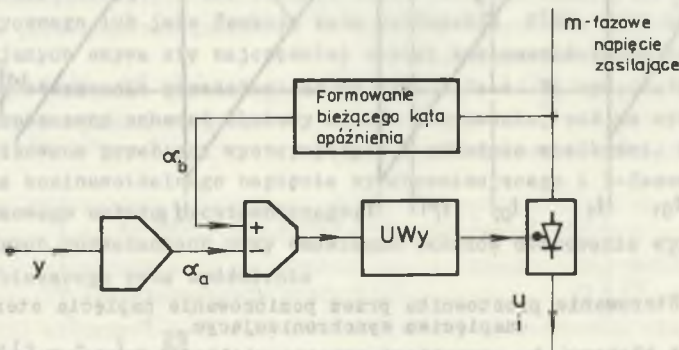
Fig. 1.1. Converter control with pulse timing control

a - block diagram, b - waveforms of values of control system, c - waveform of output voltage

zdefiniowanego jako kąt opóźnienia, z jakim nastąpiłoby załączenie kolejnego pulsu napięcia, gdyby w czasie t odpowiadającym danej wartości bieżącego kąta opóźnienia załączyć kolejny zawór prostowniczy. Przez t_{01} oznaczono przy tym czas naturalnego załączenia aktualnie przewodzącego zaworu.

Jeśliby w charakterze sygnału synchronizującego wykorzystać zamiast napięcia synchronizującego bieżący kąt elektryczny, to struktura sterowania takiego układu przyjąłaby postać przedstawioną na rys. 1.2. Rolę sygnału sterującego będzie teraz pełnił żądany kąt opóźnienia α_a , zaś impulsy taktujące będą się pojawiać w chwilach zrównania żadanego kąta opóźnienia α_a i bieżącego kąta opóźnienia α_b . Schemat blokowy z rys. 1.2 stanowi przekształcenie schematu blokowego z rys. 1.1, a uzyskane przez przesunięcie węzła sumacyjnego (komparatora). W tej sytuacji obie struktury, a mianowicie strukturę sterowania przez poziomowanie napięcia sterującego y napięciem synchronizującym S , oraz strukturę sterowania przez poziomowanie zalecanego kąta opóźnienia α_a bieżącym kątem opóźnienia α_b można traktować jako matematycznie równoważne i określić wspólną nazwą struktur sterowania z poziomowaniem sygnału sterującego sygnałem synchronizującym.

Oprócz podstawowego sposobu sterowania fazowego układów prostowniczych, jakim jest sterowanie przez poziomowanie, w literaturze można spotkać się z innymi sposobami sterowania [31], a mianowicie sterowaniem całkującym i sterowaniem z wykorzystaniem dodatkowej pętli synchronizacji fazowej (phase locked loop - PLL) [3], [21], [27], [31].



Rys. 1.2. Układ sterowania prostownika z synchronizacją za pomocą bieżącego kąta elektrycznego

Fig. 1.2. Converter control system with timing by means of actual electrical angle

Pierwszy z nich stanowi zresztą szczególnie przypadek sterowania przez poziomowanie, gdy układ prostowniczy jest objęty sprzężeniem zwrotnym, a napięcie synchronizujące jest równe zeru, zaś drugi charakteryzuje się niekorzystnymi właściwościami dynamicznymi [3], [21], [27], [31]. W tej sytuacji żadnego z ww. sposobów sterowania nie można uważać za optymalny i zrezygnowano z dalszego ich omawiania.

1.4. Metody opisu właściwości dynamicznych prostowników sterowanych

Prostownik sterowany traktowany jako obiekt dynamiczny posiada następujące właściwości [12]:

- pracuje dyskretnie,
- wnosi opóźnienie,
- ma niejednoznaczna zależną od obciążenia charakterystykę sterowania.

Zarówno w przypadku analizy pracy prostownika, jak i w przypadku syntezy struktury jego układu sterowania jakość uzyskanych wyników będzie zależała od dokładności matematycznego opisu występujących w prostowniku zjawisk. Powszechnie stosuje się trzy przybliżone modele dynamiczne prostownika [4], [12], [45], [46], [47], w których rzeczywisty prostownik aproksymuje się:

- a) elementem bezinercyjnym,
- b) elementem z opóźnieniem (najczęściej przyjmuje się opóźnienie równe połowie średniego czasu trwania taktu napięcia wyprostowanego),
- c) elementem inercyjnym 1 rzędu o stałej czasowej równej przyjętemu w punkcie (b) czasowi martwemu.

Modele powyższe zapewniają zgodność przebiegów występujących w modelu i układzie rzeczywistym w przypadku wolnych zmian sygnału sterującego, ewentualnie dużych inercji w obwodzie obciążenia. W przypadku aproksymacji (b) lub (c) jako obciążenie o dużej inercji należy przy tym rozumieć obciążenie o stałej czasowej kilkakrotnie większej od średniego czasu trwania taktu napięcia wyprostowanego. W przypadku aproksymacji typu (a) wymagania te są jeszcze ostrzejsze. Dokładniejsze wyniki analizy można uzyskać stosując w rozważaniach funkcję opisującą [8], [9].

W szczególnym przypadku, gdy otwarta pętla sprzężenia zwrotnego prostownika rozpatrywana jako całość stanowi człon całkujący, a prąd obciążenia jest ciągły i wygładzony, wygodną metodą zarówno do analizy, jak i syntezy jest metoda granicznych miejsc geometrycznych [24].

W przypadku układów prostowniczych, w których wymaga się dużej dokładności analizy właściwości dynamicznych, największą popularność uzyskały metody impulsowe. Istota metod impulsowych tkwi w zastąpieniu rzeczywistego przebiegu napięcia ewentualnie prądu wyjściowego przebiegiem dyskretnym.

nym o okresie impulsowania odpowiadającym czasowi trwania pulsów napięcia wyjściowego.

Spotykane w literaturze modele impulsowe różnią się od siebie zarówno formą zewnętrzną, jak i dokładnością z jaką opisują rozpatrywane zjawiska.

Najprostszym modelem impulsowym prostownika jest model liniowy z ekstrapolatorem rzędu zerowego [1], [13], [45].

W modelu tym aproksymuje się rzeczywiste napięcie wyjściowe prostownika ciągiem impulsów prostokątnych o stałej amplitudzie i powierzchni oraz okresie impulsowania równym średniemu czasowi trwania pulsu napięcia wyjściowego. Pomija się wtedy komutację, wpływ aktualnego punktu pracy na wzmocnienie, niejednoznaczność charakterystyk statycznych i dynamicznych oraz zmienność okresu impulsowania pod wpływem zmian napięcia sterującego. Zaletą metody jest możliwość uwzględnienia dodatkowych inercji występujących w układzie oraz możliwość stosowania matematycznych metod analizy impulsowej, np. transformacji Z. Największą wadą metody jest to, że jej dokładność ze względu na dużą ilość przyjętych założeń upraszczających jest tego samego rzędu co dokładność metod zakładających proste sproksymacje prostownika jako członu inercyjnego lub z opóźnieniem.

W przypadku obciążeń zawierających indukcyjność można zastosować model impulsowy przyrostowy. Rezygnuje się wtedy z ekstrapolatora, zamiast napięcia wyjściowego wykorzystuje się jego przyrosty, zaś prąd wyjściowy traktuje się jako całkę z przyrostów napięcia na indukcyjności obciążenia. Dodatkową zaletą takiego podejścia jest możliwość uwzględnienia komutacji [1], [43], [46], [47].

W obu wymienionych prostych modelach impulsowych zakłada się napięcie zasilające o stałej amplitudzie i częstotliwości oraz przewodzenie ciągle prostownika. W modelu przyrostowym dodatkowo zakłada się wygładzony prąd obciążenia oraz stałą indukcyjność zastępczą źródła (komutacji) równą indukcyjności wewnętrznej źródła zarówno w czasie trwania komutacji, jak i w międzykomutacyjnych przedziałach pracy prostownika.

Rozbudowując proste modele impulsowe można uwzględnić większą ilość zjawisk charakteryzujących pracę prostownika. W literaturze jako punkt wyjścia do rozbudowy modeli impulsowych wykorzystuje się przy tym zazwyczaj prosty liniowy impulsowy model przyrostowy. Przez rozbudowę tego modelu można uzyskać uwzględnienie takich zjawisk, jak: tętnienie prądu wyprostowanego [43], przewodzenie przerywane [6], [35], nieliniowy charakter zjawisk występujących w procesie prostowniczym, czy fakt występowania innych wartości zastępczej indukcyjności źródła w czasie trwania komutacji i w międzykomutacyjnym przedziale pracy [6], [33], [14]. Struktury uzyskane w wyniku rozbudowy prostego przyrostowego modelu impulsowego zapewniają wprawdzie dokładne odwzorowanie zjawisk występujących w układzie prostowniczym, charakteryzują się jednak istotnymi niedogodnościami, którymi są mała czytelność uzyskanych struktur oraz trudność przy interpre-

tacji fizykálnej modelu. Komplikuje to analizę układów prostowniczych i jest jeszcze bardziej niewygodne przy syntezie.

Rozważania dotyczące metod opisu, analizy i syntezy układów prostowniczych w stanach dynamicznych można zakończyć wnioskami:

1. Proste metody opisu właściwości dynamicznych układów prostowniczych albo nie zapewniają wysokiej jakości opisu zjawisk charakteryzujących stany przejściowe w układach o dużych wymaganiach pod względem dynamicznym, albo nadają się do zastosowania jedynie w pewnej ograniczonej liczbie rodzajów układów prostowniczych.

2. Złożone przyrostowe modele impulsowe prostowników zapewniają wprowadzić dokładny opis zjawisk występujących w stanach przejściowych, jednak ze względu na ich skomplikowaną formę są mało czytelne i trudne w interpretacji, co szczególnie wyraźnie występuje przy próbach ich wykorzystania do syntezy struktur sterowania.

3. Jak dotychczas autor nie spotkał opracowania dotyczącego metody analizy i syntezy właściwości dynamicznych układów prostowniczych, która łączyłaby prostotę i dokładność opisu występujących zjawisk.

Powyższe wnioski można uzupełnić dodatkowymi uwagami:

1. Oprócz zacytowanych w tekście pozycji literaturowych można się spotkać z całym szeregiem opracowań dotyczących dynamiki układów prostowniczych jak np. [39], [40], [41]. Zawarte w nich rozważania nie podważają jednak przedstawionych wniosków.

2. Zaproponowana przez autora [18] metoda równoważnego modelu impulsowego w przedstawionej formie nadaje się wprowadzić do wykorzystania jedynie w wąskiej grupie układów prostowniczych, jaką są układy o przewodzeniu ciągłym i z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym, niemniej, gdyby ją uogólnić na układy wykorzystujące ujemne prądowe sprzężenie zwrotne, mogłaby stać się poszukiwaną metodą analizy i syntezy łączącą prostotę ze stosunkowo dużą dokładnością.

3. Trudności przy syntezie komputerowych układów sterowania wynikłe z pojawienia się opóźnień spowodowanych czasem wykonywania obliczeń można zmniejszyć stosując układy, w których kąt opóźnienia określa się w innym torze niż chwilę załączenia zaworów [30], [25], [28], [29].

2. PREZENTACJA OPRACOWANEGO MODELU IMPULSOWEGO

2.1. Model impulsowy prostownika pracującego w układzie otwartym

Aby uniknąć wad modeli impulsowych przedstawionych w rozdziale 1.4 przyjęto próbę opracowania nowej koncepcji modelu impulsowego. W tym celu wykorzystywano przedstawioną przez autora [18], [19] propozycję modelu impulsowego. W porównaniu z modelem z ekstrapolatorem zerowym [11], [13], [45] model ten posiada istotne modyfikacje.

Uwzględniono w nim:

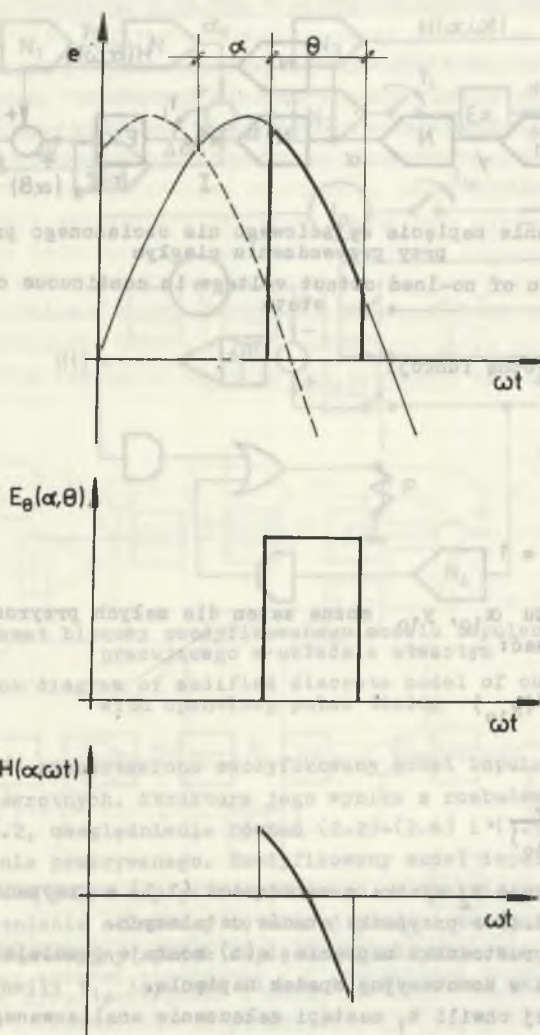
- różnicę pomiędzy napięciem wyjściowym a jego schodowym przybliżeniem,
- wpływ zmian napięcia sterującego na okres impulsowania,
- wpływ indukcyjności komutacyjnych, których wartość założono jako stałą oraz aproksymowano komutacyjny spadek napięcia impulsem Diraca.

Zasadę formowania napięcia wyjściowego prostownika przedstawiono na rys. 2.1. Rzeczywiste napięcie wyjściowe nieobciążonego prostownika jest sumą napięcia prostokątnego $E_0(\alpha, \theta)$ oraz składowej zmiennej $H(\alpha, \omega t)$, która w pewnym sensie stanowi zakłócenie modulacyjne. Na rys. 2.2 przedstawiono blokowo napięcie wyjściowe jako sumę omówionych składowych. Napięcie sterujące y jest sumą przetworzonego w bloku nieliniowym N_1 napięcia zadającego w oraz ewentualnych sprzężeń, sygnałów korekcyjnych i zakłóceń. Napięcie to zostaje przetworzone w nieliniowym bloku sterowania fazowego N na kąt opóźnienia α . W bloku N_2 opóźnione o kąt α impulsy wyzwalające załączają poszczególne zawory przekształtnika powodując pojawienie się na jego wyjściu napięcia wyprostowanego o średniej wartości względnej poszczególnych pulsów równej $E(\alpha)$ w stanach ustalonych lub $E_0(\alpha, \theta)$ w stanach nieustalonych.

Dyskretną pracę układu ilustruje impulsator I impulsujący w chwilach t_i oraz ekstrapolator Ex . Okres impulsowania impulsatora, opisany zależnością ogólną:

$$T_i = t_{i(k+1)} - t_{ik}, \quad (2.1)$$

przyjmuje w przypadku stanów ustalonych wartość T równą średniemu czasowi trwania pulsu napięcia wyjściowego. Składowa zmienna $H(\alpha, \omega t)$ jest wytwarzana przez blok N_3 jako funkcja kąta opóźnienia α , a następnie dodawana jako poprawka do napięcia prostokątnego $E_0(\alpha, \theta)$ lub $E(\alpha)$.

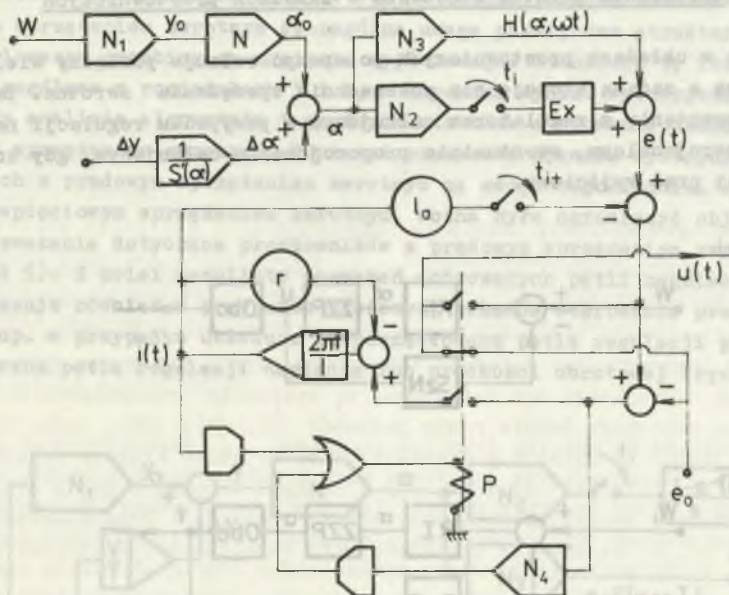


Rys. 2.1. Napięcie wyjściowe prostownika jako suma składowej prostokątnej i przemiennej

Fig. 2.1. Converter output voltage as the sum of rectangular and alternating components

Jeśli przez $S(\alpha)$ oznaczyć napięcie synchronizujące w chwili taktowania jako funkcję kąta opóźnienia, to funkcja

$$\alpha = N(y) \quad (2.2)$$



Rys. 2.3. Schemat blokowy zmodyfikowanego modelu impulsowego prostownika pracującego w układzie otwartym

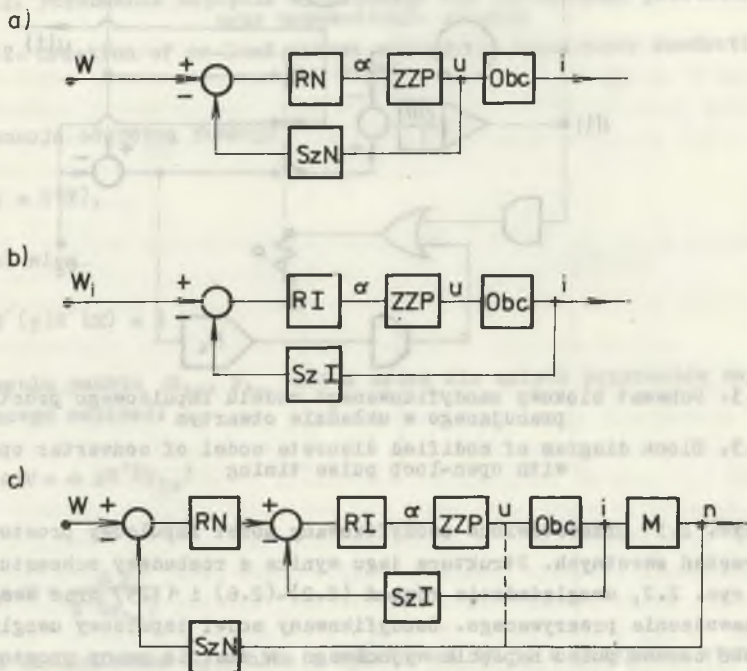
Fig. 2.3. Block diagram of modified discrete model of converter operating with open-loop pulse timing

Na rys. 2.3 przedstawiono zmodyfikowany model impulsowy prostownika bez sprzężeń zwrotnych. Struktura jego wynika z rozbudowy schematu blokowego z rys. 2.2, uwzględnienia równań (2.2)-(2.6) i (1.5) oraz uwzględnienia przewodzenia przerywanego. Zmodyfikowany model impulsowy uwzględnia zmienność okresu pulsu napięcia wyjściowego w trakcie pracy prostownika, komutację, istnienie składowej tętniącej prądu i ewentualne przewodzenie przerywane. Komutacyjny spadek napięcia aproksymuje się przy tym pojawiającym się w chwili t_{1+} impulsem Diraca o powierzchni określonej zależnością (2.8).

Rolę elementu wybierającego aktualne stany przewodzenia i nieprzewodzenia zaworów pełni przełącznik P sterowany prądem obciążenia. Dodatkowy element nieliniowy N_4 o charakterystyce typu prostowniczego zapewnia to, że przy dodatnich sygnałach na wejściu N_4 sygnał wyjściowy z N_4 jest równy zero.

2.2. Sprężenia zwrotne stosowane w układach prostowniczych

Chcąc w układach prostowniczych polepszyć relacje pomiędzy wielkością wyjściową a zadaną stosuje się powszechnie sprężenia zwrotne. Zazwyczaj są to sprężenia z regulatorem całkującym w przypadku regulacji napięcia lub proporcjonalnym, ewentualnie proporcjonalno-całkującym, gdy kontrolowany jest prąd wyjściowy.



Rys. 2.4. Sprężenia zwrotne w układach prostowniczych

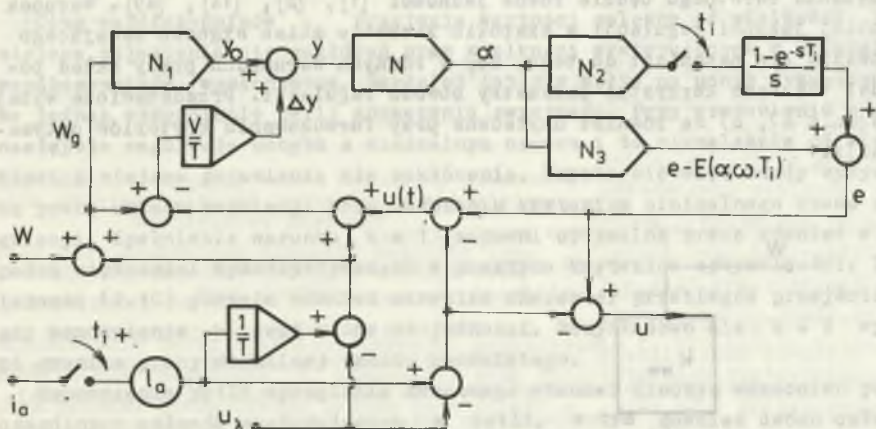
a - sprzężenie zwrotne napięciowe, b - sprzężenie zwrotne prądowe, c - układ z podporządkowaną regulacją prądu i zewnętrzną pętlą regulacji prędkości obrotowej lub napięcia wyjściowego

Fig. 2.4. Feedback control for converter

a - voltage feedback control, b - current feedback control c - system with tributary current control and external voltage loop for speed or output voltage

Ogólny schemat blokowy układu prostowniczego objętego sprężeniami zwrotnymi przedstawiono na rys. 2.4a, b, c. Na rys. 2.4a przedstawiono schemat blokowy układu kontrolującego napięcie wyjściowe zespołu zaworów prostowniczych (ZP), na rys. 2.4b schemat blokowy układu kontrolującego prąd wyjściowy, zaś na rys. 2.4c schemat blokowy układu z podporządkowaną pętlą regulacji prądu i zewnętrzną pętlą regulacji napięcia lub prędkości obrotowej [10], [16], [47], [51].

Z trzech przedstawionych na rys. 2.4 struktur układów prostowniczych objętych sprzężeniem zwrotnym szczególną uwagę poświęcono strukturze "a" z kontrolowanym przebiegiem napięcia wyjściowego. Strukturę tę rozpracowano szczegółowo w rozdziałach 3 i 4, a uzyskane wyniki wykorzystano również przy analizie algorytmów i syntezie struktur sterowania układów z prądowym sprzężeniem zwrotnym. Ponieważ większość zjawisk występujących w układach z prądowym sprzężeniem zwrotnym ma swoje odpowiedniki w układach z napięciowym sprzężeniem zwrotnym, można było ograniczyć objętościowo rozważania dotyczące prostowników z prądowym sprzężeniem zwrotnym (rozdział 5). Z kolei rezultaty rozważań dotyczących pętli regulacji prądu obowiązują również w przypadku złożonych układów sterowania przekształtników, np. w przypadku układu z podporządkowaną pętlą regulacji prądu i zewnętrzną pętlą regulacji napięcia lub prędkości obrotowej (rys. 2.4c).



Rys. 2.5. Zmodyfikowany model impulsowy prostownika objętego ujemnym napięciowym całkującym sprzężeniem zwrotnym

Fig. 2.5. Modified discrete model of converter with integral voltage feedback control

Na rys. 2.5 przedstawiono zaprezentowany na rys. 2.3 zmodyfikowany model impulsowy prostownika z ekstrapolatorem zerowym w układzie z ujemnym napięciowym całkującym sprzężeniem zwrotnym. Regulator całkujący występuje tu jako szeregowe połączenie członu całkującego o czasie całkowania równym średniemu okresowi taktu prostownika T i członu proporcjonalnego o współczynniku wzmacnienia V . Człon proporcjonalny reprezentuje tu wzmacnienia występujące w liniowej części pętli sprzężenia zwrotnego. Na rys. 2.5 uwzględniono również u_λ - przyrost napięcia wyjściowego spowodowany przewodzeniem przerywanym oraz wzorcowe napięcie sterujące zdefiniowane jako

$$w_g = w + u_\gamma - u_\lambda \quad (2.9)$$

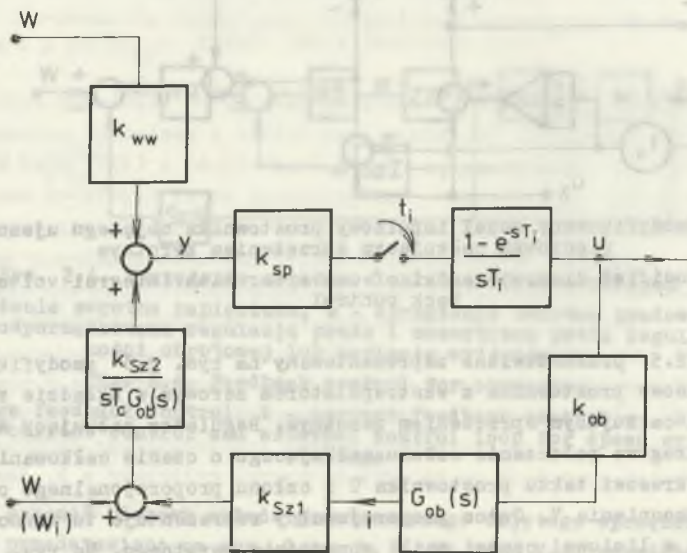
2.3. Warunki pracy optymalnej

Układ sterowania powinien:

- a) nie wprowadzać dodatkowych zakłóceń,
- b) zapewniać możliwie najkrótszy czas regulacji,
- c) charakteryzować się wysoką dobrocią regulacji w szerokim zakresie zmian sygnału zadającego.

Z warunków tych wynikają zalecenia szczegółowe.

Pracę bez dodatkowych zakłóceń uzyska się wtedy, gdy zastosuje się takie wstępne wysterowanie, które dla warunków idealnych zapewni poziom sygnału wyjściowego odpowiadający zadanemu. Możliwie najkrótszy czas regulacji w bezinercyjnym układzie impulsowym uzyska się przez zastosowanie regulatora całkującego tak dobranego, że całkowite wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego będzie równe jedności [1], [2], [14], [49]. Warunek wysokiej jakości regulacji w szerokim zakresie zmian sygnału zadającego sprowadza się natomiast do tego, aby w różnych warunkach pracy układ posiadał tak samo korzystne parametry obwodu regulacji. Przedstawione wyżej wytyczne a), c) są również użyteczne przy formułowaniu kryteriów optymalizacji.



Rys. 2.6. Schemat blokowy modelu impulsowego optymalnie sterowanego układu prostowniczego

Fig. 2.6. Block diagram of discrete model of optimally controlled converter

Na rys. 2.6 przedstawiono schemat blokowy bezinercyjnego układu impulsowego objętego sprzężeniem zwrotnym. Schemat ten można wykorzystać zarówno do analizy układu prostowniczego z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym, jak i do analizy układu z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym. W przypadku sprzężenia napięciowego wielkością wejściową jest napięcie zadane w , zaś wielkością wyjściową napięcie wyjściowe u , natomiast w przypadku sprzężenia prądowego wielkością wejściową jest prąd zadany w_i , a wielkością wyjściową prąd wyjściowy i . Jeśli czas całkowania T_c będzie równy okresowi impulsowania T_i , to dla wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego k dyskretny przebieg uchybu dowolnej z występujących w torze sprzężenia zwrotnego wielkości będzie określony zależnością:

$$\Delta x(n) = A_n (1 - k)^n. \quad (2.10)$$

Ciąg współczynników A_n przyjmuje wartości zależne od wielkości i i miejsca pojawienia się zakłóceń oraz wielkości występujących w układzie współczynników wzmocnienia. Bardziej istotny wpływ na uchyb dynamiczny ma jednak wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego. Przy wzmocnieniu $k = 1$ następuje regulacja uchybu z minimalnym czasem i to niezależnie od wielkości i i miejsca pojawienia się zakłócenia. Uzyska się więc wtedy optymalną pracę układu regulacji przy założeniu kryterium minimalnego czasu regulacji. Spełnienie warunku $k = 1$ zapewni optymalną pracę również w przypadku większości wykorzystywanych w praktyce kryteriów optymalności. Zależność (2.10) pozwala również określić charakter przebiegów przejściowych, gdy wzmocnienie k jest różne od jedności. Przykładowo dla $k = 2$ wystąpi granica pracy stabilnej układu zamkniętego.

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego stanowi iloczyn wzmocnień poszczególnych członów występujących w pętli, w tym również dwóch członów nieliniowych k_{sp} oraz T_i oznaczających wzmocnienie prostownika i okres impulsowania. Są one funkcją kąta opóźnienia. Chcąc więc, by całkowite wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego było równe jedności, należy tak dobrać pozostałe wzmocnienia, by kompensowały one zmiany wzmocnienia wywołane przez człony nieliniowe. Optymalna struktura sterowania powinna więc zapewniać możliwość takiej kompensacji.

Przy omawianiu stanów przejściowych w układzie regulacji impulsowej występują określenia: przebiegi aperiodyczne, oscylacyjne, oraz stabilna i niestabilna praca układu regulacji. Tymczasem w sygnale wyjściowym prostownika występuje składowa przemienna, która przenosi się poprzez tor sprzężenia zwrotnego do obwodu napięcia sterującego i to niezależnie od tego, czy formalnie biorąc układ zamknięty jest układem aperiodycznym, czy oscylacyjnym. Sytuacja taka powoduje potrzebę bliższego sprecyzowania pojęć stabilności, aperiodyczności oraz oscylacyjności i ich fizycznej interpretacji. Wygodnie jest przy tym po-

służyć się względnym uchybem czasu trwania pulsu napięcia wyjściowego określonym jako:

$$B_n = \frac{T - T_{in}}{T}, \quad (2.11)$$

przy czym $n > 0$ oznacza liczbę porządkową dowolnego pulsu napięcia wyjściowego występującego po ustaniu w układzie zaburzenia. Przy takich oznaczeniach układ prostowniczy będzie stabilny wtedy, gdy

$$\lim_{n \rightarrow \infty} B_n = 0. \quad (2.12)$$

Jeśli dodatkowo dla wszystkich całkowitych $j > n$ zachodzi

$$\text{sign } B_n = \text{sign } B_j, \quad (2.13)$$

to układ prostowniczy jest aperiodyczny. Jeśli natomiast istnieją takie całkowite $j > n$, dla których

$$\text{sign } B_n = - \text{sign } B_j, \quad (2.14)$$

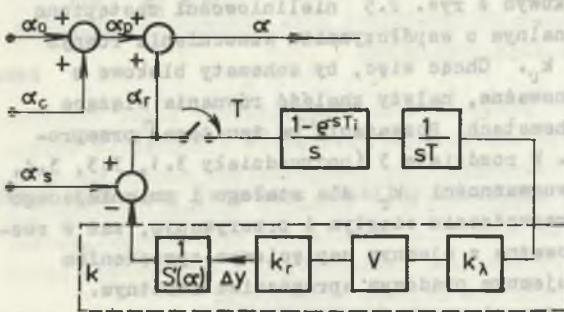
to układ zamknięty jest układem oscylacyjnym.

Na oscyloskopie niestabilną pracę układu prostowniczego zauważyć się w ten sposób, że po ustaniu zakłócenia wytwarza się nowy stan pracy ustalonej, dla którego liczba pulsów p_1 napięcia wyjściowego przypadających na okres napięcia zasilającego jest mniejsza od liczby pulsów p wynikających z konstrukcji prostownika. Szczególnie często w przypadku pracy niestabilnej występuje $p_1 = \frac{p}{2}$. Przykładowo w pracach [11] i [46] omawia się sytuację, gdy pracujący niestabilnie układ 6-pulsowy wytwarza 3-pulsowe napięcie wyjściowe. Praktyczną metodę oceny stopnia stabilności układu prostowniczego bazującą na pomiarze przebiegów czasowych, przedstawiono w pracy [42].

2.4. Równoważny model impulsowy

Równoważny model impulsowy prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym [18] zdefiniowano jako bezinercyjny model impulsowy o stałym okresie impulsowania z dodatkowym elementem proporcjonalnym w torze sprzężenia zwrotnego tak dobranym, by zapewnić równoważność przebiegów przejściowych modelu i rzeczywistego prostownika. Wartość współczynnika wzmacnienia dodatkowego bezinercyjnego elementu proporcjonalnego, przy której przebiegi przejściowe rzeczywistego prostownika i modelu równoważnego są przy przewodzeniu ciągłym równoważne, nazwano współczynnikiem równoważności modelu

równoważnego i rzeczywistego prostownika lub w skrócie współczynnikiem równoważności. Przy znajdowaniu współczynnika równoważności założono dodatkowo, że przedstawiony w podrozdziałach 2.1 oraz 2.2 zmodyfikowany model impulsowy z ekstrapolaterem rzędu zerowego zapewnia wystarczająco dokładny opis właściwości prostownika. Przy omawianiu zjawisk występujących w modelu równoważnym zdecydowano się, aby w niektórych miejscach zastosować inne określenia i oznaczenia niż w dotychczasowych publikacjach autora [18], [19], [20].



Rys. 2.7. Równoważny model impulsowy prostownika objętego ujemnym napięciowym całkującym sprzężeniem zwrotnym

Fig. 2.7. Equivalent discrete model of converter with negative integral voltage feedback control

impulsowania równy średniemu okresowi impulsowania T . Wielkością wyjściową jest tu kąt opóźnienia α stanowiący sumę kąta wstępnego wysterowania α_0 , kąta warunku początkowego układu całkującego α_c oraz kąta wysterowania regulatora α_r zgodnie z zależnością:

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_c + \alpha_r \quad (2.15)$$

Całkowite wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego k jest iloczynem wzmocnienia układu synchronizacji, współczynnika równoważności k_r oraz ewentualnie współczynnika wzmocnienia części liniowej V i współczynnika wpływu przewodzenia nieciągłego k_λ . Jak już nadmienione (podrozdział 2.3), wzmocnienie całkowite k determinuje właściwości dynamiczne układu zamkniętego. Wielkością wejściową dla pętli sprzężenia zwrotnego jest kąt uchybu statycznego α_s , stanowiący różnicę pomiędzy wzorcowym kątem opóźnienia α_w a początkowym kątem opóźnienia

$$\alpha_p = \alpha_0 + \alpha_c \quad (2.16)$$

Z kolei wzorcowy kąt opóźnienia powinien zapewnić wartość średnią napięcia wyjściowego nie obciążonego prostownika, równą napięciu wzorcowemu zgodnie z zależnością:

$$\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_w + \theta}^{\alpha_w} e(\omega t) d(\omega t) = w_g \quad (2.17)$$

Występujące w schemacie blokowym z rys. 2.5 nieliniowości zastąpiono na rys. 2.7 członem proporcjonalnym o współczynniku wzmocnienia równym współczynnikowi równoważności k_r . Chcąc więc, by schematy blokowe z rys. 2.5 i 2.7 były sobie równoważne, należy znaleźć równania wiążące wielkości występujące w obu schematach. Rozważania na ten temat przeprowadzono w dalszych rozdziałach. W rozdziale 3 (podrozdziały 3.1, 3.3, 3.4, 3.6) określono współczynnik równoważności k_r dla stałego i zmieniającego się napięcia zadającego przy przewodzeniu ciągłym i przerywanym, zaś w rozdziale 5 adaptowano model równoważny z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym do potrzeb układów z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym.

Często do oceny właściwości dynamicznych wygodne jest korzystanie z linii pierwiastkowych [1], [2], [26], [32], [37]. Szczegółowa interpretacja czasowych przebiegów składowych badanych sygnałów jest w przypadku układów impulsowych inna niż w przypadku układów ciągłych, a mianowicie parametrem decydującym o prędkości zanikania przebiegu zaburzeniowego spowodowanego obecnością pierwiastka z_1 jest $|z_1|$, czyli odległość pierwiastka od początku układu współrzędnych.

W przypadku bezinercyjnego układu impulsowego z ekstrapolatorem rzędu zerowego i członem całkującym w torze sprzężenia transformata Z dla pętli sprzężenia zwrotnego posiada jeden biegun

$$z_{b1} = 1, \quad (2.18)$$

nie posiada ani jednego zera, zaś równanie charakterystyczne

$$G(z) + 1 = 0 \quad (2.19)$$

ma jeden pierwiastek rzeczywisty

$$z_1 = k - 1. \quad (2.20)$$

dla $k \in (0, 1)$ i dowolnego naturalnego n zachodzi:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} z_1^n = 0$$

oraz

$$z_1^n \in (0,1), \quad (2.21)$$

Układ zamknięty jest więc stabilny i pracuje aperiodycznie.

Dla $k \in (1,2)$ i naturalnego n obowiązuje natomiast:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} z_1^n = 0 \quad (2.22)$$

oraz

$$\text{sign } z_1^n = \tau \text{ sign } z_1^{n+1}, \quad (2.23)$$

Układ zamknięty jest więc stabilny i pracuje oscylacyjnie. Dla $k = 1$

$$z_1^n = 0 \quad (2.24)$$

układ zamknięty jest stabilny i pracuje z minimalnym czasem regulacji, zaś dla $k = 2$ lub $k = 0$

$$z_1 = 1 \quad (2.25)$$

układ zamknięty pracuje na granicy stabilności.

3. WYBRANE ZAGADNIENIA Z DYNAMIKI PROSTOWNIKA STEROWANEGO OBJĘTEGO UJEMNYM NAPIĘCIOWYM SPRZĘŻENIEM "ZWROTNYM"

3.1. Określenie współczynnika równoważności przy przewodzeniu ciągłym i stałej wartości napięcia zadającego

Na rysunkach 2.5 oraz 2.7 przedstawiono zmodyfikowany model impulsowy prostownika objętego ujemnym napięciowym całkującym sprzężeniem zwrotnym i odpowiadający mu model równoważny. By przedstawione modele można było traktować jako równoważne, należy znaleźć równania wiążące wielkości w nich występujące. W przypadku omawiania właściwości dynamicznych warunkiem równoważności jest, by dla zadanych warunków pracy wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego k było dla obu układów identyczne.

Dla stałego napięcia zadającego i małych odchyłek kąta opóźnienia od wzorcowego punktu pracy ustalonej można wykorzystać opisaną równaniem (2.5) lub (2.6) liniową aproksymację przyrostu kąta opóźnienia. Jeśli odchyłki kąta opóźnienia na początku i końcu analizowanego pulsu oznaczyć jako

$$\Delta \alpha_1 = \alpha_1 - \alpha_w \quad (3.1)$$

oraz

$$\Delta \alpha_2 = \alpha_2 - \alpha_w, \quad (3.2)$$

to są one powiązane zależnością:

$$\Delta \alpha_2 = (1-k)\Delta \alpha_1. \quad (3.3)$$

Wielkością, która bezpośrednio określa kąt opóźnienia α , jest napięcie sterujące y . Jego wartość na początku i końcu analizowanego taktu pracy wynosi odpowiednio:

$$y_1 = y_{o1} + y_{c1} \quad (3.4)$$

oraz

$$y_2 = y_{o2} + y_{c2}, \quad (3.5)$$

przy czym y_{c1} oraz y_{c2} oznaczają wartość sygnału na wyjściu układu całkującego na początku i końcu analizowanego taktu, zaś y_{o1} i y_{o2} oznaczają odpowiednie wartości napięcia wstępnegoysterowania.

Przyjmując, że dla stałego napięcia zadającego $y_{o1} \approx y_{o2}$, uzyska się

$$y_2 - y_1 = y_{c2} - y_{c1} \quad (3.6)$$

Z kolei przyrost napięcia na wyjściu układu całkującego można określić z rys. 2.5. W przypadku przewodzenia ciągłego ($k_\lambda = 1$) wyniesie on:

$$y_{c2} - y_{c1} = \frac{V}{T_1} \int_{t_1}^{t_2} [w_g(t) - e(t) - I_a i_a \delta(t - t_{1+}) - u_{\gamma}] dt, \quad (3.7)$$

przy czym T_1 wynika z zależności (2.1).

Dla małych odchyłek $\Delta\alpha_1$ oraz $\Delta\alpha_2$ można przyjąć uproszczenia:

$$e(\alpha_w + \Delta\alpha_1) = e(\alpha) \quad (3.8)$$

oraz

$$e(\alpha_w + \alpha + \Delta\alpha_2) = e(\alpha + \frac{2\pi}{p}) \quad (3.9)$$

Wykorzystując zależności (3.3) oraz (3.6)-(3.9) uzyska się:

$$y_2 - y_1 = \frac{pV}{2\pi} [-k w_g + e(\alpha) - (1-k)e(\alpha + \frac{2\pi}{p}) + k u_{\gamma o}] \Delta\alpha_1. \quad (3.10)$$

Z przyporządkowania napięciom (y_1, y_2) kątów (α_1, α_2) oraz z porównania schematów (rys. 2.5 i 2.7) a także z wykorzystania zależności (3.3) i (3.10) wynika:

- kąt początkowego uchybu statycznego α_s jest równy $\Delta\alpha_1$ odchyłce kąta opóźnienia na początku analizowanego taktu pracy,
- kątysterowania regulatora α_r jest równy na początku taktu odchyłce $\Delta\alpha_1$, zaś na końcu taktu odchyłce $\Delta\alpha_2$,
- początkowy kąt opóźnienia α_p jest równy kątowi α_1 , a jego wielkość wynika z wartości początkowej napięcia sterującego y_1 .

Przyrost napięcia sterującego Δy w modelu równoważnym z rys. 2.7 przy przewodzeniu ciągłym ($k_\lambda = 1$) wynosi:

$$y_2 - y_1 = V k_r \alpha_s. \quad (3.11)$$

Podstawiając $\alpha_s = \Delta \alpha$, i porównując równania (3.10) i (3.11) uzyskuje się wyrażenie odpisujące współczynnik równoważności w postaci:

$$k_r = \frac{p}{2\pi} \left[-k w_g + e(\alpha) - (1 - k)e\left(\alpha + \frac{2\pi}{p}\right) + k u_{g0} \right]. \quad (3.12)$$

Współczynnik równoważności można zapisać w postaci:

$$k_r = k(a + b), \quad (3.13)$$

przy czym współczynnik

$$a = \frac{p u_{g0}}{2\pi} \quad (3.14)$$

jest zależny od komutacji, w związku z czym nazwano go współczynnikiem wpływu komutacji, zaś współczynnik

$$b = \frac{p}{2\pi} \left\{ e\left(\alpha + \frac{2\pi}{p}\right) - w_g + \frac{1}{k} \left[e(\alpha) - e\left(\alpha + \frac{2\pi}{p}\right) \right] \right\} \quad (3.15)$$

zależy od wysterowania przekształtnika, w związku z czym nazwano go współczynnikiem wpływu wysterowania.

Dla sinusoidalnych napięć zasilających obowiązuje

$$e(\alpha) = e_m \cos(\alpha - \frac{\pi}{p}) \quad (3.16)$$

oraz

$$w_g(\alpha_w) = \cos \alpha_w. \quad (3.17)$$

Zakładając, że dla małych odchyłek w otoczeniu punktu pracy ustalonej zachodzi $\alpha \approx \alpha_w$ oraz wykorzystując zależności (3.14) i (1.5), (3.15)-(3.17) oraz (3.13) uzyskuje się wyrażenia opisujące współczynnik wpływu komutacji w postaci:

$$a = \frac{1}{I_{a0}} \cdot \frac{p I_a}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}}, \quad (3.18)$$

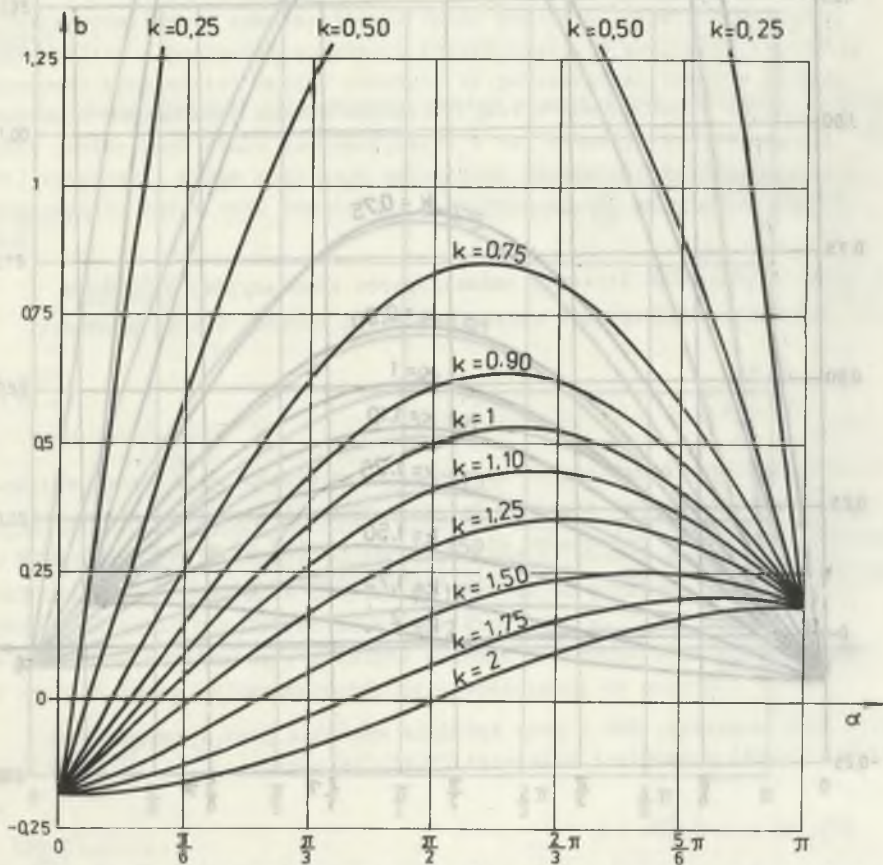
współczynnik wpływu wysterowania w postaci:

$$b = \left(\frac{1}{k} - \frac{1}{2} \right) \sin \alpha + \frac{1}{2} \left(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - \frac{p}{\pi} \right) \cos \alpha, \quad (3.19)$$

oraz współczynnik równoważności jako:

$$k_r = \left(1 - \frac{k}{2} \right) \sin \alpha + \frac{k}{2} \left(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - \frac{p}{\pi} \right) \cos \alpha + \frac{1}{I_{a0}} \cdot \frac{k p I_a}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (3.20)$$

Współczynnik wpływu wystawiania b zmienia się zależnie od wartości wzmacnienia k , liczby pulsów p i kąta opóźnienia α . Dla określonej liczby pulsów można go przedstawić jako funkcję kąta opóźnienia dla wzmacnienia k jako parametru. Na rys. 3.1a,b,c przedstawiono zależność $b = f(\alpha, k = \text{const})$ dla 3-, 6- oraz 12- pulsowych układów prostowniczych.

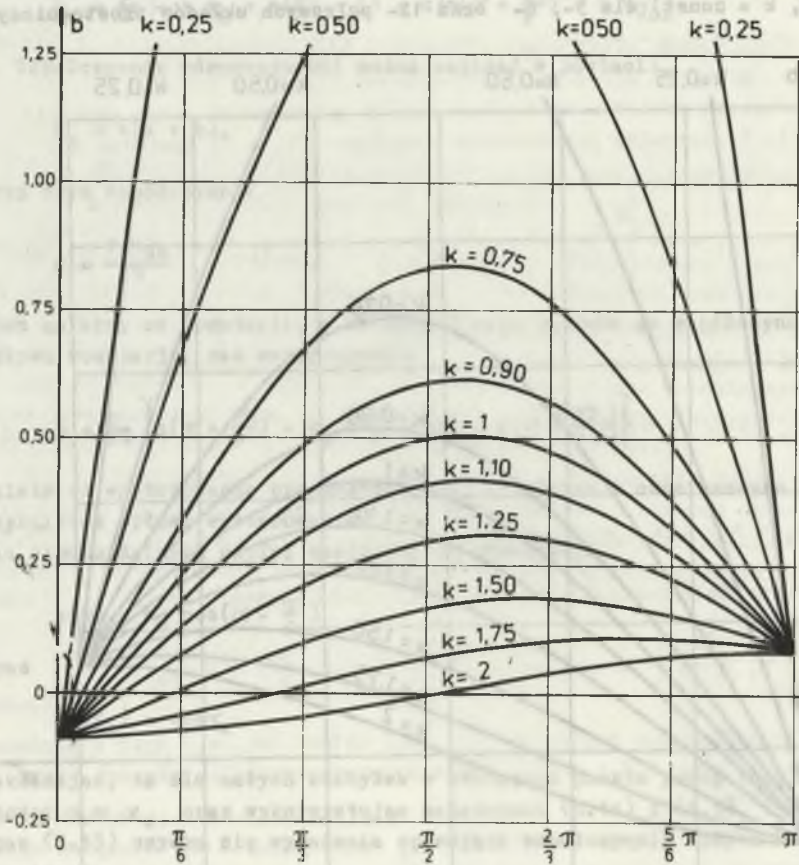


Rys. 3.1. Współczynnik wpływu wystawiania b jako funkcja kąta opóźnienia α przy stałych wartościach współczynnika wzmacnienia pętli sprzężenia zwrotnego prostownika k

a - dla prostowników 3-pulsowych

Fig. 3.1. Control influence coefficient b as a function of delay angle α with constant values of gain factor k for the converter feedback loop

a - for 3-pulse converter

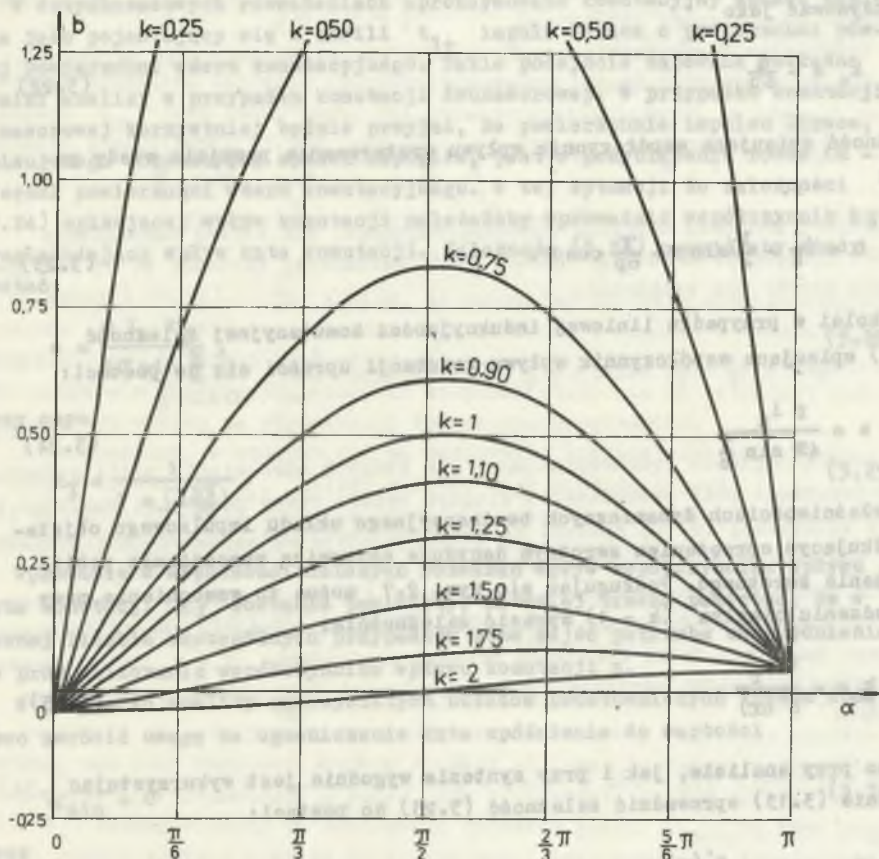


Rys. 3.1. Współczynnik wpływu wysterowania b jako funkcja kąta opóźnienia α przy stałych wartościach współczynnika wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego prostownika k

b - dla prostowników 6-pulsowych

Fig. 3.1. Control influence coefficient b as a function of delay angle α with constant values of gain factor k for the converter feedback loop

b - for 6-pulse converter



Rys. 3.1. Współczynnik wpływuysterowania b jako funkcja kąta opóźnienia α przy stałych wartościach współczynnika wzmożenia pętli sprzężenia zwrotnego prostownika k

c - dla prostowników 12-pulsowych

Fig. 3.1. Control influence coefficient b as a function of delay angle α with constant values of gain factor k for the converter feedback loop

c - for 12-pulse converter

Dla układów wielopulsowych o dużej wartości p można wyrażenie

$$k_c = \frac{1}{2}(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - \frac{p}{\pi}) \quad (3.21)$$

aproxymować jako

$$k_c = - \frac{\pi}{6p} \quad (3.22)$$

Zależność opisująca współczynnik wpływu wysterowania przyjmie wtedy postać:

$$b = (\frac{1}{k} - \frac{1}{2})\sin\alpha + \frac{\pi}{6p} \cos\alpha. \quad (3.23)$$

Z kolei w przypadku liniowej indukcyjności komutacyjnej zależność (3.18) opisująca współczynnik wpływu komutacji uprości się do postaci:

$$a = \frac{p i_a}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3.24)$$

O właściwościach dynamicznych bezinercyjnego układu impulsowego objętego całkującym sprzężeniem zwrotnym decyduje całkowite wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego. Posługując się rys. 2.7 można to wzmocnienie przy przewodzeniu ciągłym ($k = 1$) wyrazić zależnością:

$$k = - \frac{V k_r}{s'(\alpha)}. \quad (3.25)$$

Zarówno przy analizie, jak i przy syntezie wygodnie jest wykorzystując wyrażenie (3.13) sprowadzić zależność (3.25) do postaci:

$$b(\alpha, k) = - \frac{s'(\alpha)}{V} - a, \quad (3.26)$$

Znając rodzaj prostownika oraz parametry układu sterowania i obciążenia łatwo obliczyć wyrażenie po prawej stronie równania (3.26). Korzystając następnie z rysunku przedstawiającego charakterystyki $b = f(\alpha, k = \text{const})$ (np. rys. 3.1), można określić wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego, przy którym współczynnik wpływu wysterowania b jest równy wartości wyznaczonej z równania (3.26).

Korzystając z zależności (3.19), (3.21) oraz (3.26) można wartość współczynnika wzmocnienia wyrazić w postaci analitycznej jako

$$k = \frac{\sin \alpha}{\frac{1}{2} \sin \alpha - \frac{S'(\alpha)}{\sqrt{}} - a - k_0 \cos \alpha} \quad (3.27)$$

W dotychczasowych rozważaniach aproksymowano komutacyjny spadek napięcia jako pojawiający się w chwili t_{1+} impuls Diraca o powierzchni równej powierzchni wżeru komutacyjnego. Takie podejście zapewnia dokładne wyniki analizy w przypadku komutacji dwuzaworowej. W przypadku komutacji n -zaworowej korzystniej będzie przyjąć, że powierzchnia impulsu Diraca, opisującego komutacyjny spadek napięcia, jest w przybliżeniu równa $(n - 1)$ -części powierzchni wżeru komutacyjnego. W tej sytuacji do zależności (3.24) opisującej wpływ komutacji należałoby wprowadzić współczynnik k_g uwzględniający wpływ kąta komutacji. Zależność (3.24) przyjęłaby wtedy postać:

$$a = \frac{p i_a k_g}{4 \pi \sin \frac{\pi}{n}}, \quad (3.28)$$

przy czym

$$k_g = \frac{1}{1 + \sqrt{\left(\frac{p}{2\pi}\right)}} \quad (3.29)$$

Wprawdzie w większości dalszych rozważań wpływ współczynnika wpływu kąta komutacji k_g zostanie pominięty, niemniej trzeba pamiętać, że w pewnej liczbie szczególnych przypadków może zająć potrzeba uwzględnienia go przy obliczaniu współczynnika wpływu komutacji a .

W przypadku analizy rzeczywistych układów prostowniczych trzeba dodatkowo zwrócić uwagę na ograniczenie kąta opóźnienia do wartości

$$\alpha_{\min} = 0 \quad (3.30)$$

oraz

$$\alpha_{\max} = \pi - \gamma. \quad (3.31)$$

Ograniczenia te powodują, że dla ekstremalnych wartości kąta opóźnienia układ pracuje jako nasycony.

3.2. Optymalny kształt napięć synchronizujących przy stałej wartości napięcia zadającego

Praca została napisana pod kątem widzenia optymalizacji właściwości dynamicznych prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym. Napięcie synchro-

nizujące o optymalnym kształcie przebiegów czasowych, nazwane również w skrócie optymalnym napięciem synchronizującym, będzie więc takim napięciem synchronizującym, które dla założonych kryteriów zapewnia najkorzystniejsze właściwości dynamiczne. Podobnie wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego, przy którym układ zamknięty ma najkorzystniejsze własności dynamiczne, nazwano wzmocnieniem optymalnym.

Zakładając przewodzenie ciągle uzyska się po podstawieniu zależności (3.2C) do zależności (1.24) wyrażenie

$$\frac{S'(\alpha)}{V} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{k}\right) \sin \alpha - \frac{1}{2} \left(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - \frac{p}{\pi}\right) \cos \alpha - \frac{l_a}{l_{ao}} \cdot \frac{p i_a}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}}, \quad (3.32)$$

opisujące pochodną napięcia synchronizującego, dla której wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego będzie równe narzuconej wartości k . Po scałkowaniu uzyska się zależność:

$$\frac{S(\alpha)}{V} = \left(\frac{1}{k} - \frac{1}{2}\right) \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}\right) \sin \alpha - \frac{l_a}{l_{ao}} \cdot \frac{p i_a \alpha}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} + S_{oo}, \quad (3.33)$$

opisującą napięcia synchronizujące, dla których wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego przy przewodzeniu ciągłym będzie równe założonej wartości k .

Z zależności (2.10) wynika, że dla całkującej pętli sprzężenia zwrotnego, nie zawierającej dodatkowych inercji, optymalne wzmocnienie będzie równe jedności. Podstawiając w wyrażeniach (3.33) oraz (3.32) wzmocnienie $k = 1$ uzyska się zależności opisujące optymalne napięcie synchronizujące i jego pochodną. Jeśli dodatkowo założyć wzmocnienie $V = 1$, to zależności opisujące optymalne napięcie synchronizujące i jego pochodną przybiorą postać:

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}\right) \sin \alpha - \frac{l_a}{l_{ao}} \cdot \frac{p i_a \alpha}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} + S_{oo} \quad (3.34)$$

oraz

$$S'(\alpha) = -\frac{1}{2} \sin \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}\right) \cos \alpha - \frac{l_a}{l_{ao}} \cdot \frac{p i_a}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (3.35)$$

Zależność (3.34) można zapisać w postaci:

$$S(\alpha) = S_o(\alpha) + S_{oo}. \quad (3.36)$$

Przez S_{00} oznaczono w wyrażeniach (3.33), (3.34) oraz (3.36) stałą całkowania, zaś

$$S_0(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha - \frac{1}{1_{a0}} \cdot \frac{p \cdot 1_a \alpha}{4 \pi \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3.37)$$

oznacza optymalne napięcie synchronizujące dla przypadku, gdy stała całkowania S_{00} jest równa zero. Dla układów wielopulsowych, w których obowiązuje przybliżenie (3.22), wyrażenie (3.37) upraszcza się do postaci:

$$S_0(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{2p} \right) - \frac{1}{1_{a0}} \cdot \frac{p \cdot 1_a}{4 \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{\alpha}{\pi} \quad (3.38)$$

Z zależności (3.34)-(3.38) wynika, że optymalne napięcie synchronizujące powinno zawierać składową liniową oraz składową o kształcie kosinusoidy przesuniętej, a będąca sumą składowej kosinusoidalnej i sinusoidalnej. Występująca w powyższych relacjach składowa stała nie ma natomiast bezpośredniego wpływu na właściwości dynamiczne prostownika.

W przypadkach, w których nie ma możliwości bieżącej kontroli prądu w chwili komutacji 1_a , należy założyć jego wartość typową 1_{typ} i dla tej wartości określić równanie opisujące przebieg zalecanego napięcia synchronizującego. Równanie (3.35) przyjmie wtedy postać:

$$S_0(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha - \frac{1}{1_{a0}} \cdot \frac{p \cdot 1_{typ}}{4 \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{\alpha}{\pi} \quad (3.39)$$

Gdy założony prąd 1_{typ} będzie większy od rzeczywistego prądu w chwili komutacji 1_a , to przebiegi przejściowe będą miały charakter aperiodyczny, zaś czas regulacji będzie większy od czasu regulacji występującego przy regulacji optymalnej. Z kolei, gdy rzeczywisty prąd w chwili komutacji 1_a będzie większy od założonego typowego prądu 1_{typ} , to czas regulacji będzie również większy od minimalnego, lecz przebiegi przejściowe będą wtedy oscylacyjne. Dodatkowo może się wtedy pojawić możliwość pracy niestabilnej. Z porównania tego wynika, że korzystniejsze jest założenie za dużego niż za małego typowego prądu w chwili komutacji.

Z badań symulacyjnych [52] wynika, że najkorzystniej jest założyć prąd typowy równy maksymalnemu prądowi obciążenia w stanie ustalonym, czyli by prąd typowy był równy prądowi maksymalnemu spełniającemu relację:

$$1_{max} = w_{imax} - i_{wta} \quad (3.40)$$

Układ sterowania będzie wtedy zawsze pracował w sposób stabilny, zaś równanie opisujące napięcia synchronizujące przybierze wtedy postać:

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha - \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{p I_{\max} \alpha}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} + S_{oo}. \quad (3.41)$$

Stosując przybliżenia można równanie (3.41) uprościć np. do postaci:

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{3p} \right) - \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{p I_{\max}}{4 \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{\alpha}{\pi} + S_{oo}, \quad (3.42)$$

lub

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha - \left(\frac{\pi}{6p} + \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{p I_{\max}}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} \right) \alpha + S_{oo}. \quad (3.43)$$

Mniej dokładne przybliżenie równania (3.41), uzasadnione jedynie w przypadku dużych prądów obciążenia, stanowi zależność:

$$S(\alpha) = - \left(\frac{\pi}{6p} + \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{p I_{\max}}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} \right) \alpha + S_{oo}. \quad (3.44)$$

W pewnych warunkach quasi-optymalne będą również napięcia synchronizujące kosinusoidalne opisane zależnością:

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + S_{oo} \quad (3.45)$$

oraz liniowe opisane zależnością:

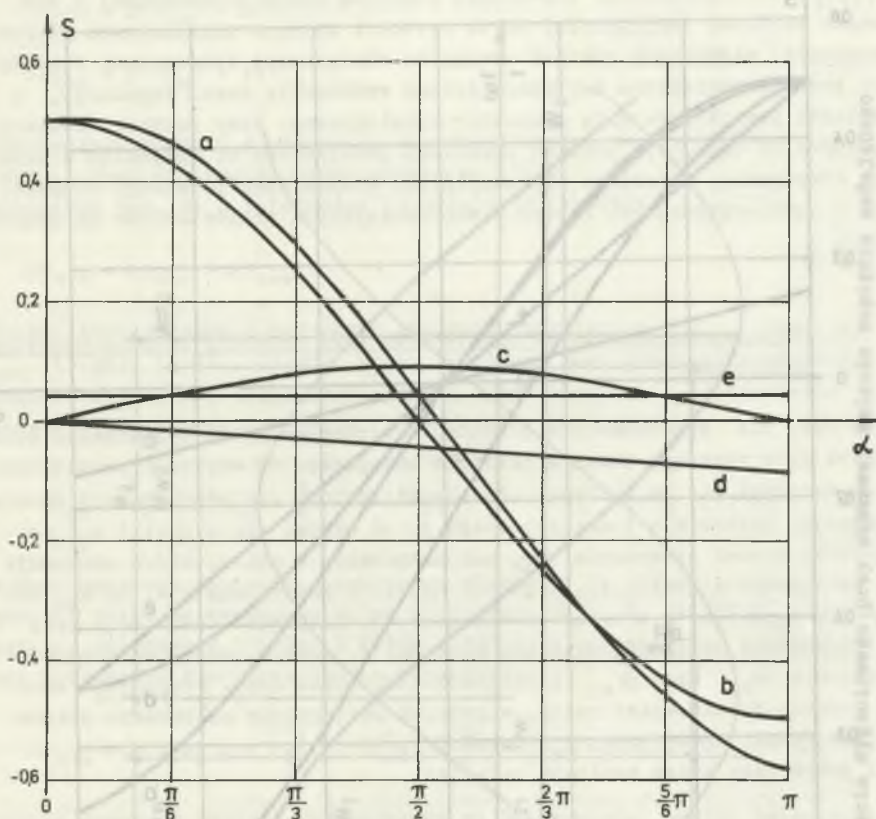
$$S(\alpha) = \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi} + S_{oo}. \quad (3.46)$$

W przypadku dużych kątów komutacji może wystąpić potrzeba uwzględnienia w zależnościach (3.35) oraz (3.36) współczynnika wpływu kąta komutacji k_γ . Optymalne napięcie synchronizujące i jego pochodna powinny wtedy spełniać relacje:

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha - \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{p I_a k_\gamma}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} + S_{oo} \quad (3.47)$$

oraz

$$S'(\alpha) = - \frac{1}{2} \sin \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \cos \alpha - \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{p I_a k_\gamma}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}}. \quad (3.48)$$

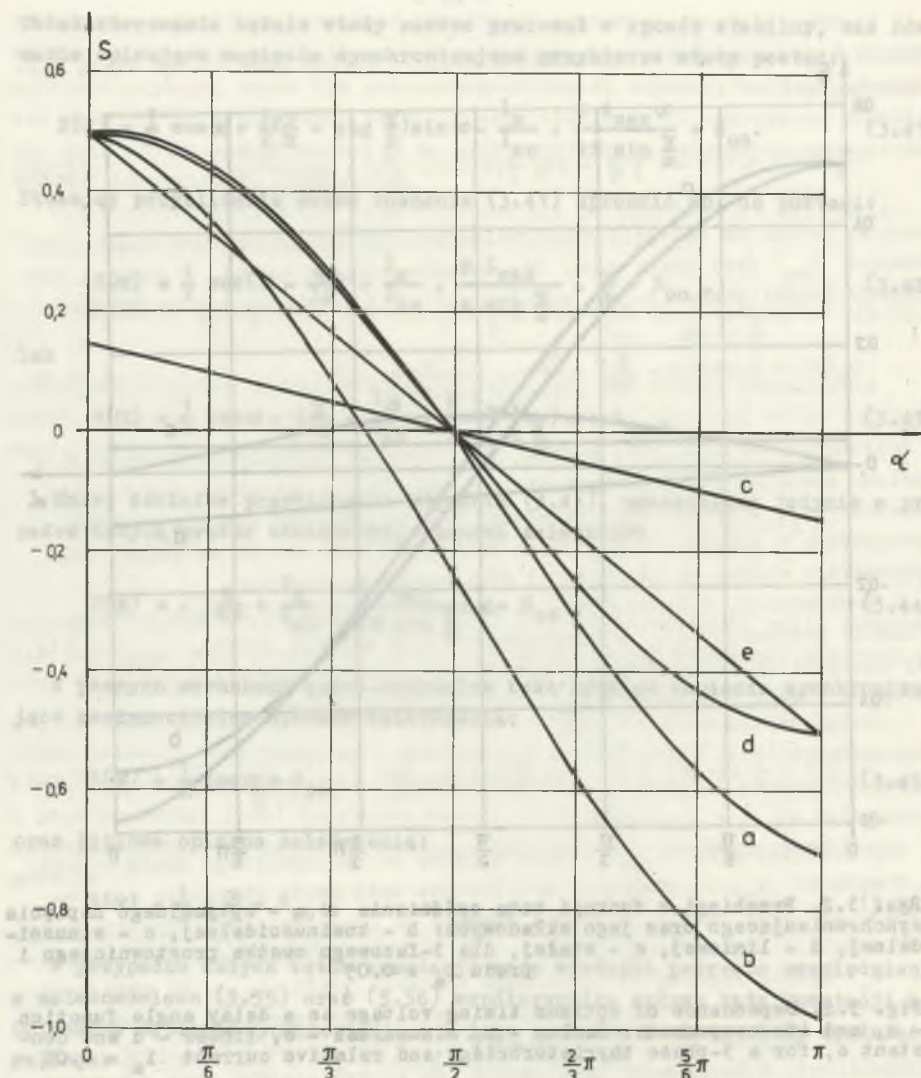


Rys. 3.2. Przebiegi w funkcji kąta opóźnienia α a - optymalnego napięcia synchronizującego oraz jego składowych: b - kosinusoidalnej, c - sinusoidalnej, d - liniowej, e - stałej, dla 3-fazowego mostka prostowniczego i prądu $i_a = 0.05$

Fig. 3.2. Dependence of optimum timing voltage as a delay angle function - a, and its components: cosine - b, sinusoidal - c, linear - d and constant e, for a 3-phase thyristor bridge and relative current $i_a = 0.05$

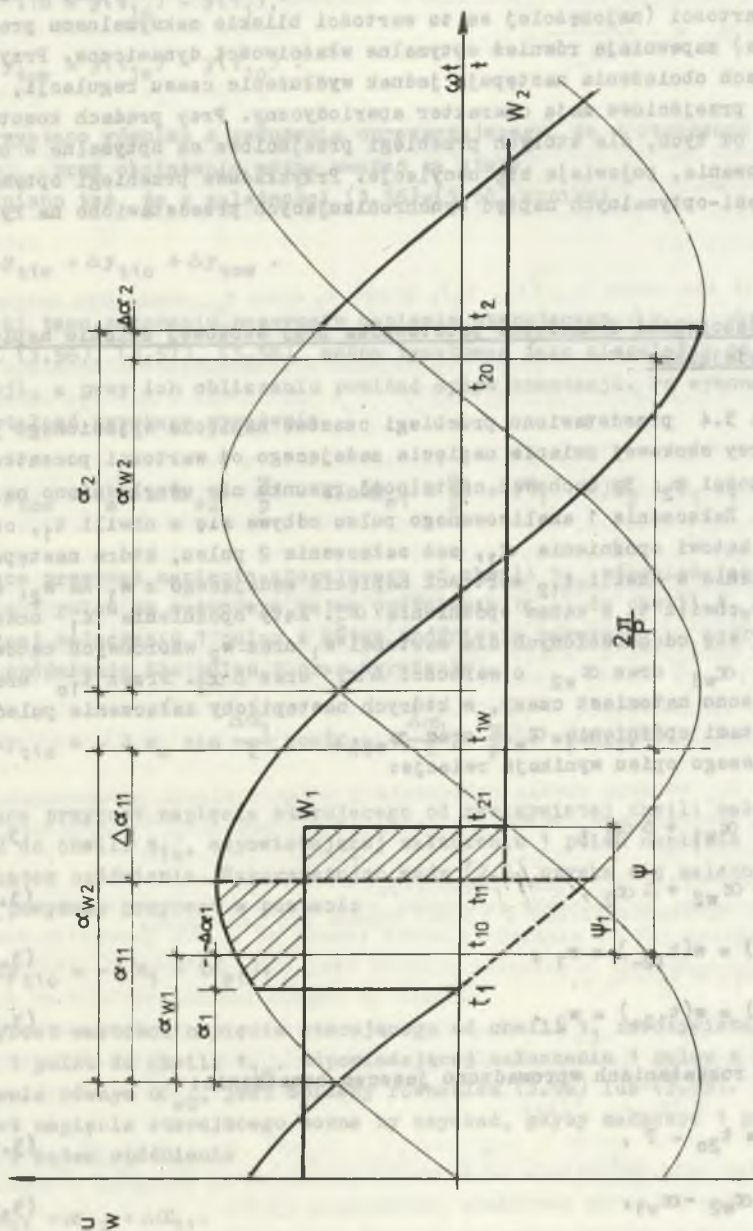
Odpowiednio należałoby wprowadzić wtedy współczynnik k_{γ} w zależnościach (3.37)-(3.46). Przy syntezie trzeba jednak zawsze pamiętać, że założenie za dużego współczynnika wpływu kąta komutacji k_{γ} (np. założenie $k_{\gamma} = 1$) jest zawsze mniej szkodliwe niż założenie zbyt małego współczynnika wpływu komutacji k_{γ} . Z badań symulacyjnych [52] wynika zresztą, że przyjęcie przy syntezie współczynnika wpływu komutacji $k_{\gamma} = 1$ w przypadku typowych obiektów nie powoduje zauważalnego pogorszenia dynamiki.

Stosując napięcia synchronizujące opisane jednym z równań (3.40)-(3.46) uzyskuje się quasi-optymalną pracę układu sterowania fazowego. Układy ste-



Rys. 3.3. Przykładowe przebiegi quasi-optymalnych napięć synchronizujących w funkcji kąta opóźnienia α dla 3-fazowego mostka prostowniczego i założonego typowego prądu obciążenia $i_{\text{typ}} = 0.12$. Krzywa a odpowiada zależności (3.41), krzywa b zależności (3.43), krzywa c zależności (3.44), krzywa d zależności (3.45), krzywa e zależności (3.46).

Fig. 3.3. Examples of quasi-optimum timing voltages as function of delay angle for 3-phase thyristor-bridge and assumed typical load current $i_{\text{typ}} = 0.12$. Particular characteristics correspond to timing voltages realizing the expressions (3.41) - a, (3.43) - b, (3.44) - c, (3.45) - d, (3.46) - e.



Rys. 3.4. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego przy skokowej zmianie napięcia zadającego
Fig. 3.4. Waverform of output voltage during rush change of reference voltage

rowania quasi-optymalnego zapewniają stabilną pracę prostownika, a dla pewnych wartości (najczęściej są to wartości bliskie maksymalnemu prądowi obciążenia) zapewniają również optymalne właściwości dynamiczne. Przy małych prądach obciążenia następuje jednak wydłużenie czasu regulacji, a przebiegi przejściowe mają charakter aperiodyczny. Przy prądach komutacji większych od tych, dla których przebiegi przejściowe są optymalne w układzie sterowania, pojawiają się oscylacje. Przykładowe przebiegi optymalnych i quasi-optymalnych napięć synchronizujących przedstawiono na rys. 3.2 i 3.3.

3.3. Właściwości dynamiczne prostownika przy skokowej zmianie napięcia zadającego

Na rys. 3.4 przedstawiono przebiegi czasowe napięcia wyjściowego prostownika przy skokowej zmianie napięcia zadającego od wartości początkowej w_1 do wartości w_2 . By zachować czytelność rysunku nie uwzględniono na nim komutacji. Załączenie 1 analizowanego pulsu odbywa się w chwili t_1 , co odpowiada kątowi opóźnienia α_1 , zaś załączenie 2 pulsu, które następuje już po zmianie w chwili t_{12} wartości napięcia zadającego z w_1 na w_2 , odbywa się w chwili t_2 z kątem opóźnienia α_2 . Kąty opóźnienia α_1 oraz α_2 różnią się od określonych dla wartości w_1 oraz w_2 wzorcowych kątów opóźnienia α_{w1} oraz α_{w2} o wartości $\Delta\alpha_1$ oraz $\Delta\alpha_2$. Przez t_{10} oraz t_{20} oznaczono natomiast czasy, w których nastąpiłoby załączenie pulsów 1 i 2 z kątami opóźnienia α_{w1} oraz α_{w2} .

Z powyższego opisu wynikają relacje:

$$\alpha_1 = \alpha_{w1} + \Delta\alpha_1, \quad (3.49)$$

$$\alpha_2 = \alpha_{w2} + \Delta\alpha_2, \quad (3.50)$$

$$w(t_1) = w(t_{12-}) = w_1, \quad (3.51)$$

$$w(t_2) = w(t_{12+}) = w_2. \quad (3.52)$$

W dalszych rozważaniach wprowadzono jeszcze oznaczenia:

$$t_{1w} = t_{20} - T, \quad (3.53)$$

$$\psi = \alpha_{w2} - \alpha_{w1}, \quad (3.54)$$

$$\phi_1 = \omega(t_{12} - t_{10}), \quad (3.55)$$

$$\Delta y_{t_{1w}} = y(t_{1w}) - y(t_1), \quad (3.56)$$

$$\Delta y_{t10} = y(t_{10}) - y(t_1), \quad (3.57)$$

$$\Delta y_{t0w} = y(t_{1w}) - y(t_{10}). \quad (3.58)$$

Skorzystano również z założenia upraszczającego, że w otoczeniu czasów t_{10} i t_{20} prąd obciążenia można uważać za stały. Uwzględniono też, że z zależności (3.56)-(3.58) wynika:

$$\Delta y_{t1w} = \Delta y_{t10} + \Delta y_{t0w}. \quad (3.59)$$

Dzięki temu założeniu przyrosty napięcia sterującego Δy_{t1w} , Δy_{t10} , Δy_{t0w} , (3.56), (3.57), (3.58) można traktować jako niezależne od prądu komutacji, a przy ich obliczaniu pominąć wpływ komutacji. Po wykonaniu przekształceń uzyskano wyrażenie

$$\Delta y_{t0w} = e_m \sin(\alpha_{w2} - \frac{\pi}{p}) - \sin(\alpha_{w1} - \frac{\pi}{p}) + (\phi_1 - \phi)w_2 - \phi_1 w_1, \quad (3.60)$$

opisujące przyrost napięcia sterującego od chwili t_{10} odpowiadającej załączeniu 1 pulsu ze wzorcowym kątem opóźnienia α_{w1} , do chwili t_{1w} , odpowiadającej załączeniu 1 pulsu z kątem opóźnienia równym α_{w2} - wzorcowemu kątowi opóźnienia dla pulsu 2 oraz wyrażenie

$$\Delta y_{t10} = -2 e_m \sin \frac{\Delta \alpha_1}{2} \cos(\alpha_{w1} + \frac{\Delta \alpha_1}{2} - \frac{\pi}{p}) + w_1 \Delta \alpha_1, \quad (3.61)$$

opisujące przyrost napięcia sterującego od rzeczywistej chwili załączenia 1 pulsu do chwili t_{10} , odpowiadającej załączeniu 1 pulsu napięcia ze wzorcowym kątem opóźnienia. Wykorzystując wzór (2.6) uzyska się zależność opisującą powyższy przyrost w postaci:

$$\Delta y_{t10} = -\Delta \alpha_1 S'(\alpha_{w1}). \quad (3.62)$$

Przyrost wartości napięcia sterującego od chwili t_1 rzeczywistego załączenia 1 pulsu do chwili t_{1w} , odpowiadającej załączeniu 1 pulsu z kątem opóźnienia równym α_{w2} , jest opisany równaniem (3.56) lub (3.59). Taki sam przyrost napięcia sterującego można by uzyskać, gdyby załączyć 1 puls napięcia z kątem opóźnienia

$$\alpha_{11} = \alpha_{w2} + \Delta \alpha_{11}. \quad (3.63)$$

Korzystając ze wzoru (2.6) można przy tym wykazać, że

$$\Delta\alpha_{11} = - \frac{\Delta y_{t1w}}{s'(\alpha_{w2})} \quad (3.64)$$

Z przytoczonych powyżej rozważań przy założeniu, że t_1 i t_2 są rzeczywistymi czasami załączenia 1 i 2 analizowanego pulsu napięcia wyjściowego prostownika wynika twierdzenie:

TWIERDZENIE 3.1

Jeżeli dla czasu t_{12} (t_1, t_2), gdzie t_1 oraz t_2 oznaczają rzeczywiste czasy załączenia 1 i 2 analizowanego pulsu napięcia wyjściowego prostownika, nastąpi skokowe przełączenie napięcia zadającego z wartości w_1 na w_2 , to dla czasu t spełniającego warunki

$$t > t_{11} \quad (3.65)$$

oraz

$$t > t_{12} \quad (3.66)$$

przebieg napięcia sterującego w przypadku załączenia 1 pulsu w chwili t_1 będzie identyczny jak w przypadku załączenia 1 pulsu w chwili t_{11} przy napięciu zadającym w_2 wtedy, gdy czas t_{11} będzie opisany zależnością:

$$t_{11} = - \frac{\Delta\alpha_{11}}{\omega} - T + t_{20}, \quad (3.67)$$

w której t_{20} oznacza chwilę załączenia 2 pulsu napięcia ze wzorcowym dla napięcia zadającego w_2 kątem opóźnienia α_{w2} , zaś $\Delta\alpha_{11}$ wynika z zależności (3.64). $\square$

Dowód twierdzenia 3.1 jest oczywisty.

Łącząc wyrażenia (3.62) i (3.64) uzyskuje się zależność:

$$\Delta\alpha_{11} = k_{\delta} \Delta\alpha_1, \quad (3.68)$$

w której

$$k_{\delta} = \frac{s'(\alpha_{w1})}{s'(\alpha_{w2})} \cdot \frac{\Delta y_{t1w}}{\Delta y_{t10}} \quad (3.69)$$

Odchyłki kąta opóźnienia od wartości wzorcowej na początku i końcu 1 analizowanego pulsu są powiązane zależnością (3.3).

Gdyby załączenie 1 pulsu nastąpiło w chwili t_{11} przy napięciu zadającym w_2 , to zachodziłoby wtedy:

$$\Delta\alpha_2 = (1 - k_0)\Delta\alpha_{11}, \quad (3.70)$$

przy czym k_0 oznacza współczynnik wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego dla stanu ustalonego powstałego po skokowej zmianie napięcia zadającego (do wartości w_2). Łącząc zależności (3.3), (3.68) oraz (3.70) uzyska się wyrażenie:

$$k = 1 - (1 - k_0)k_s, \quad (3.71)$$

wiążąc wartość k współczynnika wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego w przypadku ogólnym z wartością k_0 współczynnika, określona dla poszczególnego stanu ustalonego.

Z zależności powyższej wynika następujący wniosek:

Jeśli przy napięciu zadającym o stałej wartości w_2 układ sterowania prostownika pracuje z minimalnym czasem regulacji, to w przypadku skokowej zmiany napięcia zadającego od wartości dowolnej do wspomnianej wartości w_2 układ sterowania będzie również pracował z minimalnym czasem regulacji.

W przypadku, gdy przy stałej wartości napięcia zadającego układ pracuje z czasem regulacji różnym od minimalnego, to znaczy, jeśli $k_0 \neq 1$, interpretacja zależności (3.71) jest bardziej złożona, a przy analizie wygodnie jest zależność (3.64) po podstawieniu (3.62) oraz (3.59) sprowadzić do postaci:

$$\Delta\alpha_{11} = \frac{S'(\alpha_{w1})}{S'(\alpha_{w2})} \Delta\alpha_1 + \frac{\Delta y_{tow}}{S'(\alpha_{w2})}. \quad (3.72)$$

Chcąc poprawić właściwości dynamiczne układu ze sprzężeniem zwrotnym należy zminimalizować $\Delta\alpha_{11}$. Po prawej stronie równania (3.72) występują dwa składniki. Pierwszy z nich jest funkcją nieznaną zewnętrznym zakłóceń, nie ma więc możliwości wpływu na niego.

Minimalizacja drugiego wskaźnika wystąpi przy $\Delta y_{tow} = 0$. By znaleźć, kiedy przyrost Δy_{tow} jest równy zeru, należy przyrównać wyrażenie (3.60) do zera. Uzyska się wtedy zależność:

$$\phi_1 = \frac{e_{\Omega}}{w_1 - w_2} \left[\sin(\alpha_{w2} - \frac{\pi}{p}) - \sin(\alpha_{w1} - \frac{\pi}{p}) - \frac{\phi w_2}{w_1 - w_2} \right]. \quad (3.73)$$

Linearyzując wyrażenia zawierające funkcje trygonometryczne uzyska się przybliżenie zależności (3.73) w postaci:

$$\phi_1 \approx \frac{\pi}{p} + \frac{\phi}{p}. \quad (3.74)$$

Jeśli chwila załączenia skoku napięcia zadającego zostanie dobrana tak, aby była spełniona zależność (3.73), to średnie wartości napięcia zadającego i wyjściowego w przedziale czasowym (t_{10}, t_{20}) będą sobie równe, jako że zachodzi wtedy:

$$\int_{\alpha_{w1} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}}^{\alpha_{w2} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}} e_m \sin \omega t \, d(\omega t) = \int_{\alpha_{w1} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}}^{\alpha_{w1} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \phi_1} d(t) + \int_{\alpha_{w1} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \phi_1}^{\alpha_{w2} + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}} d(\omega t) \quad (3.75)$$

W wyżej opisanym szczególnym przypadku uzyska się więc minimalizację wartości Δy_{tow} .

Rozważania na temat właściwości dynamicznych układu prostowniczego przy skokowej zmianie napięcia zadającego prowadzą do konkluzji zestawionych w punktach:

1. Warunkiem koniecznym, aby układ był stabilny, jest, by wzmacnienie pętli sprzężenia zwrotnego dla stałego sygnału zadającego spełniało warunek $k_0 \in (0, 2)$.

2. Warunkiem wystarczającym na to, aby układ pracował z minimalnym czasem regulacji, jest, by wzmacnienie pętli k_0 określone dla stałego sygnału zadającego było równe jedności.

3. W przypadku skokowej zmiany napięcia zadającego układ będzie pracował z minimalnym czasem regulacji również wtedy, gdy wprowadzie $k_0 \neq 1$, lecz zachodzi $k_0 \in (0, 2)$, zaś wzmacnienie pętli sprzężenia zwrotnego k dla zmieniającego się napięcia zadającego spełnia warunek $k = 1$. Ze względu na zależność wzmacnienia k od nieznanymi sygnałów zakłócających sytuację taką należy traktować jedynie jako szczególny przypadek, a nie jako podstawę do opracowania koncepcji układu sterowania.

4. Warunkiem wystarczającym, aby układ był stabilny, jest, by przy spełnionym $k_0 \in (0, 2)$ zachodziło $k \in (0, 2)$.

5. Jeśli $k_0 \in (0, 2)$, zaś $k \notin (0, 2)$, to nie można jednoznacznie określić czy układ jest stabilny. Mogą wtedy zachodzić dwa przypadki:

- a) wprowadzie w pierwszym analizowanym takcie następuje zwiększenie odchyłki kąta opóźnienia, to jednak w następnych taktach pracy, ze względu na stabilizujący wpływ k_0 , układ jest stabilny;
- b) pojawiająca się w pierwszym takcie odchyłka kąta opóźnienia jest tak duża, że układ wychodzi poza zakres liniowej pracy, a występujące nieliniowości powodują zwiększenie k_0 ponad wartość określoną dla stałego napięcia zadającego i małych odchyłek, w wyniku czego układ zaczyna pracować niestabilnie.

3.4. Właściwości dynamiczne układu prostowniczego przy zmieniającej się wartości napięcia zadającego

Ze względu na zmienność czasowych przebiegów napięcia zadającego zdecydowano się, by przy znajdowaniu ogólnych wyrażeń opisujących strukturę sterowania układu prostowniczego aproksymować napięcie zadające w obrębie poszczególnych pulsów. Rozważano przy tym aproksymację rzeczywistego przebiegu napięcia zadającego przebiegiem liniowym oraz aproksymację przebiegiem schodkowym. Ponieważ pierwszy z tych sposobów aproksymacji [dodatek C] prowadzi do złożonych zależności niewygodnych w praktycznej realizacji, zdecydowano się na aproksymację przebiegu napięcia zadającego przebiegiem schodkowym.

Założono przy tym, że zmienny przebieg napięcia zadającego $w(t)$ przyjmuje w chwilach $t_{10}, t_{20}, t_{30}, \dots$ odpowiadających bliżej nie określonym wzorcowym kątom załączenia $\alpha_{w1}, \alpha_{w2}, \alpha_{w3}, \dots$ wartości $w_1, w_2, w_3, \dots$ a przełączenie z jednej wielkości napięcia zadającego na następną następuje skokowo w chwilach $t_{12}, t_{23}, t_{34}, \dots$ tak dobranych, by średnia wartość napięcia aproksymowanego określona za czas trwania pulsu dla warunków wzorcowych była równa średniej wartości napięcia wyjściowego. Założono również, podobnie jak w rozdziale 3.3, że w otoczeniu czasów $t_{10}, t_{20}, t_{30}, \dots$ prąd obciążenia można uważać za stały.

Powyższe założenia pozwalają bezpośrednio adaptować rezultaty rozważań przeprowadzonych dla skokowej zmiany napięcia zadającego (rozd. 3.3) do układów o schodkowej zmianie napięcia zadającego. Ze względu na równowagę relacji (3.73) i (3.75) (w przypadku zastosowania opisanego sposobu aproksymacji schodkowej) zachodzi minimalizacja odchyłki $\Delta\alpha_{11}$. Podstawiając uzyskaną ze wzoru (3.72) zminimalizowaną wartość $\Delta\alpha_{11}$ do zależności (3.68), a następnie wprowadzając otrzymaną wartość k_0 do równania (3.71) uzyskuje się po przekształceniu równanie opisujące wartość wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego przy zmieniającym się napięciu zadającym w postaci:

$$k = k_0 + \Delta k, \quad (3.76)$$

przy czym

$$\Delta k = (1 - k_0) \left[1 - \frac{s'(\alpha_{w1})}{s'(\alpha_{w2})} \right]. \quad (3.77)$$

Dla dowolnych zmian napięcia zadającego, gdy $\alpha_{w1} \approx \alpha_{w2}$, można wyrażenie (3.77) uprościć. Rozwijając licznik i mianownik ułamka w szereg uzyskuje się:

$$\Delta k = (1 - k_0) \frac{s''(\alpha)}{s'(\alpha)} (\alpha_{w2} - \alpha_{w1}). \quad (3.78)$$

Ogólne wnioski wynikające z równań (3.76)-(3.78) są identyczne z wnioskami 1-5, stanowiącymi podsumowanie rozważań podrozdziału 3.3.

3.5. Wpływ uchybu kąta opóźnienia na pracę układu prostowniczego

W ogólnym przypadku równość

$$S'(\alpha) = S'(\alpha + \Delta\alpha) \quad (3.79)$$

obowiązuje dla $\Delta\alpha \rightarrow 0$. Jeśli dla nieliniowego napięcia synchronizującego o ujemnej pochodnej zachodzi w otoczeniu wzorcowego punktu pracy

$$S'(\alpha) < S'(\alpha + \Delta\alpha), \quad (3.80)$$

to odchyłka $\Delta\alpha$ spowoduje zwiększenie całkowitego wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego. Jeśli natomiast zachodzi:

$$S'(\alpha) > S'(\alpha + \Delta\alpha), \quad (3.81)$$

to odchyłka $\Delta\alpha$ spowoduje zmniejszenie całkowitego wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego.

Średnie nachylenie napięcia synchronizującego

$$S'_{sr}(\alpha) = \frac{1}{2} [S'(\alpha) + S'(\alpha + \Delta\alpha)] \quad (3.82)$$

w przypadku kosinusoidalnych napięć synchronizujących wyniesie:

$$S'_{sr}(\alpha) = \cos \frac{\Delta\alpha}{2} S'(\alpha + \frac{\Delta\alpha}{2}). \quad (3.83)$$

Łatwo więc zauważyć, że przy takiej synchronizacji i kątach opóźnienia o wartościach bliskich ekstremalnemu uchyb rzędu kilku do kilkunastu stopni może spowodować zmianę wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego o kilkadziesiąt procent.

Wprowadzając wzór (3.35) do (3.82) uzyskuje się dla optymalnego napięcia synchronizującego (3.32) i (3.33) zależność:

$$S'_{sr}(\alpha + \Delta\alpha) = S'(\alpha) - \sin \frac{\Delta\alpha}{2} \left[\cos(\alpha + \frac{\Delta\alpha}{2}) + \left(\frac{p}{q} - \operatorname{ctg} \frac{q}{p} \right) \sin(\alpha + \frac{\Delta\alpha}{2}) \right]. \quad (3.84)$$

Dla dużych wartości p zależność powyższa uprości się do postaci:

$$S'_{sr}(\alpha + \Delta\alpha) = S'(\alpha) - \sin \frac{\Delta\alpha}{2} \cos(\alpha + \frac{q}{p} + \frac{\Delta\alpha}{2}). \quad (3.85)$$

W czasie kilku następujących po sobie okresów uchyb kąta opóźnienia będzie przyjmował zazwyczaj wartości na przemian dodatnie i ujemne. W typowych układach wzmocnienie średnie nie będzie się więc różniło od wzmocnienia dla $\Delta\alpha \rightarrow 0$ więcej niż o kilkanaście procent. Wynikają z tego wnioski praktyczne.

1. Dla wzmocnień pętli sprzężenia zwrotnego bliskich granicy stabilności (różnica od kilku do kilkunastu setnych) wpływ odchyłki kąta opóźnienia może spowodować niestabilną pracę układu prostowniczego, mimo że formalnie zachodzi $k < 2$.

2. Dla wzmocnień pętli sprzężenia zwrotnego bliskich jedności - patrz zależności (2.10), (3.71) oraz (3.77), wpływ odchyłki kąta opóźnienia od wartości wzorcowej na wartości wzmocnień k oraz k_0 , a co za tym idzie na właściwości dynamiczne układu jest niezauważalny, a układ pracuje z minimalnym czasem regulacji.

3.6. Wpływ przewodzenia przerywanego na własności układu z pętlą sprzężenia zwrotnego

Z przedstawionego na rys. 2.7 modelu równoważnego prostownika wynika, że w przypadku przewodzenia przerywanego wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego jest k_λ razy mniejsze od wzmocnienia w przypadku przewodzenia ciągłego. Jeśli więc w torze sprzężenia zwrotnego zastosuje się dodatkowy współczynnik korekcji

$$k_k = \frac{1}{k_\lambda} \quad (3.86)$$

to dobierając pozostałe parametry obwodu regulacji tak jak w przypadku przewodzenia ciągłego uzyska się dla przewodzenia przerywanego takie same właściwości dynamiczne jak dla przewodzenia ciągłego.

Oznaczając kat nieprzewodzenia przez

$$\vartheta = \theta - \lambda \quad (3.87)$$

można współczynnik wpływu przewodzenia przerywanego opisać zależnością przybliżoną

$$k_\lambda \approx \left(1 - \frac{\vartheta^2}{2\pi}\right)^2 \cos \varphi_{p1} \quad (3.88)$$

W rzeczywistych układach nie można wykluczyć sytuacji, w której prostownik przewodziłby w sposób ciągły, zaś wskutek niezidentyfikowanego zakłócenia albo uchybu pomiarowego układ sterowania otrzymałby informację o przewodzeniu przerywanym. Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego byłoby wtedy wielokrotnie wyższe od obowiązującego dla granicy stabilności.

Możliwość powstania takiej sytuacji dyskwalifikuje rozwiązanie z korektą według wzoru (3.86). Wspomnianego niebezpieczeństwa pojawienia się możliwości pracy niestabilnej można uniknąć wprowadzając ograniczenie:

$$k_k \leq 2. \quad (3.89)$$

Z zależności (2.10) wynika, że jeśli wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego różni się od jedności o kilkanaście a nawet kilkadziesiąt procent, nie ma to istotnego wpływu na czas regulacji. Nie występuje więc konieczność korzystania z dokładnej wartości współczynnika k_λ przy wyznaczaniu współczynnika korekcji.

W związku z powyższym proponuje się aproksymację:

$$k_k = \begin{cases} 1 & \text{dla } k_\lambda > \frac{1}{2} \\ 2 & \text{dla } k_\lambda < \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (3.90)$$

Korzystając z zależności (3.87), (3.88) oraz (3.90) uzyskuje się wyrażenia:

$$\eta_{\min} = \frac{2\beta}{\pi} \left(1 - \frac{1}{2 \cos \varphi_{p1}} \right), \quad (3.91)$$

oraz

$$t\eta_{\min} = \frac{1}{\pi} \left(1 - \frac{1}{2 \cos \varphi_{p1}} \right), \quad (3.92)$$

opisujące minimalny kąt nieprzewodzenia i minimalny czas nieprzewodzenia, przy których zaleca się, by prostownik traktować jako przewodzący w sposób przerywany. Dla czasów i kątów nieprzewodzenia mniejszych od wynikających z zależności (3.91) oraz (3.92) wartości minimalnych zaleca się, by prostownik traktować jako przewodzący w sposób ciągły.

3.7. Dobór wstępnegoysterowania

W przedstawionym na rys. 2.5 schemacie zmodyfikowanego modelu impulsowego prostownika z ujemnym napięciowym całkującym sprzężeniem zwrotnym oprócz toru sprzężenia zwrotnego przewidziano tor wstępnegoysterowania, którego celem jest zapewnienie zmiany kąta opóźnienia bezpośrednio po zmianie napięcia zadającego, zanim jeszcze zdąży zadziałać regulator w torze sprzężenia zwrotnego.

Idealnie dobrany tor wstępnegoysterowania powinien zapewnić uzyskanie kąta wstępnegoysterowania określonego zależnością:

$$\alpha_0 = \arccos w_g. \quad (3.93)$$

Na ogół zamiast korzystać z kąta wstępnego wysterowania α_0 korzysta się z napięcia wstępnego wysterowania y_0 . W przypadku napięcia synchronizującego spełniającego ogólne równanie

$$y = S_y(\alpha) + C_y \quad (3.94)$$

napięcie wstępnego wysterowania można wyrazić jako:

$$y_0 = S_y(\alpha_0) + C_y \quad (3.95)$$

lub jako:

$$y_0 = N_1(w) \cdot \quad (3.96)$$

Często jest przy tym wygodnie stosować podstawienie

$$N_1(w) = N_0(w) + C_y \cdot \quad (3.97)$$

W przypadku optymalnych napięć synchronizujących spełniających zależność (3.36) zachodzi:

$$S_y(\alpha) = S_0(\alpha) \cdot \quad (3.98)$$

$$C_y = S_{00} \cdot \quad (3.99)$$

$$N_0(w) = S_0(\alpha_0) \cdot \quad (3.100)$$

Korzystając z zależności (3.17) oraz (3.37) można wyrażenie (3.100) sprowadzić do postaci:

$$N_0(w) = \frac{1}{2} w_g + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sqrt{1 - w_g^2} - \frac{l_a}{l_{ao}} \cdot \frac{p}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} \arccos w_g \cdot \quad (3.101)$$

Często nie wymaga się dokładnego doboru sygnału wstępnego wysterowania i przy jego określaniu można stosować przybliżenia. Przykładowe aproksymacje zależności (3.101) są następujące:

$$N_0(w) = \frac{1}{2} \left[w_g + \frac{l_a}{l_{ao}} \frac{p}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} (w_g - 1) \right] \cdot \quad (3.102)$$

$$N_0(w) = \frac{1}{2} w_g \cdot \quad (3.103)$$

$$N_0(w) = \frac{w}{2} \cdot \quad (3.104)$$

Zależności (3.101)-(3.104) można wykorzystywać również w przypadku quasi-optymalnych napięć synchronizujących, spełniających którąś z relacji (3.39)-(3.46). Należy jednak wtedy korzystać nie z rzeczywistej wartości prądu w chwili komutacji i_a , lecz z i_{typ} założonej typowej (maksymalnej) wartości prądu obciążenia.

Korzystanie z przybliżonych relacji określających napięcie wstępnego wystęrowania jest w pełni uzasadnione w przypadkach układów z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym, gdy wzmocnienie pętli sprzężenia jest w przybliżeniu równe jedności (optymalne i quasi-optymalne napięcia synchronizujące). W przypadku układów z prądowym sprzężeniem zwrotnym prąd obciążenia jest w przybliżeniu całką z przyrostu napięcia. W tej sytuacji układ sterowania może przybliżony dobór napięcia wstępnego wystęrowania odczuć jako zmianę stałej całkowania i pojawienie się dodatkowego zakłócenia w prądzie obciążenia. Zjawisko to może w pewnych przypadkach nieco pogorszyć właściwości statyczne i dynamiczne układu regulacji.

4. SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA PROSTOWNIKA O ZADANYM NAPIĘCIU WYJŚCIOWYM

4.1. Ważniejsze właściwości prostowników o zadany napięciu wyjściowym

W rozdziałach 2 i 3 omówiono właściwości dynamiczne prostownika objętego ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym. Najważniejsze wnioski zestawiono w następujących punktach:

1. W przypadku zadawania napięcia zaleca się stosowanie regulatora całkującego w torze sprzężenia zwrotnego prostownika.

2. Wartość pochodnej napięcia synchronizującego determinuje jego wpływ na dynamikę prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym.

3. Dla przyjętej struktury regulacji określonego układu połączeń obwodów głównych i przy założonych przebiegach napięć synchronizujących właściwości dynamiczne prostownika są określone przez kąt opóźnienia oraz prąd obciążenia w chwili komutacji.

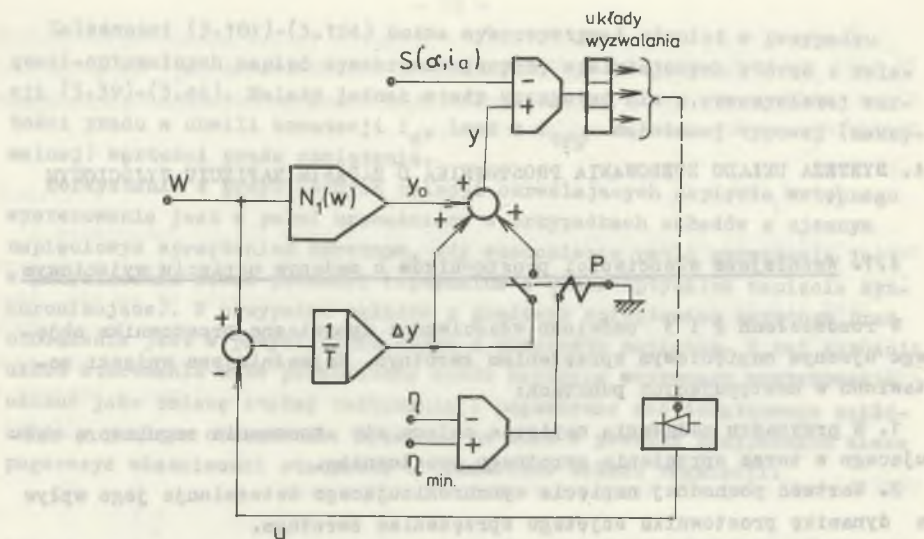
4. W przypadku zmieniającego się napięcia zadającego można stosować te same metody analizy i syntezy jak w przypadku stałego napięcia zadającego, a ewentualne różnice w zachowaniu się układu traktować jako efekt zmiany warunków początkowych w chwilach załączania kolejnych pulsów napięcia.

5. Przebiegi przejściowe w objętych sprzężeniem zwrotnym układach prostowniczych o przewodzeniu ciągłym i przerywanym mają jakościowo podobny charakter.

6. W przypadku przewodzenia przerywanego optymalne właściwości dynamiczne uzyskuje się wprowadzając w torze sprzężenia zwrotnego dobrane tak jak przy przewodzeniu ciągłym dodatkowy współczynnik korekcji.

7. Dla układów o wzmacnieniu pętli sprzężenia zwrotnego równym jedności wpływ wstępnego wysterowania na jakość przebiegów przejściowych jest drugorzędny.

Wykorzystując powyższe uwagi, zakładając wzmacnienie części liniowej $V = 1$ oraz dobierając współczynnik korekcji dla przewodzenia przerywanego według zależności (3.90), uzyskano optymalną strukturę sterowania prostownika o zadany napięciu wyjściowym. Strukturę tę przedstawiono na rys. 4.1. Obowiązuje ona zarówno dla przypadku przewodzenia ciągłego, jak i przerywanego, z tym że dla przewodzenia przerywanego przełącznik P działa, zaś dla przewodzenia ciągłego (lub przerywanego aproksymowanego jako ciągłe) przełącznik P nie działa. Gdyby wzmacnienie części liniowej V było różne od jedności, należałoby to uwzględnić zarówno przy określaniu napięć synchronizujących, jak i przy doborze członu całkującego. Stała czasowa członu całkującego wyniosłaby wtedy T/V .



Rys. 4.1. Proponowana optymalna struktura sterowania prostownika o zadanym napięciu wyjściowym

Fig. 4.1. Proposed optimal control structure of convertre with reference voltage

4.2. Synteza struktur sterowania z adaptacyjnymi napięciami synchronizującymi

Optymalne napięcie synchronizujące (3.32) i (3.33) można zapisać jako sumę dwóch składowych okresowych napięcia synchronizacji dla granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego S_g oraz adaptacyjnej składowej napięcia synchronizującego S_a zgodnie z równaniem:

$$S(\alpha) = S_g(\alpha) + S_a(\alpha), \quad (4.1)$$

przy czym

$$S_g(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha + S_{go}, \quad (4.2)$$

zaś

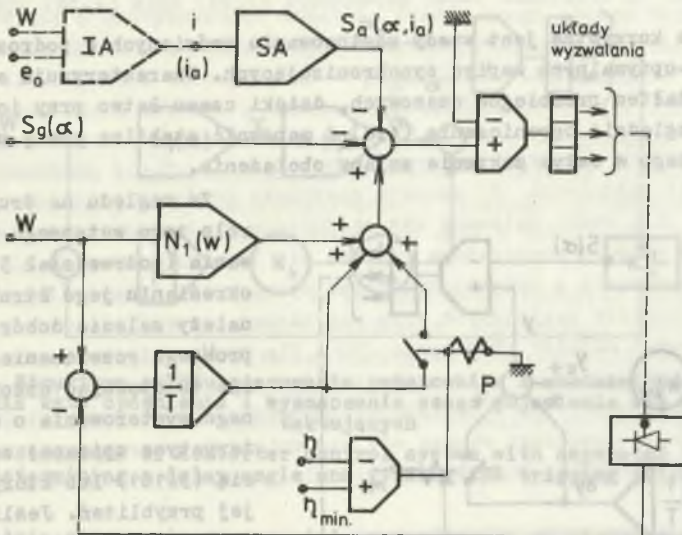
$$S_a(\alpha) = \frac{p i_a}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right). \quad (4.3)$$

Wprowadzając bieżący kąt elektryczny (1.26) i aktualną wartość prądu przewodzenia uzyska się zależność:

$$S_a(\alpha_b) = \frac{p \cdot i}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_b \right), \quad (4.4)$$

pozwalającą przewidzieć wartość składowej komutacyjnej napięcia synchronizacji. Skusność zależności (4.4) wynika z faktu, że dla chwili załączenia kolejnego zaworu $i_a = i$, $\alpha_b = \alpha$, zaś wyrażenia (4.3) oraz (4.4) przyjmują tę samą wartość.

Jeśli przewiduje się pracę prostownika również przy przewodzeniu przerwującym, to w przypadkach, w których czas nieprzewodzenia t_{η} jest większy od minimalnego czasu nieprzewodzenia $t_{\eta \min}$ (3.92), należy w torze sprzężenia zwrotnego wprowadzić współczynnik korekcji $k_k = 2$, co nie spowoduje niestabilnej pracy układu (podrozdział 3.6).



Rys. 4.2. Optymalna struktura sterowania prostownika o zadanym napięciu wyjściowym i z adaptacyjnym napięciem synchronizującym

Fig. 4.2. Optimal control structure of a converter with reference voltage and adaptive timing voltage

Wykorzystując powyższe rozumowanie można sprowadzić schemat z rys. 4.1 do postaci przedstawionej na rys. 4.2. Niekorzystną własnością rozwiązania przedstawionego na rys. 4.2 jest możliwość powstania sytuacji, w której dla kilku różnych kątów opóźnienia zachodzi:

$$\cos \alpha - \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{I_a}{2 \sin \frac{\pi}{m}} = w. \quad (4.5)$$

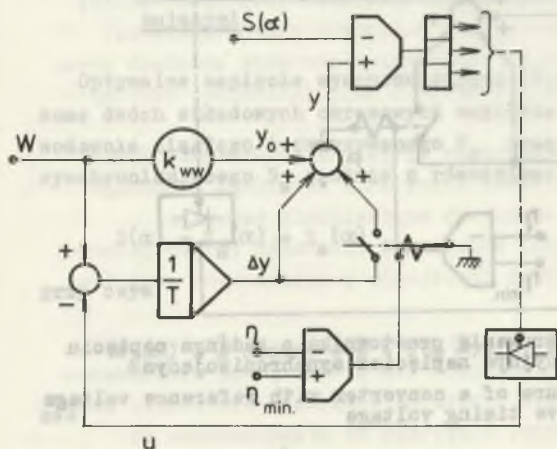
Aby tego uniknąć należy w układzie sterowania wprowadzić dodatkowe prądowe sprzężenie zwrotne. W sytuacjach grożących pojawieniem się niejednoznaczności sprzężenie to zapewniałoby możliwość wybrania najkorzystniejszej wartości kąta opóźnienia. Podejście takie komplikuje wprowadzenie układu sterowania, lecz zabezpiecza przed niejednoznacznością.

4.3. Synteza struktury sterowania przy stałym kształcie napięć synchronizujących

Prostym sposobem, uniknięcia przy wyznaczaniu kąta opóźnienia niejednoznaczności wynikłej z zależności (4.5), jest zastosowanie napięć synchronizujących o stałym kształcie i tak dobranych, by w całym możliwym zakresie pracy zawsze zachodziło:

$$S'(\alpha) \leq 0. \quad (4.6)$$

Szczególnie korzystne jest wtedy zastosowanie omówionych w podrozdziale 3.2 quasi-optymalnych napięć synchronizujących. Charakteryzują się one stałym kształtem przebiegów czasowych, dzięki czemu łatwo przy ich stosowaniu uwzględnić ograniczenie (4.6) i zapewnić stabilną pracę układu prostowniczego w całym zakresie zmiany obciążenia.



Rys. 4.3. Quasi-optymalny układ sterowania prostownika z zadaniem napięciem wyjściowym

Fig. 4.3. Quasi-optimum control system of a converter with reference voltage

Ze względu na drugorzędą rolę toru wstępnego wysterowania (podrozdział 3.7) przy określaniu jego struktury należy zalecić dobór możliwie prostego rozwiązania. Uzyska się to stosując człon wstępnego wysterowania o charakterystyce opisanej zależnością (3.101) lub któryś z jej przybliżeń. Jeśli się zastosuje któreś z ww. przybliżeń, a stałą całkowania S_{00} w zależności (3.36) i wyrażeniach z tej zależności pochodzących przyjmie się jako równą zero, to tor wstępnego wysterowania przybierze charakter członu proporcjonalnego o współczynniku wzmocnienia

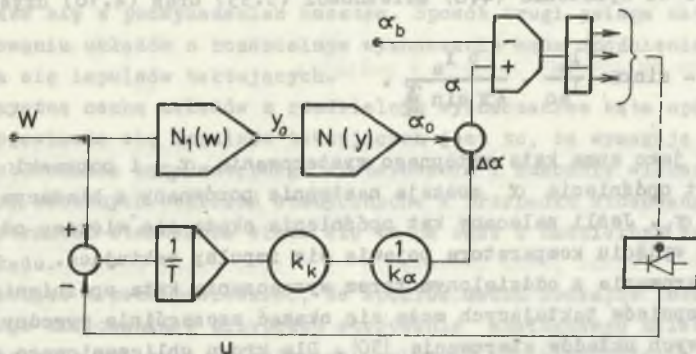
$$k_{wv} = \frac{1}{2}.$$

(4.7)

Na rys. 4.3 przedstawiono przykładowe rozwiązanie quasi-optimalnego rozwiązania układu sterowania prostownika o stałym kształcie napięć synchronizującym i zadany napięciu wyjściowym.

4.4. Struktury sterowania z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących

Przekształcając schemat blokowy z rys. 4.1 tak by sygnałem synchronizującym był bieżący kąt elektryczny (1.26), uzyska się schemat blokowy układu sterowania o strukturze przedstawionej na rys. 4.4. Układ ten jest w pełni równoważny pod względem własności statycznych i dynamicznych przedstawionemu na rys. 4.1 układowi sterowania optymalnego i odpowiada mu ten sam model równoważny. Nie ma więc potrzeby odrębnego rozpatrywania jego właściwości, a analizę wystarczy ograniczyć do formalnego porównania odpowiednich bloków.



Rys. 4.4. Struktura układu sterowania prostownika z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i wyznaczania czasu pojawienia się impulsów taktujących

Fig. 4.4. Structure of converter control system with separated paths for determining a delay angle and finding the tripping pulses

W układzie sterowania na rys. 4.4 zrezygnowano ze stosowania napięć synchronizujących, wprowadzając w torze wstępnego wysterowania element nieliniowy N o charakterystyce będącej funkcją odwrotną do funkcji opisującej przebieg zalecanego napięcia synchronizującego, zaś w torze sprzężenia zwrotnego zastosowano człon liniowy o wzmacnieniu odwrotnie proporcjonalnym do występującego na schemacie współczynnika k_α .

Dla małych odchyłek kąta opóźnienia od punktu pracy ustalonej współczynnik opisujący wzmacnienie pętli korekcji k_α wynika z zależności:

$$k_\alpha = S'(\alpha) - y'(\alpha) , \quad (4.8)$$

w której $y'(\alpha)$ oznacza lewostronną pochodną napięcia synchronizującego w punkcie pracy ustalonej przy $k_k = 1$. Korzystając ze schematu przedstawionego na rys. 4.4 uzyska się:

$$y'(\alpha) = \frac{d}{dx} \left\{ \frac{p}{2\pi} \int_{x-\alpha}^{x+\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{p}} [u(\omega t) - u_d] d(\omega t) \right\}. \quad (4.9)$$

Jeśli pominąć komutację i założyć stały okres taktu, to korzystając z zależności (1.2) oraz (1.10) uzyska się po wykonaniu przekształceń i po podstawieniu $\alpha = \alpha_2$ wyrażenie:

$$y'(\alpha) = \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \cos \alpha + \frac{1}{2} \sin \alpha. \quad (4.10)$$

Podstawiając do wyrażenia (4.8) zależności (3.35) oraz (4.10) uzyska się:

$$k_\alpha = -\sin \alpha - \frac{l_a}{l_{a0}} \cdot \frac{p}{4\pi \sin \frac{\pi}{p}}. \quad (4.11)$$

Uzyskany jako suma kąta wstępnego wysterowania α_0 i poprawki $\Delta \alpha$ zalecany kąt opóźnienia α zostaje następnie porównany z bieżącym kątem opóźnienia α_b . Jeśli zalecany kąt opóźnienia okaże się większy od bieżącego, to na wyjściu komparatora pojawia się impulsy taktujące.

Układ sterowania z oddzielnym torem wyznaczania kąta opóźnienia i wyznaczania impulsów taktujących może się okazać szczególnie wygodny w przypadku cyfrowych układów sterowania [30]. Dla kroku obliczeniowego występującego bezpośrednio po załączeniu układu kąt wstępnego wysterowania jest narzucony przez tor wstępnego wysterowania. Dla dalszych kroków obliczeniowych może natomiast okazać się wygodniejsze wykorzystanie jako kąta wstępnego wysterowania kąta opóźnienia dla poprzedniego taktu napięcia wyjściowego.

Ponieważ wyznaczanie impulsów taktujących poprzez porównywanie zalecanego i bieżącego kąta opóźnienia odbywa się w innym obwodzie niż obliczanie kąta opóźnienia, można więc w obu ww. obwodach zastosować inny krok obliczeniowy. Właściwość ta w całym szeregu rozwiązań stanowi istotną zaletę układu z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania czasu pojawienia się impulsów taktujących.

4.5. Dobór struktury sterowania zależnie od rodzaju przyjętej regulacji

Formalnie rzecz biorąc wszystkie omówione sposoby sterowania można realizować zarówno za pomocą analogowych, jak i cyfrowych struktur sterowania, jako że proponowanym strukturom analogowym można przyporządkować odpowiednie struktury cyfrowe [44].

W przypadku stosowania cyfrowych struktur sterowania w układach o sterowaniu przez poziomowanie napięcia sterującego napięciem synchronizującym pojawi się problem czasu pojedynczego kroku obliczeniowego [30]. Cały cykl obliczeń związany z kolejnym porównaniem napięć sterującego i synchronizującego musi być bowiem krótszy od czasu odpowiadającego maksymalnemu dopuszczalnemu uchybowi kąta opóźnienia. W tej sytuacji dużą dokładność wyznaczania kąta opóźnienia przy wysokich wymaganiach dynamicznych można uzyskać na dwa sposoby.

Sposób pierwszy polega na stosowaniu procesorów o dużej szybkości obliczeń i wiąże się z podwyższeniem kosztów. Sposób drugi polega natomiast na zastosowaniu układów o rozdzielnym wyznaczaniu kąta opóźnienia i czasu pojawiania się impulsów taktujących.

Niekorzystną cechą układów z rozdzielnym wyznaczaniem kąta opóźnienia i czasu pojawiania się impulsów taktujących jest to, że wymagają one dokładnego obliczania kąta wstępnego wysterowania i znacznie większej ilości bardziej złożonych obliczeń statycznych. W przypadku stosowanych analogowych struktur sterowania wiąże się to na ogół z nadmiernym rozbudowaniem układu.

Podsumowując trzeba powiedzieć, że spośród dwóch rodzajów formalnie równoważnego sterowania w przypadku sterowania analogowego należy zalecić poziomowanie napięcia sterującego napięciem synchronizującym, natomiast w przypadku sterowania cyfrowego wskazane jest zastosowanie rozdzielnych torów wyznaczania kąta opóźnienia i impulsów taktujących.

5. SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA PROSTOWNIKA O ZADANYM PRĄDZIE WYJŚCIOWYM

5.1. Analogie pomiędzy układami ze sprzężeniem zwrotnym napięciowym i prądowym przy przewodzeniu ciągłym

Gdyby zamiast zadawać napięcie w zadawano prąd w_1 , to w przypadku optymalnego wysterowania na wyjściu prostownika pojawiłby się prąd żądany i_w o wartości średniej za okres pojedynczego pulsu i_{wd} , równej odpowiedniej wartości średniej w_{id} dla prądu zadającego. Obowiązywałaby więc wtedy tożsamość:

$$w_{id} = i_{wd} \quad (5.1)$$

którą można by również zapisać w postaci:

$$w_{id} = \int_{t_1}^{t_2} i_w(t) dt \quad (5.2)$$

Aby wartość średnia prądu obciążenia i_d była równa wartości zadanej w_{id} , napięcie zadające powinno wynosić:

$$w = e_0 + r w_{id} \quad (5.3)$$

Z kolei napięcie wyjściowe prostownika wynosi:

$$u = e_0 + r i + \frac{1}{\omega} \cdot \frac{di}{dt} \quad (5.4)$$

Korzystając z zależności (5.2)-(5.4) można całkę z uchybu napięcia wyjściowego wyrazić w postaci:

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} (u - w) dt = \frac{\pi}{T} \int_{t_1}^{t_2} (1 - i_w) dt + \frac{p_1}{2\pi} [i(t_2) - i_w(t_2) + i_w(t_1) - i(t_1)] \quad (5.5)$$

W przypadku stanu ustalonego zachodzi między innymi

$$t_1 = t_{10} , \quad (5.6)$$

$$t_2 = t_{20} . \quad (5.7)$$

$$i(t_1) = i_w(t_1) , \quad (5.8)$$

$$i(t_2) = i_w(t_2) . \quad (5.9)$$

Jeśli w analizowanym takcie pracy pojawi się zakłócenie, to spośród warunków (5.6)-(5.9) zawsze spełnione będą jedynie (5.6) oraz (5.8) zaś równanie (5.5) przybierze postać:

$$\frac{1}{T} \int_{t_{10}}^{t_2} (u - w) dt = \frac{\pi}{T} \int_{t_{10}}^{t_2} (1 - i_w) dt + \frac{p_1}{2\pi} [i(t_2) - i_w(t_2)] . \quad (5.10)$$

Dla małych odchyłek można przy tym dodatkowo założyć, że dla czasów t_{20} - wzorcowego i t_2 - rzeczywistego załączenia następnego po analizowanym pulsu napięcie wyjściowego żądany prąd obciążenia jest taki sam, czyli obowiązuje wtedy:

$$i_w(t_2) \approx i_w(t_{20}) . \quad (5.11)$$

Postępując podobnie jak w rozdziale 1.2 można w prądzie żądanym wyróżnić składowe średnią i_{wd} oraz tętniącą i_{wt} . Są one powiązane równaniem

$$i_w = i_{wd} + i_{wt} . \quad (5.12)$$

Dla małych odchyłek kąta opóźnienia od wartości wzorcowej zachodzi:

$$\int_{t_1}^{t_2} (i - w_1) dt \approx \int_{t_1}^{t_2} (i - i_w) dt . \quad (5.13)$$

Jeśli oprócz tego przyjąć, że dla pojedynczego taktu zachodzi:

$$w_1 \approx w_{1d} , \quad (5.14)$$

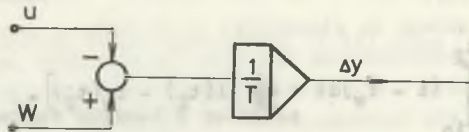
to po przekształceniu wyrażenia (5.10) uzyska się zależność:

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} (u - w) dt = \frac{pl}{2\pi} \left[i(t_2) - w_i + i_{wta} + \frac{1}{T r_1} \int_{t_1}^{t_2} (i - w_i) dt \right], \quad (5.15)$$

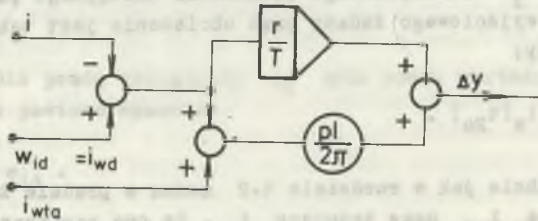
w której i_{wta} oznacza wartość składowej tętniącej prądu żadanego w chwilach komutacji, zaś

$$T_{ri} = \frac{1}{2\pi f r} \quad (5.16)$$

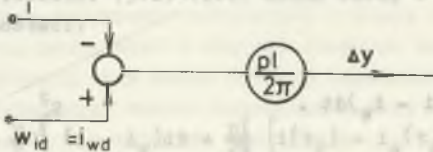
a)



b)

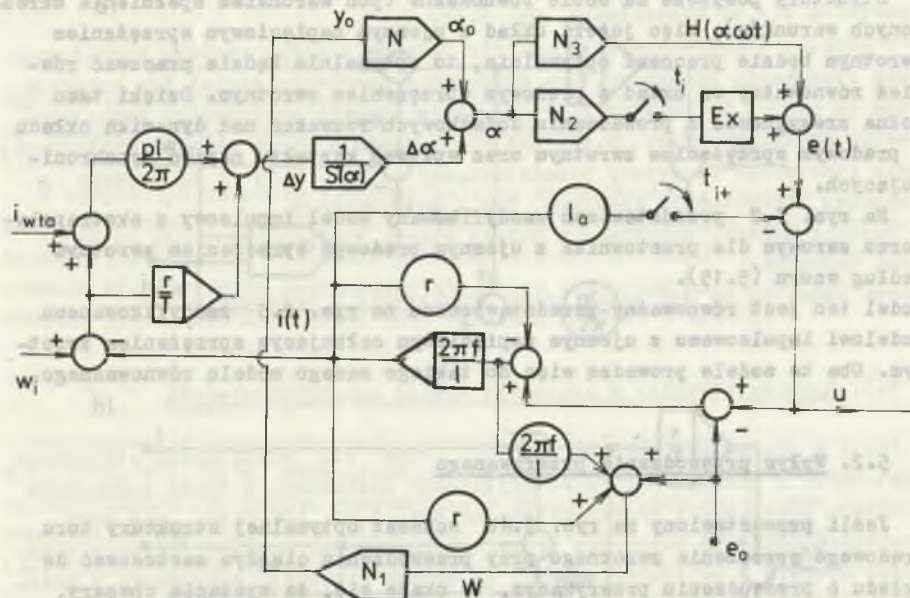


c)



Rys. 5.1. Optymalne struktury toru ujemnego sprzężenia zwrotnego
a - układ ze sprzężeniem zwrotnym napięciowym, b - układ ze sprzężeniem zwrotnym prądowym, c - układ ze sprzężeniem zwrotnym prądowym w przypadku wygładzonego prądu obciążenia

Fig. 5.1. Optimal structure of negative feedback circuit
a - system with voltage feedback, b - system with current feedback, c - system with current feedback in case smooth current



Rys. 5.2. Zmodyfikowany model impulsowy prostownika z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym wg wzoru (5.15)

Fig. 5.2. Modified discrete model of converter with negative current feedback control according to (5.15)

Wyrażenie (5.15) prowadzi do przedstawionej na rys. 5.1b struktury toru sprzężenia zwrotnego.

Dla wygładzonego prądu wyjściowego zależność (5.15) uprości się do postaci:

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} (u - w) dt = \frac{pl}{2\pi} [i(t_2) - w_1]. \quad (5.17)$$

Na rys. 5.1 przedstawiono strukturę toru sprzężenia zwrotnego dla przypadków:

- a - ujemnego napięciowego sprzężenia zwrotnego i całkującego regulatora w torze sprzężenia zwrotnego,
- b - ujemnego prądowego sprzężenia zwrotnego w przypadku wykorzystania równania (5.15),
- c - ujemnego prądowego sprzężenia zwrotnego zalecanego dla wygładzonego prądu obciążenia zgodnie z równaniem (5.17).

Struktury powyższe są sobie równoważne (pod warunkiem spełnienia określonych warunków), więc jeżeli układ z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym będzie pracował optymalnie, to optymalnie będzie pracować również równoważny mu układ z prądowym sprzężeniem zwrotnym. Dzięki temu można zrezygnować z prowadzenia dodatkowych rozważań nad dynamiką układu z prądowym sprzężeniem zwrotnym oraz wpływem kształtu napięć synchronizujących.

Na rys. 5.2 przedstawiono zmodyfikowany model impulsowy z ekstrapolatorem zerowym dla prostownika z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym według wzoru (5.15).

Model ten jest równoważny przedstawionemu na rys. 2.5 zmodyfikowanemu modelowi impulsowemu z ujemnym napięciowym całkowitym sprzężeniem zwrotnym. Oba te modele prowadzą więc do takiego samego modelu równoważnego.

5.2. Wpływ przewodzenia przerywanego

Jeśli przedstawiony na rys. 5.1b schemat optymalnej struktury toru prądowego sprzężenia zwrotnego przy przewodzeniu ciągłym zastosować do układu o przewodzeniu przerywanym, to okaże się, że wystąpią obszary, w których opisany równaniem (5.12) prąd żądany i_w będzie przyjmował wartości ujemne, podczas gdy rzeczywisty prąd obciążenia jest zawsze nieujemny. Zjawisko to spowoduje wzrost wartości średniej prądu wyjściowego (1.23), co wpływa niekorzystnie na właściwości statyczne układu prostowniczego.

Sposobem wyeliminowania wpływu ww. przyrostu wartości średniej prądu jest skompensowanie go. Na rys. 5.3a przedstawiono schemat blokowy optymalnego toru ujemnego sprzężenia zwrotnego, zawierający człon kompensacji wzrostu wartości średniej prądu (CKP). Charakterystyka statyczna członu (CKP) jest złożoną funkcją kąta opóźnienia oraz parametrów obciążenia i w wielu rozwiązaniach wygodnie będzie ją aproksymować.

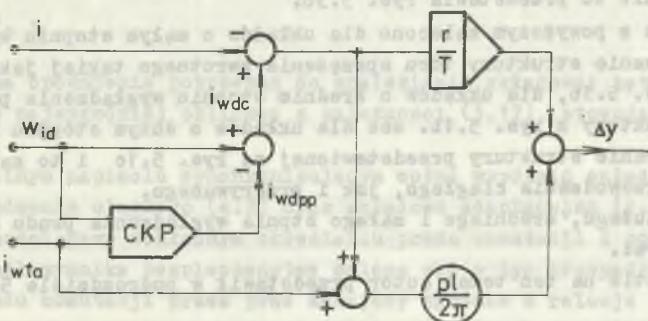
Korzystając z przedstawionego w dodatku B przybliżonego sposobu określania wartości średniej prądu przerywanego (B.6), zaproponowano aproksymację członu (CKP) linią łamana zgodnie z zależnością:

$$i_{wdp} = \begin{cases} 0 & \text{dla } i_{wd} \geq -0,7 i_{wta} \\ -i_{wd} - 0,7 i_{wta} & \text{dla } i_{wd} \leq -0,7 i_{wta} \end{cases} \quad (5.18)$$

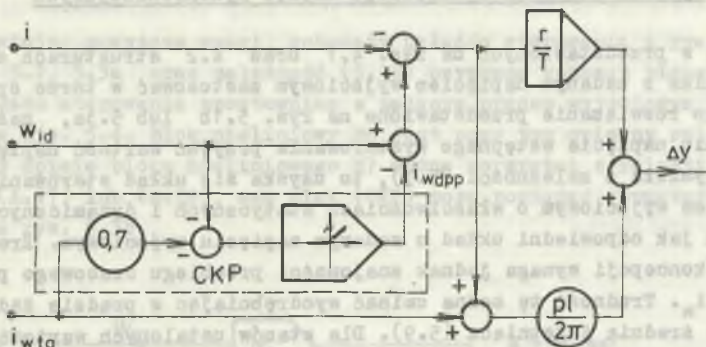
Uzyskany schemat blokowy sprzężenia zwrotnego przedstawiono na rys. 5.3b.

Aby ocenić jakość stosowanych aproksymacji przeprowadzono badania symulacyjne. W badaniach założono, że granica przewodzenia ciągłego i przerywanego występuje przy prądach średnich rzędu co najwyżej połowy prądu

a)



b)



Rys. 5.3. Schemat blokowy optymalnego toru sprzężenia zwrotnego prostownika zawierający człon (CKP) kompensujący wpływ przewodzenia przerywanego na wartość średnią prądu

a - schemat ogólny, b - aproksymacja członu kompensującego (CKP) linią łamaną

Fig. 5.3. Block diagram of optimal feedback circuit of converter including element (CKP) compensating for the influence of interrupted conduction on average current value

a - general diagram, b - approximation of compensating element (CKP) with a broken line

znamionowego. Okazało się, że dla niekorzystnych obciążeń przyrost wartości średniej przyjmuje wartość co najwyżej kilkunastu procent prądu znamionowego w przypadku niestosowania członu kompensującego (CKP) lub kilku procent prądu znamionowego w przypadku zastosowania członu kompensującego o strukturze przedstawionej na rys. 5.3b. W przypadku typowych parametrów obciążenia przyrosty wartości średniej były orientacyjnie o rząd mniejsze.

Biorąc pod uwagę, że do celów przemysłowych rzadko kiedy wymaga się wyższej dokładności pomiaru prądu niż klasy 1, uznano za niecelowe poszu-

kiwania dokładniejszej aproksymacji członu kompensującego przewodzenia przerywane niż to przedstawia rys. 5.3b.

W związku z powyższym zalecono dla układów o małym stopniu wygładzenia prądu stosowanie struktury toru sprzężenia zwrotnego takiej jak przedstawiona na rys. 5.3b, dla układów o średnim stopniu wygładzenia prądu stosowanie struktury z rys. 5.1b. zaś dla układów o dużym stopniu wygładzenia prądu stosowanie struktury przedstawionej na rys. 5.1c i to zarówno w przypadku przewodzenia ciągłego, jak i przerywanego.

Pojęcia dużego, średniego i małego stopnia wygładzenia prądu są pojęciami umownymi.

Własne sugestie na ten temat autor przedstawił w podrozdziale 5.7.

5.3. Synteza struktur z adaptacją napięć synchronizujących

Jeśli w przedstawionych na rys. 4.1 oraz 4.2 strukturach sterowania prostownika z zadaniem napięciem wyjściowym zastosować w torze sprzężenia zwrotnego rozwiązanie przedstawione na rys. 5.1b lub 5.3a, zaś przy określaniu napięcia wstępnego wysterowania przyjąć wartość napięcia zadającego wynikłą z zależności (5.3), to uzyskuje się układ sterowania z zadaniem prądem wyjściowym o właściwościach statycznych i dynamicznych identycznych jak odpowiedni układ o zadaniu napięciem wyjściowym. Zrealizowanie tej koncepcji wymaga jednak znajomości przebiegu czasowego prądu żadanego i_w . Trudność tę można ominąć wyodrębniając w prądzie żadanym składowe średnią i tętniącą (5.9). Dla stanów ustalonych wartość składowej tętniącej prądu żadanego i_{wta} w chwili rozpoczęcia komutacji można obliczyć np. z zależności (A.17).

Do wyznaczania napięcia wstępnego wysterowania y_0 korzysta się z napięcia wzorowego w_g . Z kolei napięcie wzorcowe można określić z relacji dokładnej (2.9), która w przypadku przewodzenia ciągłego przybierze postać:

$$w_g = e_0 + r w_{1d} + \frac{1}{1_{ao}} \cdot \frac{i_a}{2 \sin \frac{\alpha}{m}} \quad (5.19)$$

lub z relacji przybliżonych, np.:

$$w_g = e_0 + r w_1 + \frac{1}{1_{ao}} \cdot \frac{w_1}{2 \sin \frac{\alpha}{m}}, \quad (5.20)$$

$$w_g = e_0 + r w_1, \quad (5.21)$$

ewentualnie

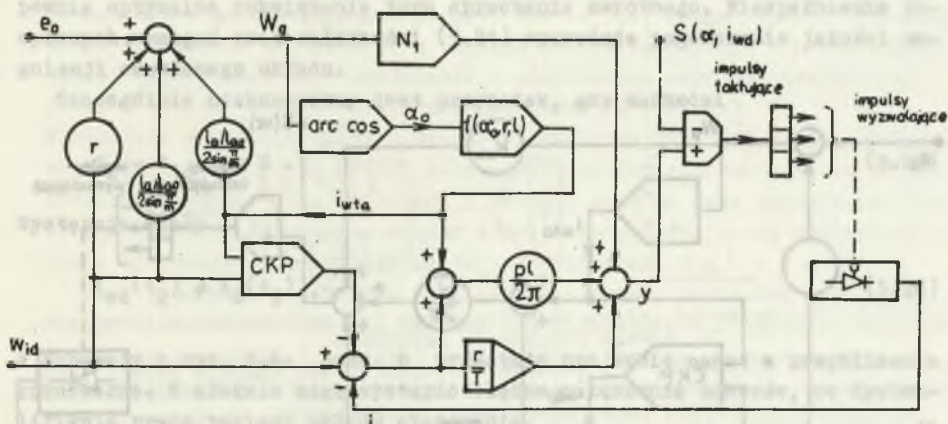
$$w = e_o \cdot \quad (5.22)$$

Wartość kąta opóźnienia potrzebna do znalezienia składowej tętniącej prądu żadanego najwygodniej obliczyć z zależności (3.17), stosując przybliżenie $\alpha \approx \alpha_w^*$.

W optymalnym napięciu synchronizującym można wyróżnić składową dla granicy przewodzenia ciągłego (4.2) oraz składową adaptacyjną (4.3). Ze względu na trudności przy dokładnym określaniu prądu komutacji i potrzebę stosowania współczynnika bezpieczeństwa zaleca się w tym przypadku aproksymowanie prądu komutacji przez prąd zadający zgodnie z relacją

$$i_a \approx w_i \cdot \quad (5.23)$$

Wykorzystując powyższe uwagi, schematy układów sterowania z rys. 4.1, 4.2, 5.1b, 5.2, 5.3a oraz zależność (5.19) uzyskano schemat blokowy optymalnego układu sterowania prostownika z zadaniem prądem wyjściowym przedstawionym na rys. 5.4. Blok nieliniowy N6 jest przy tym opisany relacją (3.93) przy opisie bloku nieliniowego N7 można korzystać z relacji przybliżonych (A.17) lub (A.22), zaś blok (CKP) może posiadać strukturę przedstawioną na rys. 5.3b.



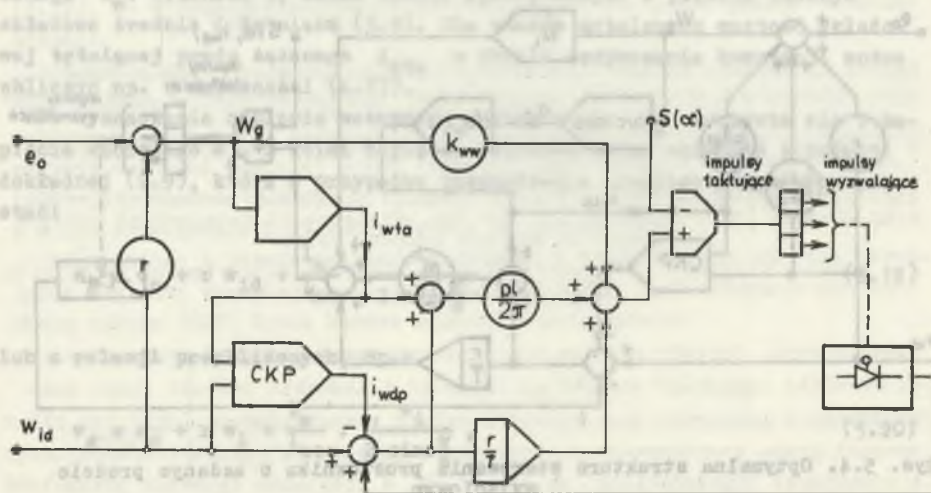
Rys. 5.4. Optymalna struktura sterowania prostownika o zadanym prądzie wyjściowym

Fig. 5.4..Optimal control structure of converter with reference current

W rzeczywistych układach sterowania prostownika można w przedstawionej na rys. 5.4 optymalnej strukturze sterowania stosować uproszczenia. Przykładowo, w układach o średnim stopniu wygładzenia prądu można pominąć blok (CKP), w układach o dużym stopniu wygładzenia prądu można zrezygnować z wyznaczania składowej tętniącej prądu żadanego, przy małych rezystancjach obciążenia można pominąć wpływ rezystancji na napięcia zadające i wzorcowe itd.

5.4. Synteza struktur sterowania w przypadku napięć synchronizujących o stałym kształcie

Przedstawioną na rys. 5.4 optymalną strukturę sterowania prostownika z żadany prądem wyjściowym można uprościć stosując napięcia synchronizujące o stałym kształcie. Wygodnie jest przy tym zastosować dalsze uproszczenia, takie jak aproksymacja napięcia wzorcowego jednym z równań (5.20)-(5.22), czy potraktowanie toru wstępnego wysterowania jako członu liniowego. Jeśli dodatkowo założyć, że stała całkowania S_{00} będzie równa zero, to tor wstępnego wysterowania będzie członem proporcjonalnym opisanym zależnością (4.8). Jako napięcia synchronizujące o stałym kształcie zaleca się wykorzystanie któregoś z opisanych w podrozdziale 3.2 napięć quasi-optymalnych.



Rys. 5.5. Schemat blokowy quasi-optymalnego układu sterowania prostownika z żadany prądem obciążenia

Fig. 5.5. Block diagram of quasi-optimum control system of a converter with reference current

Na rys. 5.5. przedstawiono zbudowany zgodnie z powyższymi zaleceniami schemat blokowy quasi-optymalnego układu sterowania wykorzystujący napięcia synchronizujące o stałym kształcie. W przypadku średniego lub dużego stopnia wygładzenia prądu można ten schemat uprościć zgodnie z zaleceniami omówionymi w rozdziale 5.3.

5.5. Zastosowanie dodatkowego członu uśredniającego lub całkującego

Jeśli w równaniu (5.10) prąd żądany i_w oraz rzeczywisty prąd obciążenia i rozbić na składowe średnią oraz tętniącą i wyodrębnić składową zakłóceniovą uwzględniającą również uchyb spowodowany nieciągłością, to uzyska się schemat struktury optymalnej toru prądowego sprzężenia zwrotnego taki jak na rys. 5.6a. W schemacie tym wrysowano linią przerywaną element uśredniający (AV), którego obecność nie ma zresztą wpływu na formowanie sygnałów sterujących. Dla małych odchyłek kąta opóźnienia od wartości wzorcowej zależność (5.7) obowiązuje w sposób przybliżony jako:

$$t_2 \approx t_{20} \quad (5.24)$$

Przedstawiona na rys. 5.6a struktura toru sprzężenia zwrotnego uprości się wtedy do postaci przedstawionej na rys. 5.6b. Układ z rys. 5.6b w przypadku niskiego poziomu zakłóceń i wolnych zmian prądu zadanego zapewnia optymalne rozwiązanie toru sprzężenia zwrotnego. Niespełnienie powyższych wymagań oraz zależności (5.24) spowoduje pogorszenie jakości regulacji omawianego układu.

Szczególnie niekorzystny jest przypadek, gdy zachodzi

$$t_2 - t_{10} \ll T \quad (5.25)$$

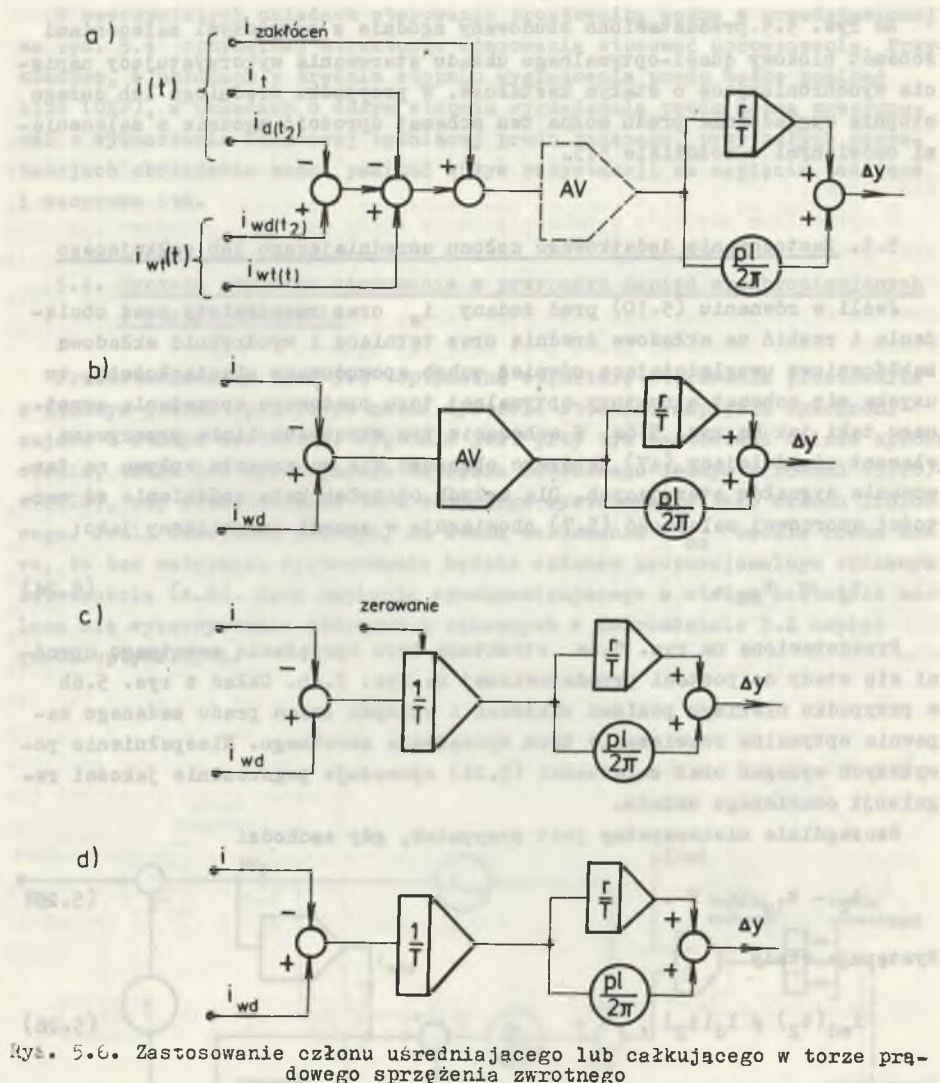
Występuje wtedy

$$i_{wd}(t_2) \neq i_d(t_2), \quad (5.26)$$

a schematy z rys. 5.6a oraz b przestają być sobie nawet w przybliżeniu równoważne. W efekcie mogą wystąpić błędne załączenia zaworów, co dyskwalifikuje pracę takiego układu sterowania.

Na rys. 5.6c człon uśredniający zastąpiono członem całkującym zerowanym w chwilach rozpoczęcia kolejnych taktów napięcia wyjściowego. Dla czasów spełniających zależność (5.25) wzmocnienie członu całkującego jest mniejsze od wzmocnienia członu uśredniającego, natomiast dla czasów t_2 spełniających zależność

$$t_2 - t_{10} > T \quad (5.27)$$



rys. 5.6. Zastosowanie członu uśredniającego lub całkującego w torze prądowego sprzężenia zwrotnego

a - struktura optymalna, b - struktura optymalna dla stałego okresu impulsowania, c - zastosowanie zerowanego integratora, d - zastosowanie integratora przy przewodzeniu przerywanym

Fig. 5.6. Application of mean or integral element in current feedback control circuit

a - optimal structure, b - optimal structure for a constant sample period, c - application of nulling integrator, d - application of integrator with interrupted conduction

wzmocnienie członu całkującego jest większe od wzmocnienia członu uśredniającego. Chroni to przed błędnym załączeniem, lecz równocześnie pogarsza własności dynamiczne w przypadku dużych wartości czasu t_2 (5.27). Jeśli wartość bezwzględna składowej tętniącej prądu osiąga wartości rzędu kilkudziesięciu procent wartości średniej prądu, to zmniejszenie wzmocnienia spowodowane obecnością składowej tętniącej jest wystarczające, by układ pracował zawsze w sposób stabilny.

W przypadku przewodzenia przerywanego zanik prądu obciążenia powoduje zjawiska analogiczne do występujących przy zerowaniu integratora. Przedstawione na rys. 5.6d rozwiązanie toru sprzężenia zwrotnego jest więc w przypadku przewodzenia przerywanego (ze względu na kompensację uchybu spowodowanego nieciągłością prądu) korzystniejsze od przedstawionego na rys. 5.1c rozwiązania toru sprzężenia zwrotnego.

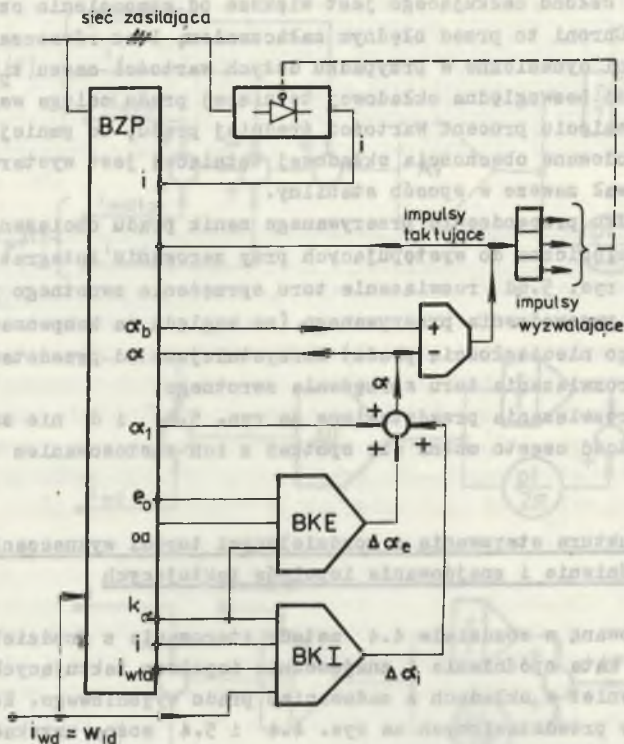
Mimo że rozwiązania przedstawione na rys. 5.6c i d nie są optymalne, w praktyce dość często można się spotkać z ich zastosowaniem [5], [47].

5.6. Struktura sterowania z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących

Zaproponowaną w rozdziale 4.4 metodę sterowania z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących można zastosować również w układach z zadawaniem prądu wyjściowego. Korzystając ze schematów przedstawionych na rys. 4.4 i 5.4 można uzyskać optymalny układ sterowania prostownika z zadaniem prądem wyjściowym i rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących. Jedną z wersji takiego układu przedstawiono na rys. 5.7.

W układzie występują bloki zadawania i pomiarów BZP, kompensacji uchybu prądu BKP, kompensacji zmiany siły elektromotorycznej obciążenia BKE oraz komparator porównujący obliczoną i bieżącą wartość kąta opóźnienia. Impulsy taktujące wysterowujące układy wyzwalania pojawiają się w chwilach zrównania bieżącego kąta opóźnienia α_b z obliczonym α .

Blok zadawania i pomiarów jest synchronizowany napięciem sieciowym, dzięki czemu można określić bieżący kąt opóźnienia α_b . Sygnałem wejściowym bloku zadawania i pomiarów jest wartość średnia prądu zadanego w_{id} , a wielkościami wyjściowymi - kąt wstępnego wysterowania α , współczynnik charakteryzujący pętlę korekcji kąta $k_\alpha = f(\alpha)$ (4.11) oraz określone dla chwili rozpoczęcia komutacji wartość składowej tętniącej zadanego prądu i_{wta} , siła elektromotoryczna obciążenia e_{oa} i ewentualnie prąd i_a . Oprócz tego blok zadawania i pomiarów zapewnia pomiar aktualnych wartości prądu i siły elektromotorycznej, kąta opóźnienia α_1 oraz identyfikację chwili pojawiania się impulsów taktujących. Zaleca się możliwie dokładne obliczanie kąta wstępnego wysterowania.



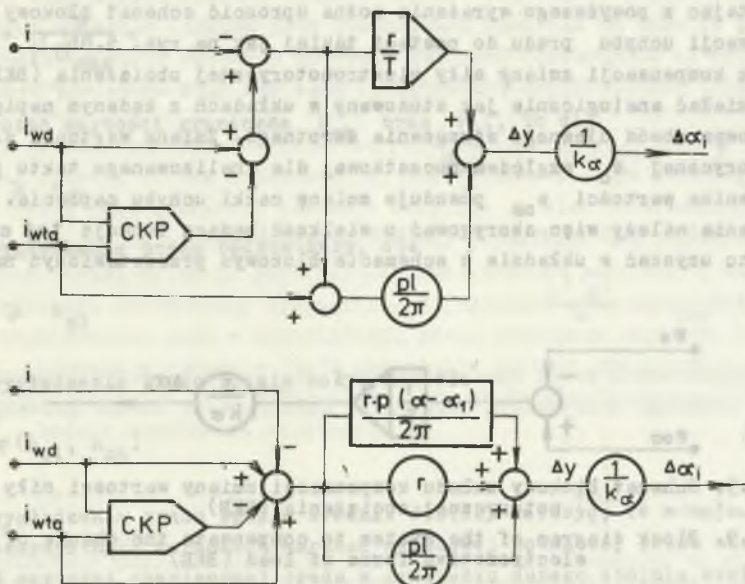
Rys. 5.7. Proponowany ogólny schemat optymalnego układu sterowania prostownika z zadaniem prądu wyjściowego i rozdzielnymi torami wyznaczania kąta opóźnienia oraz czasu pojawienia się impulsów taktujących

Fig. 5.7. Proposed general diagram of optimal control system for a converter with reference current and separated paths for determining a delay angle and finding the tripping pulses

Dla pierwszego załączanego pulsu kąt wstępnego wysterowania oblicza się korzystając np. z zależności (5.20). Uzyska się wtedy

$$\alpha_0 = \arccos(e_{oe} + r w_i + \frac{1}{I_{ao}} \cdot \frac{w_i}{2 \sin \frac{\pi}{m}}). \quad (5.28)$$

Dla następnych pulsów napięcia wyjściowego kąt wstępnego wysterowania można albo obliczyć w ten sam sposób jak dla pulsu pierwszego, albo przyjąć, że jest on równy kątowi α_1 opóźnienia aktualnie przewodzącego zaworu. Do kąta wstępnego wysterowania dodaje się poprawki $\Delta\alpha_1$ oraz $\Delta\alpha_e$ wprowadzone przez bloki kompensacji uchybu prądu i kompensacji zmiany siły elektromotorycznej obciążenia, w wyniku czego uzyskuje się zalecany kąt opóźnienia α .



Rys. 5.8. Schemat blokowy układu kompensacji uchybu prądu (BKP)

a - wersja dokładna, b - wersja przybliżona

Fig. 5.8. Block diagram of current error compensating system (BKP)

a - exact version, b - approximative version

Schemat bloku kompensacji uchybu prądu (BKP) można uzyskać uwzględniając w przedstawionym na rys. 5.1b lub 5.3 schemacie blokowym toru sprzężenia zwrotnego współczynnik wzmocnienia pętli korekcji k_α (4.12). W przypadku korzystania ze schematu blokowego przedstawionego na rys. 5.3a uzyska się schemat blokowy bloku kompensacji uchybu prądu w postaci przedstawionej na rys. 5.8a. Jeśli założyć, że w obrębie pojedynczego analizowanego pulsu napięcia wartości chwilowe rzeczywistego prądu obciążenia i oraz żądanego prądu obciążenia i_w różnią się w przybliżeniu o wartość stałą, to zachodzi wtedy:

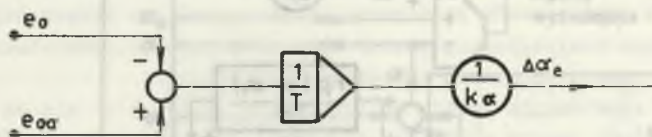
$$i(t) - i_w(t) \approx i_d - i_{wd} \quad (5.29)$$

Po scałkowaniu i przekształceniu powyższej zależności uzyska się wyrażenie:

$$\frac{r}{T} \int_{t_1}^t [i(t) - i_{wd}] dt = r \left[1 + \frac{p(\alpha - \alpha_1)}{2\pi} \right] [i(t) - i_w(t)] \quad (5.30)$$

Korzystając z powyższego wyrażenia można uprościć schemat blokowy układu kompensacji uchybu prądu do postaci takiej jak na rys. 5.8b.

Blok kompensacji zmiany siły elektromotorycznej obciążenia (BKE) powinien działać analogicznie jak stosowany w układach z żądanym napięciem wyjściowym obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego. Zmiana wartości siły elektromotorycznej e_o względem początkowej dla analizowanego taktu pracy prostownika wartości e_{oa} powoduje zmianę całki uchybu napięcia. Kąt opóźnienia należy więc skorygować o wielkość będącą funkcją tej całki. Można to uzyskać w układzie o schemacie blokowym przedstawionym na rys. 5.9.



Rys. 5.9. Schemat blokowy układu kompensacji zmiany wartości siły elektromotorycznej obciążenia (BKE)

Fig. 5.9. Block diagram of the system to compensate the change of the electromotive force of load (BKE)

Układy z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania chwili pojawiania się impulsów taktujących są szczególnie wygodne w układach sterowania cyfrowego, w których zapewniają uniezależnienie dokładności wyznaczania kąta opóźnienia od czasu obliczeń potrzebnego przy wyznaczaniu odpowiednich korekt. Należałoby tu jeszcze dodać, że nowoczesne układy sterowania mikroprocesorowego [25], [28], [29], [30], aczkolwiek w szczegółach różnią się od przedstawionego rozwiązania, można jednak traktować jako układy o rozdzielnym wyznaczaniu kąta opóźnienia i impulsów taktujących.

W pracy [52] oraz w aneksie [dodatek D] przedstawiono przykład symulacji prostego układu sterowania prostownika z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących.

5.7. Wpływ indukcyjności obwodu głównego na dobór struktury sterowania

Wzrost indukcyjności obwodu głównego wyjściowego prostownika polepsza wygładzenie prądu obciążenia, a jednocześnie pogarsza właściwości dynamiczne układu prostowniczego. W podrozdziale 5.2 wyróżniono stopnie wygładzenia prądu na duży, średni i mały, w zależności od maksymalnej wartości składowej tętniącej prądu obciążenia. Proponuje się, aby te pojęcia uściślić definiując stopień wygładzenia prądu jako stosunek wartości znamionowej prądu obciążenia do maksymalnej możliwej wartości składowej tętniącej prądu. Definicji tej odpowiada zapis stopnia wygładzenia prądu w postaci:

$$h_g = \frac{i_N}{|i_t|_{\max}}. \quad (5.31)$$

Jesli założyć wartosci graniczne h_{gh} oraz h_{gl} , to dla

$$h_g \geq h_{gh} \quad (5.32)$$

stopień wygładzenia prądu będzie duży, dla

$$h_g \geq h_{gl} \quad (5.33)$$

stopień wygładzenia prądu będzie mały, zaś dla

$$h_g \in (h_{gl}, h_{gh}) \quad (5.34)$$

stopień wygładzenia prądu będzie sredni. Jesliby założyć, że w najbardziej niekorzystnych warunkach wartosc składowej tętniącej prądu nie przekracza 2% wartosci znamionowej prądu w przypadku dużego stopnia wygładzenia prądu oraz 10% wartosci znamionowej prądu w przypadku sredniego stopnia wygładzenia prądu, to odpowiednie współczynniki wyniosą $h_{gh} = 50$ oraz $h_{gl} = 10$.

W rzeczywistych układach nie zachodzi potrzeba dokładnej znajomosci stopnia wygładzenia prądu, można więc korzystać z zależności przybliżonych. Wygodna jest np. aproksymacja maksymalnej amplitudy składowej tętniącej amplitudą p-tej harmonicznej prądu wyjściowego prostownika, określona dla kąta opóźnienia $\alpha = \frac{\pi}{2}$. Korzystając z przedstawionej w aneksie zależności (A.21) uzyska się:

$$h_g = \frac{2}{\pi} i_N \sqrt{r^2 + p^2 l_g^2}. \quad (5.35)$$

Jesli dodatkowo zachodzi

$$r^2 \ll p^2 l_g^2,$$

to wyrażenie (5.32) uprosi się do postaci:

$$h_g \approx \frac{1}{2} i_N l_g p^2. \quad (5.36)$$

Właściwości dynamiczne obwodu głównego charakteryzuje czas narastania prądu od zera do wartości znamionowej przy zmianie napięcia zasilającego od zera do maksymalnej średniej wartości napięcia wyprostowanego. Dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego czas ten jest określony relacją:

$$t_{\text{nar}} = \frac{1}{\omega R} \ln(1 - r i_N), \quad (5.37)$$

którą można zapisać w formie przybliżonej jako:

$$t_{\text{nar}} \approx \frac{i_N l_E}{\omega}. \quad (5.38)$$

Dla określonych przez czas narastania t_{nar} właściwości dynamicznych obwodu głównego prostownika maksymalna indukcyjność obwodu głównego wyniesie:

$$l_{\text{gmax}} = \frac{t_{\text{nar}}}{i_N}. \quad (5.39)$$

Gdy rzeczywista indukcyjność obwodu głównego jest mniejsza od zalecanej indukcyjności maksymalnej (5.39), można polepszyć stopień wygładzenia prądu wprowadzając w obwód główny indukcyjność dodatkową tak jednak dobraną, by po jej wprowadzeniu był spełniony warunek:

$$l_g \leq l_{\text{gmax}}. \quad (5.40)$$

Wprowadzając do zależności (5.35) rzeczywistą wartość całkowitej indukcyjności obwodu głównego, uzyska się stopień wygładzenia prądu wyjściowego prostownika. Zależnie od stopnia wygładzenia prądu (podrozdział 5.2) należy dobrać strukturę toru sprzężenia zwrotnego.

Podstawiając w wyrażeniu (5.36) indukcyjność obwodu głównego równą jej maksymalnej (dla określonych warunków dynamicznych) wartości (5.39) uzyska się wyrażenie na stopień wygładzenia w postaci:

$$h_g = \pi f p^2 t_{\text{nar}}. \quad (5.41)$$

Z zależności powyższej wynika, że w przypadku czasów narastania prądu rzędu kilku milisekund i przy prawidłowo dobranej indukcyjności obwodu głównego należy się spodziewać dużego stopnia wygładzenia prądu dla układów 12-pulsowych, średniego dla 6-pulsowych, zaś małego dla układów 3- i 2-pulsowych.

W złożonych układach elektromechanicznych może wystąpić w obwodzie obciążenia zjawisko rezozansu. Zależy to od wzajemnych relacji pomiędzy

elektromechaniczną i elektromagnetyczną stałą czasową. W optymalnie sterowanym układzie prostowniczym z podrzędną pętlą regulacji prądu czas regulacji dla obwodu regulacji prądu jest w przybliżeniu równy okresowi impulsowania. Obwód regulacji prądu można więc niezależnie od wartości indukcyjności obwodu głównego aproksymować członem inercyjnym o stałej czasowej równej połowie okresu impulsowania. Stała czasowa charakteryzująca taki obwód prądu jest zazwyczaj znacznie mniejsza od elektromechanicznej stałej czasowej, co na ogół wyklucza możliwość pojawienia się rezonansu.

Przykładem takiej sytuacji jest silnik prądu stałego zasilany z 6-pulsowego prostownika sterowanego optymalnie. W przypadku małych zakłóceń, gdy okres impulsowania jest w przybliżeniu równy średniemu okresowi impulsowania, rezonans w obwodzie prądu obciążenia wystąpi niezależnie od wartości indukcyjności w tych przypadkach, gdy stała elektromechaniczna silnika T_m będzie wypełniała zależność:

$$T_m < \frac{2}{\pi f} \quad (5.42)$$

Dla częstotliwości napięcia zasilającego równej 50 Hz odpowiada to wymaganiu, by

$$T_m < 6,67 \text{ ms}.$$

5.8. Wytyczne przy doborze struktury sterowania

Wyniki rozważań nad układami sterowania prostownika z żądanym prądem wyjściowym stanowią wytyczne do doboru struktury sterowania. Najważniejsze z nich zestawiono poniżej w punktach.

1. Przed przystąpieniem do szczegółowego doboru struktury sterowania należy sprawdzić, czy indukcyjność obwodu obciążenia zapewnia spełnienie wymagań odnośnie do właściwości dynamicznych obwodu głównego.

2. Jeśli indukcyjność obwodu głównego jest zbyt duża, to nawet najlepiej dobrany układ sterowania nie jest w stanie zapewnić optymalnych właściwości dynamicznych.

3. Jeśli wartość indukcyjności obwodu głównego jest mniejsza od wartości maksymalnej ze względu na właściwości dynamiczne, to często korzystnie będzie ją zwiększyć, tak jednak, by nie przekroczyła ona maksymalnej dopuszczalnej wartości.

4. W torze sprzężenia zwrotnego należy stosować regulator proporcjonalno-całkujący, ewentualnie proporcjonalny.

5. Ze względu na występującą w przypadku optymalnie sterowanego układu prostowniczego równowagę pętli sprzężenia zwrotnego dla układów z ujemnym napięciowym i ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym zasady doboru

napięć synchronizujących są w przypadku prostownika z zadanym prądem wyjściowym takie same jak w przypadku prostownika z zadanym napięciem wyjściowym.

6. Wzajemstyczny dobór struktury sterowania należy uzależnić od stopnia wygładzenia prądu. Dla średniego stopnia wygładzenia należy stosować obwód kompensacji składowej tętniącej, zaś dla małego stopnia wygładzenia należy oprócz tego stosować obwód kompensacji wpływu przewodzenia przewanero.

7. W układach prostowniczych z optymalnie dobranym regulatorem w torze prądowego sprzężenia zwrotnego wpływ wartości indukcyjności obwodu głównego na właściwości rezonansowe układu jest zazwyczaj znikomy.

8. W torze wstępnegoysterowania należy uwzględniać siłę elektromotoryczną obciążenia.

9. W przypadku układów o sterowaniu analogowym zaleca się stosowanie quasi-optymalnych układów sterowania przez poziomowanie napięcia sterującego napięciem synchronizującym.

10. W cyfrowych układach sterowania zaleca się stosowanie układów sterowania z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i chwili pojawienia się impulsów taktujących o strukturze analogicznej do struktury optymalnych układów sterowanych przez poziomowanie.

6. WPŁYW DODATKOWEJ INERCJI W TORZE SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNE PROSTOWNIKA

6.1. Przebieg linii pierwiastkowych

Jeśli w torze sprzężenia zwrotnego prostownika znajdzie się dodatkowy człon inercyjny o transmitancji

$$K_{in}(s) = \frac{1}{1 + sT_{in}}, \quad (6.1)$$

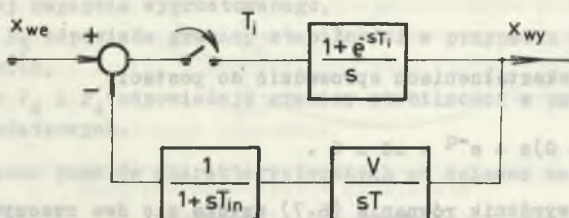
to model impulsowy takiego układu prostowniczego przyjmie postać taką, jak to przedstawiono na rys. 6.1. W impulsowym modelu równoważnym zastępuje się rzeczywisty okres impulsowania T_i średnim okresem impulsowania T . W związku z tym przy stosowaniu impulsowych metod analizy należy stałą czasową dodatkowego członu inercyjnego w torze sprzężenia zwrotnego przemnożyć przez iloraz T/T_i .

Wprowadzając współczynnik

$$q = \frac{T_i}{T} \quad (6.2)$$

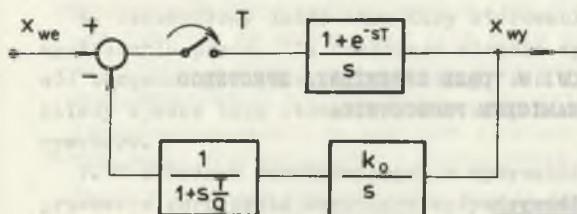
uzyska się wyrażenie

$$G(s) = \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1 - e^{-sT}}{s^2(1 + s \frac{T}{q})}, \quad (6.3)$$



Rys. 6.1. Model impulsowy układu prostowniczego objętego ujemnym całkującym sprzężeniem zwrotnym z dodatkowym elementem inercyjnym

Fig. 6.1. Discrete model of converter with negative integral feedback and with an additional inertial element



rys. 6.2. Równoważny model impulsowy układu prostowniczego objętego ujemnym całkującym sprzężeniem zwrotnym z dodatkowym elementem inercyjnym

Fig. 6.2. Equivalent discrete model of converter with negative integral feedback and with an additional inertial element

opisujące transmitancję operatorową otwartej pętli sprzężenia zwrotnego dla układu prostowniczego zawierającego dodatkowy element inercyjny w torze sprzężenia zwrotnego. Odpowiadający tej transmitancji równoważny model impulsowy przedstawiono na rys. 6.2. Przez k_0 oznaczono tu współczynnik wzmocnienia toru sprzężenia zwrotnego dla układu nie zawierającego dodatkowego członu inercyjnego.

Transmitancji (6.3) odpowiada transmitancja dyskretna

$$G(z) = G \frac{z + A}{(z - 1)(z - e^{-q})}, \quad (6.4)$$

przy czym

$$G = k_0 \left(1 - \frac{1 - e^{-q}}{q} \right), \quad (6.5)$$

zas

$$A = \frac{1 - e^{-q} - q e^{-q}}{q + e^{-q} - 1}. \quad (6.6)$$

Równanie charakterystyczne (2.19)

$$G(z) + 1 = 0$$

można po prostych przekształceniach sprowadzić do postaci:

$$z^2 - (1 + e^{-q} - G)z + e^{-q} + AG = 0. \quad (6.7)$$

Przyrównując do zera wyróżnik równania (6.7) uzyska się dwa rzeczywiste miejsca zerowe o wartości G_1 większej i G_2 mniejszej. Zależnie od relacji pomiędzy wartością G a wartościami G_1 oraz G_2 równanie charakterystyczne (6.6) będzie posiadało dwa pierwiastki rzeczywiste, jeden podwójny pierwiastek rzeczywisty lub dwa pierwiastki zespolone sprzężone typu

$$z_{1,2} = x + jy, \quad (6.8)$$

Pierwiastki zespolone są opisane zależnościami:

$$x = \frac{1}{2}(1 + e^{-q} - G) \quad (6.9)$$

oraz

$$y^2 = -\frac{1}{4} [G^2 - 2G(1 + e^{-q} + 2A) + (1 - e^{-q})^2] \quad (6.10)$$

lub w formie wykładniczej wyrażeniem:

$$z_{1,2} = \sqrt{A G + e^{-q}} e^{\pm j\varphi}, \quad (6.11)$$

przy czym

$$\varphi = \arccos \frac{1 + e^{-q} - G}{2 \sqrt{A G + e^{-q}}}. \quad (6.12)$$

Części rzeczywista x i urojona y pierwiastków równania charakterystycznego są powiązane równaniem okręgu:

$$(x + A)^2 + y^2 = (A + 1)(A + e^{-q}). \quad (6.13)$$

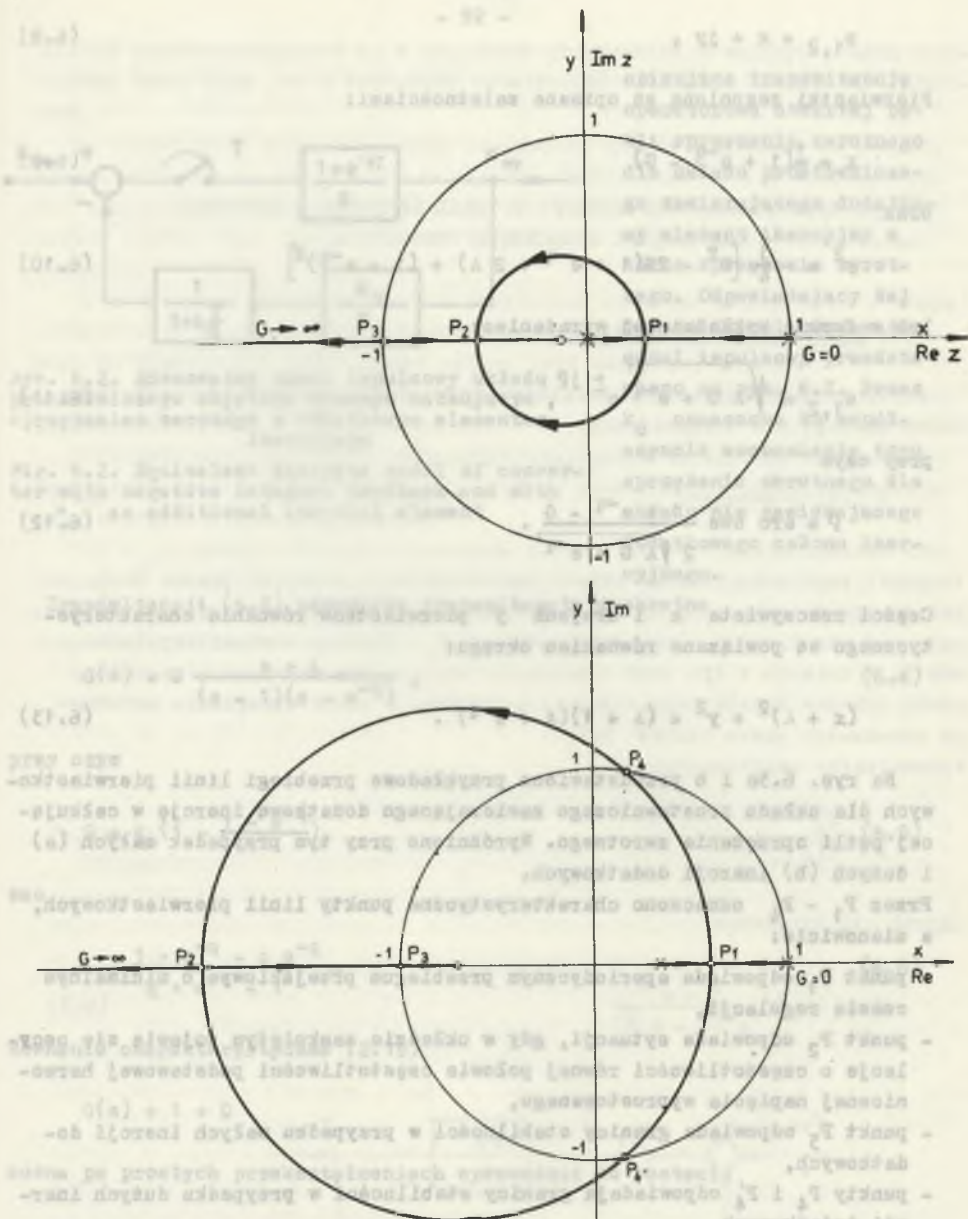
Na rys. 6.3a i b przedstawiono przykładowe przebiegi linii pierwiastkowych dla układu prostowniczego zawierającego dodatkową inercję w całkującej pętli sprzężenia zwrotnego. Wyróżniono przy tym przypadek małych (a) i dużych (b) inercji dodatkowych.

Przez $P_1 - P_4$ oznaczono charakterystyczne punkty linii pierwiastkowych, a mianowicie:

- punkt P_1 odpowiada aperiodycznym przebiegom przejściowym o minimalnym czasie regulacji,
- punkt P_2 odpowiada sytuacji, gdy w układzie zamkniętym pojawia się oscylacje o częstotliwości równej połowie częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia wyprostowanego,
- punkt P_3 odpowiada granicy stabilności w przypadku małych inercji dodatkowych,
- punkty P_4 i P'_4 odpowiadają granicy stabilności w przypadku dużych inercji dodatkowych.

Współrzędne punktów charakterystycznych są opisane za pomocą następujących wyrażeń:

$$x_1 = \sqrt{(A + 1)(A + e^{-q})} - A, \quad y_1 = 0, \quad (6.14)$$



Rys. 6.3. Przebiegi linii pierwiastkowych układu prostowniczego z ujemnym całkującym sprzężeniem zwrotnym

a - dla małych inercji dodatkowych, b - dla dużych inercji dodatkowych

Fig. 6.3. Root locus plot for converter with negative integral feedback

a - for small additional inertia, b - for great additional inertia

$$x_2 = - \sqrt{(A+1)(A+e^{-q})} - A, \quad y_2 = 0, \quad (6.15)$$

$$x_3 = -1, \quad y_3 = 0, \quad (6.16)$$

$$x_4 = x'_4 = \frac{1}{2A} (A + e^{-q} + A e^{-q} - 1),$$

$$y_4 = -y'_4 \left[1 - \frac{(A + e^{-q} + A e^{-q} - 1)^2}{4 A^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (6.17)$$

Punktem tym odpowiadają wzmacnienia:

$$G_1 = 1 + e^{-q} + 2A - 2 \sqrt{(A+1)(A+e^{-q})}, \quad (6.18)$$

$$G_2 = 1 + e^{-q} + 2A + 2 \sqrt{(A+1)(A+e^{-q})}, \quad (6.19)$$

$$G_3 = \frac{2(1 + e^{-q})}{1 - A}, \quad (6.20)$$

$$G_4 = \frac{1 - e^{-q}}{A}, \quad (6.21)$$

Korzystając z zależności (6.5) i (6.6) można wykazać, że wzmacnieniom G_3 i G_4 odpowiadają wzmacnienia:

$$k_{03} = \frac{2}{1 - \frac{2(1 - e^{-q})}{q(1 + e^{-q})}} \quad (6.22)$$

oraz

$$k_{04} = \frac{q(1 - e^{-q})}{1 - q - q e^{-q}}. \quad (6.23)$$

W przypadku korzystania z linii pierwiastkowych przy analizie właściwości dynamicznych układów impulsowych fizykalna interpretacja uchybu i przeregulowania wynika z podstawowych właściwości transformaty z [1], [2]. Maksymalny uchyb dodatni $\sum_{\max}$ (przeregulowanie) wystąpi mianowicie w i-tym takcie, dla którego wyrażenie

$$\sum_{\max} = -\operatorname{Re}[z^i] \quad (6.24)$$

przyjmuje wartość maksymalną, zaś maksymalny uchyb ujemny $\zeta_{\min}$ wystąpi w j-tym takcie, dla którego wyrażenie

$$\zeta_{\min} = -\operatorname{Re} [z^j] \quad (6.25)$$

przyjmuje wartość minimalną.

6.2. Stabilność układu prostowniczego

W przypadku bezinercyjnych układów impulsowych objętych całkującą pętlą sprzężenia zwrotnego granica stabilności występuje przy wzmacnieniu pętli sprzężenia zwrotnego równym dwa. Jeśli układy te zawierają dodatkowo człon inercyjny w torze sprzężenia zwrotnego, to granicy s t a b i l n o ś c i odpowiada punkt P_3 lub P_4 linii pierwiastkowych przedstawionych na rys. 6.3a i b. Punktom P_3 i P_4 odpowiadają wzmacnienia bezinercyjnej części układu k_{03} i k_{04} określone zależnościami (6.22) i (6.23). Wzmocnienie krytyczne odpowiadające granicy stabilności wyniesie więc

$$k_{og} = \begin{cases} k_{03} & \text{dla } q > q_g \\ k_{04} & \text{dla } q < q_g \end{cases}, \quad (6.26)$$

przy czym q_g jest wartością współczynnika q , dla której $k_{03} = k_{04}$ i stanowi ono rozwiązanie równania

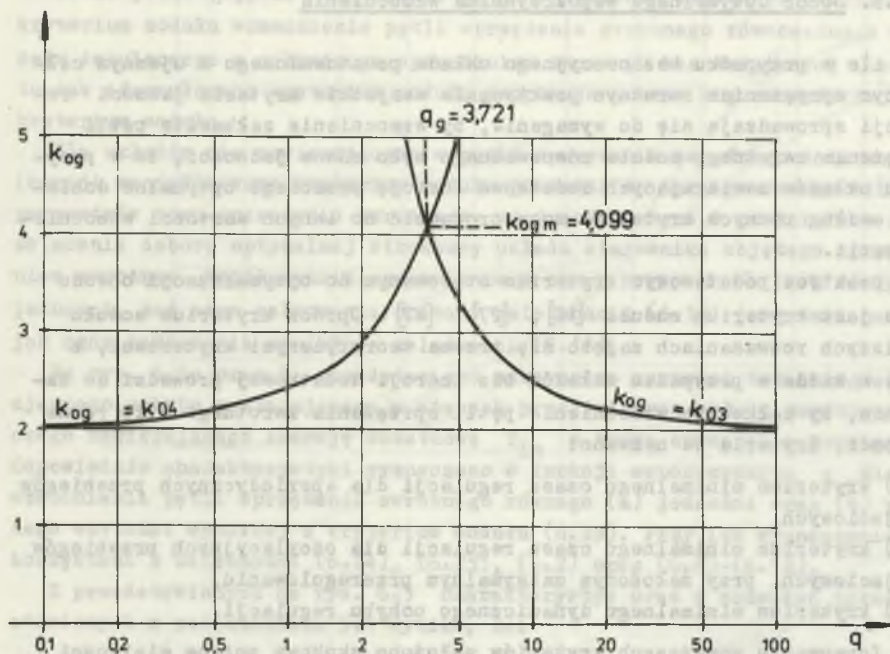
$$q = \frac{4(1 - e^{-q})}{(1 + e^{-q})^2}. \quad (6.27)$$

Dla $q = q_g$ współczynnik k_{og} przyjmuje wartość maksymalną $k_{og \max}$.

W przybliżeniu zachodzi

$$\left. \begin{array}{l} q_g = 3,721 \\ \text{oraz} \\ k_{ogm} = 4,099 \end{array} \right\} \quad (6.28)$$

Zależność współczynników k_{03} , k_{04} oraz k_{og} od współczynnika q przedstawiono graficznie na rys. 6.4. Z relacji $k_{og} = f(q)$ wynika, że wprowadzenie dodatkowego członu inercyjnego w torze sprzężenia zwrotnego powoduje w z r o s t z a p a s u s t a b i l n o ś c i. Szczególnie



Rys. 6.4. Wartość współczynnika wzmocnienia k_{Og} , przy którym zostanie osiągnięta granica stabilności

Fig. 6.4. The value of gain factor k_{Og} by means of which the system achieves the stability limit

wyrażenie występuje to dla q (2,5, 5). Dla $q \rightarrow 0$, oraz $q \rightarrow \infty$ współczynnik k_{Og} dąży natomiast do dwóch.

Zjawisko wzrostu zapasu stabilności w przypadku niewielkich inercji dodatkowych w torze sprzężenia zwrotnego można wykorzystać do układów sterowania prostowników, w których nie ma możliwości dokładnego określenia wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego. Wprowadzenie dodatkowego elementu inercyjnego o stałej czasowej wynoszącej 20-40% wartości średniego okresu impulsowania T pogorszy wprawdzie nieco własności dynamiczne prostownika dla optymalnie dobranego wzmocnienia, niemniej zapewni prawie dwukrotne zwiększenie wzmocnienia maksymalnego odpowiadającego granicy stabilności.

6.3. Dobór optymalnego współczynnika wzmacnienia

O ile w przypadku bezinercyjnego układu prostowniczego z ujemnym całkowitym sprzężeniem zwrotnym praktycznie wszystkie kryteria jakości regulacji sprowadzają się do wymagania, by wzmacnienie całkowite pętli sprzężenia zwrotnego modelu równoważnego było równe jedności, to w przypadku układów zawierających dodatkową inercję przebiegi optymalne dobierane według różnych kryteriów mogą prowadzić do innych wartości wzmacnienia pętli.

W praktyce podstawowym kryterium stosowanym do optymalizacji obwodu prądu jest kryterium modułu [10], [27], [47]. Oprócz kryterium modułu w dalszych rozważaniach zajęto się trzema teoretycznymi kryteriami, z których każde w przypadku układów bez inercji dodatkowej prowadzi do zalecenia, by całkowite wzmacnienie pętli sprzężenia zwrotnego było równe jedności. Kryteria te nazwano:

- 1) kryterium minimalnego czasu regulacji dla aperiodycznych przebiegów przejściowych,
- 2) kryterium minimalnego czasu regulacji dla oscylacyjnych przebiegów przejściowych, przy założonym maksymalnym przeregulowaniu,
- 3) kryterium minimalnego dynamicznego uchybu regulacji.

Przy formowaniu powyższych kryteriów założono skokową zmianę wielkości zadającej.

Kryterium modułu obowiązuje dla układów ciągłych i liniowych. W przypadku skokowej zmiany wartości prądu zadanego powinno ono zapewnić w przybliżeniu skokową zmianę wartości prądu wyjściowego. Układy prostownicze są dyskretnie i nieliniowe. By móc korzystać z kryterium modułu stosuje się więc aproksymację członu impulsowego liniowym członem inercyjnym [47].

W przypadku takiej aproksymacji do regulacji prądu prostownika należy zgodnie z kryterium modułu [47] stosować regulator PI o parametrach tak dobranych, by dla przyjętego w pracy układu wielkości względnych wzmacnienie toru sprzężenia zwrotnego wynosiło:

$$k = \frac{1}{T + 2T_{in}} \quad (6.29)$$

przy czym T_{in} jest równe sumie dodatkowych małych inercji występujących w torze sprzężenia zwrotnego, a spowodowanych opóźnieniami występującymi w układach sterowania, wyzwalania i pomiaru. Czas całkowania regulatora prądu powinien być natomiast równy

$$T_{ri} = \frac{1}{2\pi f_r} \quad (6.30)$$

Jeśli przez pojęcie wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego przyjąć w kryterium modułu wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego równoważnego modelu impulsowego z całkującym sprzężeniem zwrotnym bez dodatkowej inercji, to tak sformułowane kryterium modułu proponuje nazywać się zmodyfikowanym kryterium modułu.

Dla układów nie zawierających w pętli sprzężenia zwrotnego dodatkowej inercji zmodyfikowane kryterium modułu prowadzi do takiego samego doboru parametrów toru sprzężenia zwrotnego, co przedstawione w rozdziałach 2-5 zalecenia doboru optymalnej struktury układu sterownika objętego sprzężeniem zwrotnym. Współczynnik wzmocnienia w obu przypadkach jest równy jedności, zaś czas całkowania opisany zależnością (6.30) jest taki sam, jak czas całkowania wynikły z zależności (5.16).

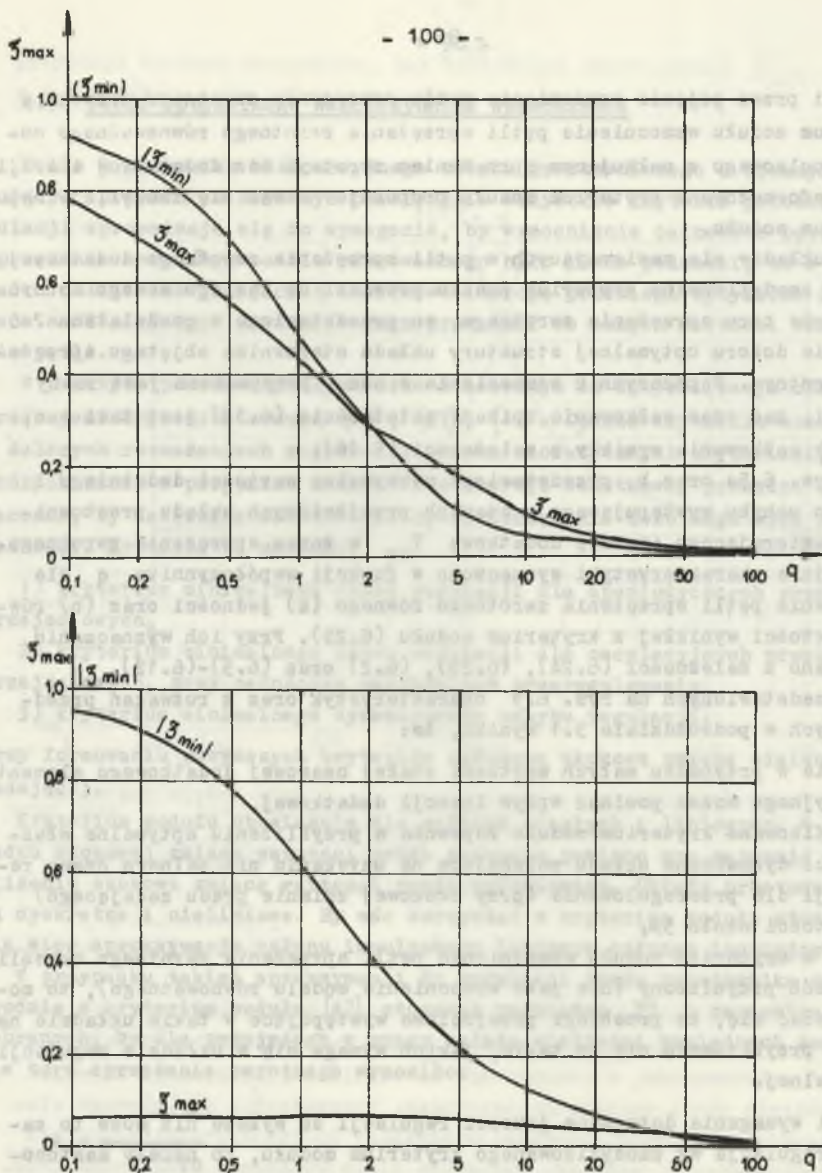
Na rys. 6.5a oraz b przedstawiono maksymalne wartości dodatniego i ujemnego uchybu występującego w stanach przejściowych układu prostowniczego zawierającego inercję dodatkową T_{in} w torze sprzężenia zwrotnego. Odpowiednie charakterystyki wyznaczono w funkcji współczynnika q dla wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego równego (a) jedności oraz (b) równego wartości wynikłej z kryterium modułu (6.29). Przy ich wyznaczaniu korzystano z zależności (6.24), (6.25), (6.2) oraz (6.5)-(6.12).

Z przedstawionych na rys. 6.5 charakterystyk oraz z rozważań przedstawionych w podrozdziale 3.1 wynika, że:

- jedynie w przypadku małych wartości stałej czasowej dodatkowego elementu inercyjnego można pominąć wpływ inercji dodatkowej,
- zmodyfikowane kryterium modułu zapewnia w przybliżeniu optymalne właściwości dynamiczne układu polegające na uzyskaniu minimalnego czasu regulacji dla przeregulowania (przy skokowej zmianie prądu zadającego) o wartości około 5%,
- jeśli w kryterium modułu wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego określić w sposób przybliżony (nie jako wzmocnienie modelu równoważnego), to może okazać się, że przebiegi przejściowe występujące w takim układzie nawet w przybliżeniu nie są takie, jakich wymaga się w układzie regulacji optymalnej.

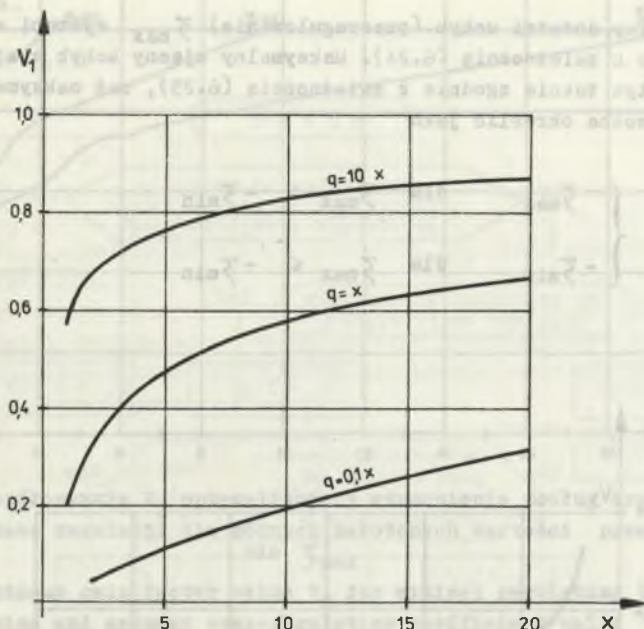
Jeśli wymagania dotyczące jakości regulacji są wyższe niż może to zapewnić regulacja wg zmodyfikowanego kryterium modułu, to należy zastosować dobór regulatora zgodnie z odpowiednim kryterium. W przypadku trzech wymienionych kryteriów teoretycznych spełnienie ich będzie polegało na określeniu wzmocnienia V_1 , V_2 , lub V_3 pętli sprzężenia zwrotnego modelu równoważnego bez inercji dodatkowej takiego, by układ z inercją dodatkową spełniał odpowiednie kryterium.

Pierwsze z zalecanych kryteriów - kryterium minimalnego czasu regulacji dla aperiodycznych przebiegów przejściowych - odpowiada pracy w punkcie P_1 przedstawionego na rys. 6.3 wykresu linii pierwiastkowych. Odpo-



Rys. 6.5. Zależność maksymalnych wartości dodatniego $\zeta_{\max}$ i ujemnego $\zeta_{\min}$ uchybu od współczynnika $q = T_i/T_{in}$
 a - dla wzmacnienia pętli sprzężenia zwrotnego modelu równoważnego równego jedności, b - dla wzmacnienia pętli sprzężenia zwrotnego dobranego wg zmodyfikowanego kryterium modułu

Fig. 6.5. Dependence of maximal $\zeta_{\max}$ and minimal $\zeta_{\min}$ error value of coefficient $q = T_i/T_{in}$
 a - for the unity gain factor of the equivalent discrete model feedback loop, b - for the gain factor according to modified absolute value criterion



Rys. 6.6. Wartość współczynnika wzmocnienia V_1 , zapewniającego pracę układu prostokątnego z minimalnym czasem regulacji dla przebiegów aperiodycznych

Fig. 6.6. Gain factor value V_1 , which ensures the converter work with minimized regulating time for aperiodic transient

wiedni współczynnik wzmocnienia zapewniający optymalną pracę pętli sprzężenia zwrotnego wyniesie więc:

$$V_1 = \frac{q}{q - 1 + e^{-q}} G_1. \quad (6.31)$$

Podstawiając zależność (6.21) do wyrażenia (6.31) uzyska się współczynnik V_1 w postaci funkcji:

$$V_1 = f(q), \quad (6.32)$$

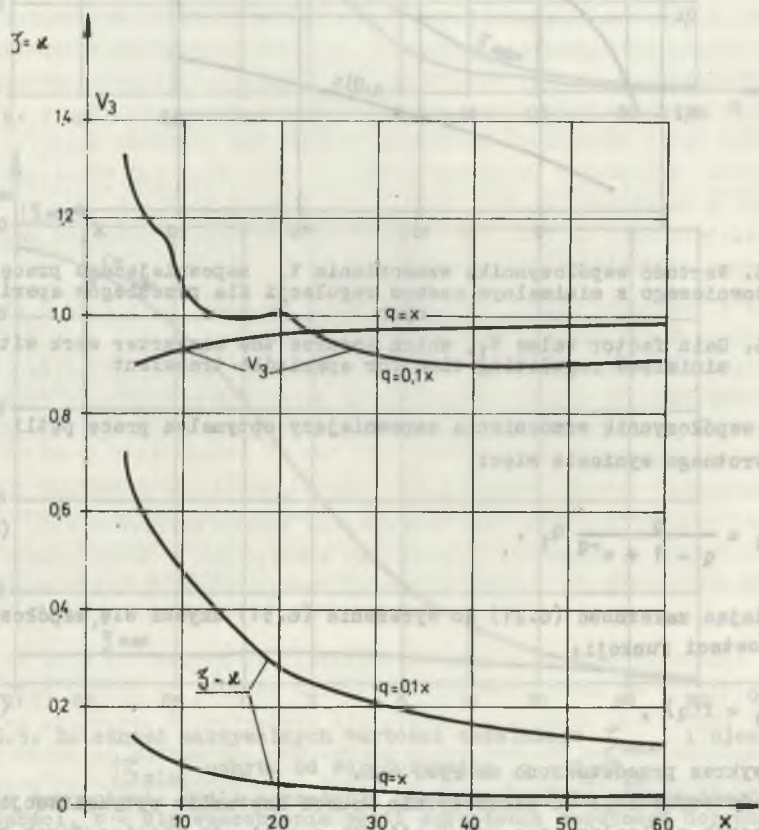
której wykres przedstawiono na rys. 6.6.

Przy interpretacji na płaszczyźnie Gaussa kryteriów optymalizacji zapewniających minimalny czas regulacji dla przebiegów oscylacyjnych wygodnie jest posłużyć się ciągiem:

$$\{ \operatorname{Re} [z^n] \}. \quad (6.33)$$

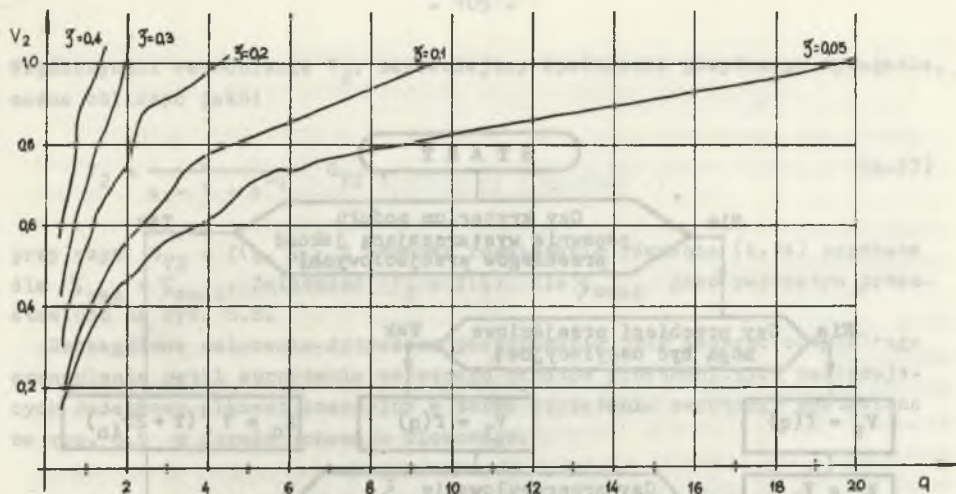
Maksymalny dodatni uchyb (przeregulowanie) $\zeta_{\max}$ wystąpi w i-tym takcie źródle z zależnością (6.24). Maksymalny ujemny uchyb wystąpi natomiast w j-tym takcie zgodnie z zależnością (6.25), zaś maksymalny uchyb regulacji można określić jako

$$\varepsilon = \begin{cases} \zeta_{\max} & \text{dla } \zeta_{\max} \geq -\zeta_{\min} \\ -\zeta_{\min} & \text{dla } \zeta_{\max} < -\zeta_{\min} \end{cases} \quad (6.34)$$



Rys. 6.7. Współczynnik optymalizujący V_3 i przeregulowanie $\zeta_{\max}$ przy zastosowaniu kryterium najmniejszej wartości bezwzględnej uchybu maksymalnego

Fig. 6.7. Optimum gain factor value V_3 and over-regulation coefficient $\zeta_{\max}$ for minimal absolute value criterion



Rys. 6.8. Współczynnik V_2 optymalizujący wzmacnienie podług kryterium minimalnego czasu regulacji dla różnych założonych wartości przeregulowania $Z_{\max}$

Fig. 6.8. Optimum gain factor value V_2 for minimal regulating time criterion and assumed over-regulation coefficient value $Z_{\max}$

Praca prostownika z minimalną wartością bezwzględną uchybu regulacji wystąpi wtedy, gdy

$$Z_{\max} + Z_{\min} = 0. \quad (6.35)$$

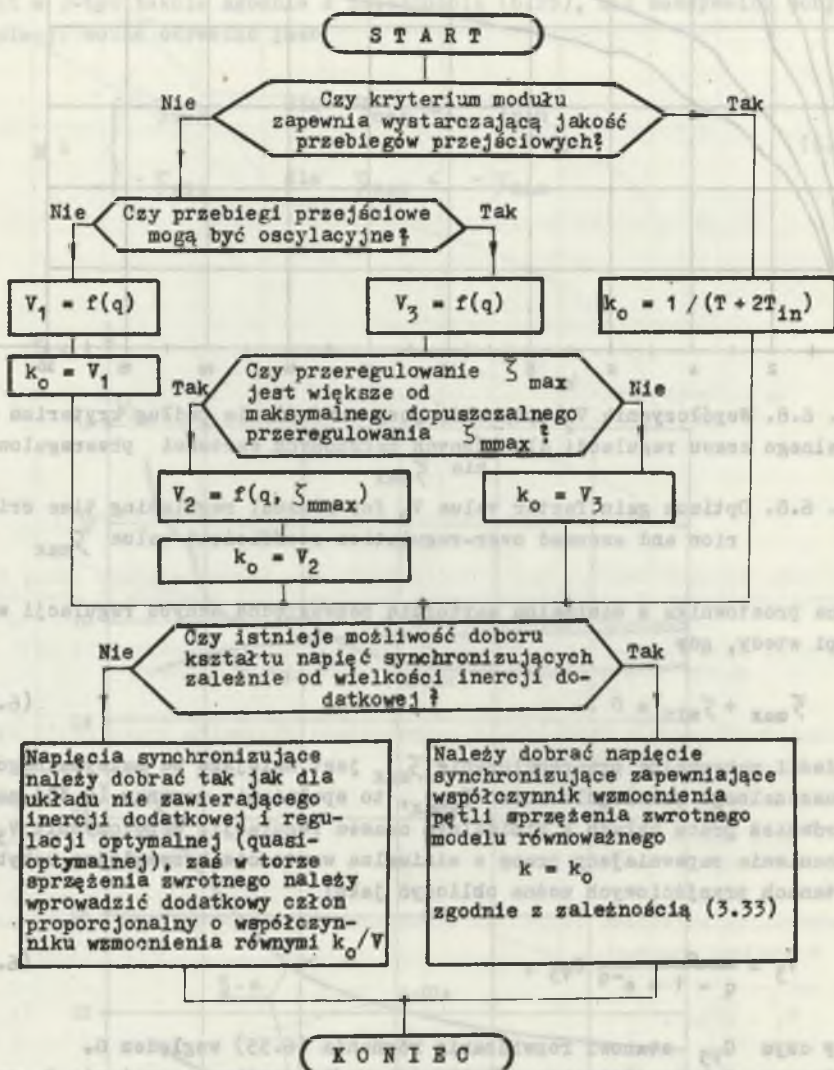
Jeśli maksymalne przeregulowanie $Z_{\max}$ jest mniejsze od maksymalnego dopuszczalnego przeregulowania $Z_{\max}$, to spełnienie warunku (6.35) zapewni również pracę układu z minimalnym czasem regulacji. Współczynnik V_3 wzmacnienia zapewniający pracę z minimalną wartością bezwzględną uchybu w stanach przejściowych można obliczyć jako:

$$V_3 = \frac{q}{q - 1 + e^{-q}} G_{V3}, \quad (6.36)$$

przy czym G_{V3} stanowi rozwiązanie równania (6.35) względem G .

Na rys. 6.7 przedstawiono zależność współczynnika wzmacnienia V_3 oraz odpowiadającego mu przeregulowania $Z_{\max}$ jako funkcję współczynnika q .

Jeśli przeregulowanie maksymalne $Z_{\max}$ okaże się większe od dopuszczalnego przeregulowania maksymalnego $Z_{\max}$, to należy wtedy zmniejszyć wzmacnienie układu, mimo że powoduje to zwiększenie uchybu regulacji w początkowych taktach pracy po pojawieniu się zakłócenia.



Rys. 6.9. Schemat blokowy postępowania przy doborze wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego układu prostowniczego zawierającego inercję dodatkową w torze sprzężenia zwrotnego

Fig. 6.9. Block diagram for calculation of gain factor of converter feedback loop with additional inertia

Współczynnik wzmocnienia V_2 , zapewniający spełnienie powyższego wymagania, można obliczyć jako:

$$V_2 = \frac{q}{q - 1 + e^{-q}} G_{V2}, \quad (6.37)$$

przy czym $G_{V2} = f(q, \xi_{\max})$ stanowi rozwiązanie równania (6.24) uzyskane dla $\xi_{\max} = \xi_{\max}$. Zależność $V_2 = f(q)$ dla $\xi_{\max}$ jako parametru przedstawiono na rys. 6.8.

Szczegółowe zalecenia dotyczące postępowania przy doborze optymalnego wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego układów prostowniczych zawierających dodatkowo element inercyjny w torze sprzężenia zwrotnego zestawiono na rys. 6.9 w formie schematu blokowego.

7. OMÓWIENIE REZULTATÓW PRACY

7.1. Weryfikacja wyników za pomocą badań symulacyjnych

W celu weryfikacji przedstawionych metod analizy i syntezy struktur sterowania układów prostowniczych przeprowadzono badania symulacyjne na modelu cyfrowym [52]. Zakres badań objął całość zjawisk omówionych w rozdziałach [3, 4, 5] oraz 6. Sprawdzono zachowanie się prostownika objętego napięciowym lub prądowym sprzężeniem zwrotnym dla całkującej pętli sprzężenia zwrotnego. Badania wykonano dla prostownika obciążonego obwodem RL-E i przy różnych kształtach napięć synchronizujących zarówno dla prądów ciągłych, jak i przerywanych. Przebadano również wpływ inercji dodatkowej na właściwości układu prostowniczego. Otrzymane wyniki okazały się w pełni zgodne z rezultatami rozważań teoretycznych. Opracowanie zawierające wyniki badań [52] ma jednak zbyt dużą objętość, by można je było zamieścić w pracy. W tej sytuacji zdecydowano się zrezygnować ze szczegółowego prezentowania wyników a w dołączonym do pracy aneksie [dodatek D] przedstawiono jedynie wybrane przykłady obliczeniowe i odpowiadające im wyniki badań symulacyjnych. Przykłady te dobrano tak, by ilustrowały one najważniejsze zagadnienia występujące w pracy.

7.2. Zalecenia przy doborze struktur sterowania prostownika z punktu widzenia właściwości dynamicznych obwodu regulacji prądu lub napięcia wyjściowego

Przy doborze struktury sterowania układu prostowniczego należy:

- 1 - określić rodzaj stosowanej regulacji (regulacja analogowa lub cyfrowa),
- 2 - dobrać typ regulatora,
- 3 - przeanalizować potrzebę i możliwości stosowania członów kompensujących tętnienia prądu i przewodzenie przerywane,
- 4 - określić wymagania dynamiczne stawiane członom pomiarowym,
- 5 - w przypadku układów zawierających inercję dodatkową w pętli sprzężenia zwrotnego przyjąć kryterium optymalizacji,
- 6 - zalecić sposób uwzględnienia ewentualnych nieliniowych indukcyjności,
- 7 - dobrać napięcia synchronizujące,

- 8 - zaproponować szczegółowy dobór struktury sterowania,
- 9 - dokonać ewentualnej korekty współczynnika wzmocnienia.

W rozważaniach dotyczących doboru wzmocnienia regulatora oraz oceny jego pracy jako wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego należy przyjąć wzmocnienie odpowiedniego modelu równoważnego.

W powyższym zestawieniu pominięto problem doboru schematu połączeń obwodu głównego jako że układ połączeń obwodu głównego zostaje zazwyczaj narzucony jeszcze przed przystąpieniem do analizy układu sterowania.

Przy doborze rodzaju stosowanej regulacji należy przeanalizować, które z nich zezwoli na stosowanie prostszych rozwiązań (dla założonych wymagań odnośnie jakości regulacji), rozpatrzyć wymagania stawiane poszczególnym przedsięwzięciom, ich dostępność i koszt oraz uwzględnić szczegółowe uwagi przedstawione w podrozdziałach 4.5 oraz 5.8.

Regulator w pętli sprzężenia zwrotnego należy dobrać tak, by pętla sprzężenia zwrotnego miała charakter bezinercyjny członu całkującego. Szczegółowe zalecenia dotyczące doboru regulatora oraz potrzeby i możliwości realizacji członów kompensujących tętnienia i nieciągłość prądu przedstawiono w rozdziale 4 dla układów z ujemnym napięciowym sprzężeniem zwrotnym oraz w rozdziale 5 dla układów z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym.

Chcąc uzyskać wysoką jakość regulacji należy w torze sprzężenia zwrotnego stosować bezinercyjne człony oporowe. Jeśli jednak wystąpi sytuacja, że nie ma możliwości całkowitego wyeliminowania dodatkowych inercji i opóźnień w torze sprzężenia zwrotnego, to należy zmniejszyć wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego zgodnie z zaleceniami przedstawionymi w podrozdziale 6.3.

Nieliniowości spowodowane obecnością elementów indukcyjnych można uwzględnić linearyzując je odpowiednio w każdym takcie pracy prostownika. W przypadku sterowania cyfrowego zagadnienie to jest proste i sprowadza się do stabilizowania funkcji $l_a = f(w_1)$ oraz $l = f(w_1)$, a następnie korzystania ze stabilizowanych wartości. W przypadku sterowania analogowego najczęściej rezygnuje się z adaptacyjnego dostrajania regulatora i stosuje linearyzację indukcyjności w całym zakresie pracy prostownika. Trzeba jednak wtedy dodatkowo sprawdzić, czy nie pojawią się zakresy pracy, w których układ zlinearyzowany byłby sterowany optymalnie, a rzeczywisty układ nieliniowy odznaczał się niekorzystnymi własnościami dynamicznymi, a nawet był niestabilny. W takich sytuacjach czasem ze względu na stabilność układu zamkniętego korzystnie jest, aby w pętli sprzężenia zwrotnego znajdował się dodatkowy człon inercyjny o stałej czasowej, wynoszącej około $0,27 T$.

Optymalne napięcie synchronizujące potraktowane jako funkcja kąta opóźnienia powinno stanowić kombinację liniową przesuniętej kosinusoidy oraz składowej liniowej o amplitudzie proporcjonalnej do prądu komutacji. W przypadku analogowych układów sterowania zaleca się, by ze względu na

uproszczenie struktury sterowania zamiast optymalnych stosować quasi-optymalne napięcia synchronizujące. W przypadku układów sterowanych cyfrowo z rozdzielnym wyznaczaniem kąta opóźnienia i chwili pojawiania się impulsów taktujących napięcie synchronizujące nie występuje w formie jawnej, lecz jako odwrotnie proporcjonalny do wzmacnienia pętli korekcji kąta współczynnik $k_{\alpha} = f(\alpha, i_a)$. Stosując przybliżenie $i_a \approx w_1$ łatwo więc współczynnik ten stabilizować. W przypadku układów zawierających w torze sprzężenia zwrotnego dodatkowe inercje lub opóźnienia należy skorygować napięcie synchronizujące lub wzmacnienie w torze sprzężenia zwrotnego (podrozdział 6.3).

7.3. Zakończenie

W pracy przedstawiono nową oryginalną metodę badania właściwości dynamicznych układu prostowniczego, zweryfikowaną za pomocą badań symulacyjnych na modelu cyfrowym. Zaproponowano modyfikację kryterium modułu dla układów prostowniczych oraz znaleziono ogólną strukturę optymalnego sterowania prostownika objętego napięciowym lub prądowym sprzężeniem zwrotnym i to zarówno dla przypadku przewodzenia ciągłego, jak i przerywanego.

Najważniejsze uzyskane rezultaty to:

- 1 - opracowanie prostego a równocześnie dokładnego modelu impulsowego prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym, nazwanego przez autora równoważnym modelem impulsowym,
- 2 - wykazanie, że optymalne napięcie synchronizujące prostownika objętego ujemnym sprzężeniem zwrotnym, potraktowane jako funkcja kąta opóźnienia, jest kombinacją liniową kosinusoidy przesuniętej i funkcji liniowej,
- 3 - znalezienie optymalnej struktury sterowania prostownika z zadawaniem napięcia wyjściowego,
- 4 - znalezienie optymalnej struktury sterowania prostownika z zadawaniem prądu wyjściowego, słusznej zarówno dla układów, w których występuje przewodzenie ciągłe, jak i przerywane,
- 5 - określenie wpływu dodatkowych inercji na własności dynamiczne prostownika objętego sprzężeniem zwrotnym,
- 6 - sprecyzowanie zmodyfikowanego kryterium modułu dla obwodu regulacji prądu układów prostowniczych.

Na zakończenie autor wyraża nadzieję, że zarówno proponowana przez niego optymalna struktura sterowania prostownika, zmodyfikowane kryterium modułu, jak i metoda badania właściwości dynamicznych prostownika dzięki temu, że łączy dużą dokładność i prostotę rozwiązań, znajdują powszechne zastosowanie w praktyce inżynierskiej.

Trzeba przy tym zwrócić uwagę na dwa rodzaje układów, w których zastosowanie przedstawionych metod badawczych jest szczególnie korzystne.

Są to:

- a) zasilane z wielopulsowych układów prostowniczych o komutacji zewnętrznej tyrystorowe napędy prądu stałego o dużych wymaganiach dynamicznych,
- b) tyrystorowe cyklokonwertory, które wprowadzicie formalnie są przemiennikami częstotliwości, niemniej konstrukcyjnie stanowią podwójne układy prostownicze o specyficznym sposobie sterowania i wysokich wymaganiach pod względem dynamiki.

LITERATURA

- [1] Ackermann J.: Regulacja impulsowa, WNT, Warszawa 1976.
- [2] Amborski K., Marusak A.: Teoria sterowania w ćwiczeniach. WNT, Warszawa 1978.
- [3] Bem D.J.: Pętla synchronizacji fazy. Hi-Fi Audio-Video 1984 1, Wyd. NOT - SIGMA.
- [4] Buehler H.: Einführung in die Theorie geregelter Gleichstromantriebe, Birkhäuser Verlag, Basel und Stuttgart 1962.
- [5] Bizikow W.A. i inni: Korrekcja garmonicznego sostawa vychodnogo napraženija neposredstvennyh preobrazowatelej czastoty. Električestvo 1978/10.
- [6] Dynamika wentilnogo elektropriwoda postojannogo toka. Pod redakcij A.D. Pozdejewa, Energia, Moskwa 1975.
- [7] Kuczewski Z. (red): Energoelektronika. Skrypt Pol. Śl. nr 734, Gliwice 1977.
- [8] Falside F., Farmer A.R.: Ripple instability in closed-loop systems with thyristor amplifiers. Proc. IEE, vol. 114, no 1, 1967.
- [9] Falside F.: Ripple instability in closed-loop pulse modulation systems including inverter drives. Proc. IEE, vol. 115 no 1 - Jan. 1968.
- [10] Fröhr F.: Optimierung von Regelkreisen nach Betragsoptimum und dem symmetrischen Optimum. Automatik 1967/1.
- [11] Grunwald Z., Tunia H., Winiarski B.: Tyrystorowe układy napędowe prądu stałego. PWN, Warszawa 1976.
- [12] Grzesik B.: Teoria przekształtników statycznych. Skrypt Pol. Śląskiej nr 1199, Gliwice 1984.
- [13] Hazell P.A., Flower J.O.: Stability properties of certain thyristor-bridge control systems. Proc. IEE, vol. 117, no 7, July 1970.
- [14] Kaczorek T.: Teoria sterowania. PWN, Warszawa 1977.
- [15] Kaganov I.L.: Elektronnyje i jonnyje preobrazowateli, Moskwa 1956.
- [16] Kaźmierkowski M.P.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Prace naukowe Pol. Warszawskiej, Elektryka z. 61, Warszawa 1980.
- [17] Kessler C.: Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise. Die optimale Einstellung des Reglers nach dem Betragsoptimum, Regelungstechnik 1955/2.
- [18] Krykowski K.: Zastosowanie równoważnego modelu impulsowego do oceny stanów przejściowych układów prostowniczych objętych sprzężeniem zwrotnym. I Krajowa Konferencja "Stany przejściowe w tyrystorach i układach tyrystorowych", Jaszowiec 1985, Wyd. Politechnika Łódzka, Łódź 1985.
- [19] Krykowski K.: Optimierung der dynamischen eigenschaften eines Gleichrichters, V Symposium Maritime Elektronik, Rostock 1986.
- [20] Krykowski K.: Struktura sterowania układu prostowniczego o optymalnych własnościach dynamicznych. III Ogólnopolska Konferencja Energoelektroniki SEP i Min. Hut. i Przem. Masz., Kazimierz 1986.

- [21] Krykowski K.: Pewne analogie pomiędzy układami prostowniczymi z pętlą synchronizacji fazowej a układami prostowniczymi sterowanymi przez poziomowanie napięciem synchronizującym. Zeszyty Naukowe Pol. Śląskiej, s. Elektryka, z. nr 104 Gliwice 1987.
- [22] Lenart B., Sieradzan R.: Prostownanie i stabilizacja prądów i napięć. Wyd. MON, Warszawa 1960.
- [23] Luciński J.: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1972.
- [24] Mc Murray W.: The closed-loop stability of power converters with an integrating controller, IEEE Trans. On ind. apl., vol. 1A-18, No 5, Sept/oct 1982.
- [25] Nedo B., Stojew A.: Einsatz der Mikrorechentechnik zur Stromregelung und Aussteuerung von Gleichstromantrieben, VEB Kombinat Automatisierungsanlagebau, Heft Nr 5 1982. Berlin, September 1982.
- [26] Niederliński A.: Wykresy i tablice do badania i projektowania układów automatyki. Skrypty uczelniane nr 146 Pol. Śląskiej. Gliwice 1966.
- [27] Nieznański J.: Pętla synchronizacji fazowej w układach sterowania fazowego przekształtników tyrystorowych, III K.K. Napędu Elektrycznego i Trakcji. AGH, Kraków 1984.
- [28] Nowacki Z.: Nowe właściwości napędów prądu stałego sterowanych mikroprocesorami, III KK Elektroenergetyczna Napędu i Trakcji. Wyd. AGH, Kraków 1984.
- [29] Nowacki Z.: Układy napędowe prądu stałego sterowane mikroprocesorami, Różprawy elektrotechniczne, 1985/1.
- [30] Ohmae T. i inni: A microprocessor-controlled fort-response speed regulator with dual-mode current loop for DCM drives, IEEE Trans. of Ind. Appl. vol. 1A-16, No 3, May June 1980.
- [31] Pelly B.R.: Tyrystorowe przekształtniki i cyklokonwertory, WNT, Warszawa 1976.
- [32] Pełczewski W.: Teoria sterowania. Ciągłe stacjonarne układy liniowe, WNT, Warszawa 1980.
- [33] Pozdejew A.D., Donskoj N.W., Iwanow A.G., Nikitin W.M.: Dinamik wentilgesteuerter Gleichstromantriebe, Elektricit 1977 Nr 10/11.
- [34] Pozdejew A.D.: Dinamiceskaja model upravljajemogo wypramitelja w reżimie neprerywnogo toka, Elektricitestwo 1977/6.
- [35] Pozdejew A.D., Iwanow A.G.: Ustrojczilwost zamknutyh sistem s wentilnymi preobrazowatelami postojannogo toka w reżimie prerywistnyh tokow, Elektricitestwo 1973/12.
- [36] Projektowanie: Projektowanie przekształtników tyrystorowych, praca zbiorowa, WNT, Warszawa 1974.
- [37] Savant C.J.: Podstawy projektowania układów regulacji automatycznej, PWN, Warszawa 1960.
- [38] Schilling W.: Stromrichtertechnik, Munchen 1950.
- [39] Sen P.C. Thyristor DC drives, New York, John Wiley and sons 1981.
- [40] Szpilillo V.P.: Awtomatizirizowanij wentilnij elektropriwod. Energia, Moskwa 1969.
- [41] Szpilillo V.P.: Primenenije z preobrazowanija dla nachozhdenija faktora pulsacii w zamknutyh sistemach regulirowanija, Elektricitestwo 1974/9.
- [42] Slonim M., Levitin Y., Zandman D.: Stability of controlled rectifiers, IEEE Trans. on ind. appl. vol. 1A-20 No 4, 1984.
- [43] Sucena-Paiva J.P., Hernandez R., Freris L.L.: Stability study of controlled rectifiers using a new discrete model, Proc. IEEE, vol. 119, No 9, Sept. 1972.

- [44] Szklarski L., Koziół R.: Cyfrowe sterowanie w układach napędów elektrycznych. PWN, Warszawa 1986.
- [45] Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. WNT, Warszawa 1975.
- [46] Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki, Wyd. II, WNT, Warszawa 1980.
- [47] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. PWN, Warszawa - Poznań 1978.
- [48] Tunia H. i inni: Układy energoelektroniczne. WNT. Warszawa 1982.
- [49] Węgrzyn S.: Podstawy automatyki, PWN, Warszawa 1976.
- [50] Wierzejewski M.: Energoelektronika, Wyd. W.S.M.W, Gdynia 1984.
- [51] Pełczewski W., Krynke M.: Metoda zmiennych stanu w analizie dynamiki układów napędowych. WNT, Warszawa 1984.
- [52] Krykowski K.: Badania symulacyjne dynamiki prostownika z całkującą pętlą sprzężenia zwrotnego. Badania własne prowadzone w latach 1985-1987 (niepublikowane, do wglądu w Instytucie Podstawowych Problemów Elektrotechniki i Energoelektroniki Politechniki Śląskiej w Gliwicach).

DODATEK A. OKREŚLANIE CHARAKTERYSTYCZNYCH WARTOŚCI PRĄDU OBCIĄŻENIA PROSTOWNIKA

Korzystając z równań różniczkowych opisujących obwód RLE zasilany napięciem sinusoidalnym i uwzględniając przy tym wpływ komutacji można dokładnie określić przebieg prądu obciążenia prostownika i to zarówno przy przewodzeniu ciągłym, jak i przy przewodzeniu przerywanym. W układach praktycznych rzadko kiedy zachodzi potrzeba określania prądu z dokładnością większą niż kilka procent wartości znamionowej. Rzadko więc uzasadnione jest korzystanie ze wspomnianych dokładnych lecz kłopotliwych w użyciu relacji matematycznych. W związku z powyższym zdecydowano się przedstawić dwie stosunkowo proste metody przybliżone, pozwalające określić charakterystyczne wartości prądu obciążenia.

W metodzie pierwszej aproksymowano składową tętniącą prądu obciążenia, w przypadku ogólnym składową tętniącą prądu, określoną dla granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego, gdy kąt komutacji jest równy zeru. W rozważaniach uwzględniono dwa przypadki. Przypadek pierwszy małych kątów opóźnienia i szerokich impulsów wyzwalających, gdy prąd obciążenia maleje do zera dla bieżącego kąta elektrycznego większego od kąta załączenia, czyli wtedy, gdy zachodzi:

$$\alpha < \alpha_{z2} + \frac{\pi}{p} - \frac{\pi}{2} \quad (\text{A.1})$$

i przypadek drugi, gdy

$$\alpha > \alpha_{z2} + \frac{\pi}{p} - \frac{\pi}{2}, \quad (\text{A.2})$$

przy czym

$$\alpha_{z2} \in (0, \pi) \quad (\text{A.3})$$

wynika z zależności:

$$\alpha_{z2} = \arcsin \frac{e_0}{e_m} \quad (\text{A.4})$$

Korzystając z zależności (1.13) można dla przypadku pierwszego napisać:

$$ri(\omega t = \alpha_{z2} + \frac{\pi}{2k}) = e_m \cos \varphi \sin(\alpha_{z2} - \varphi) - e_0 + [e_0 + e_m \cos \varphi \sin(\alpha_{z1} - \varphi) + ri(\alpha_{z1})] \exp [(\alpha_{z1} - \alpha_{z2}) \operatorname{ctg} \varphi], \quad (\text{A.5})$$

przy czym

$$ri(\alpha_{z1}) = e_m \cos \varphi \sin(\alpha_{z1} + \frac{2\pi}{p} - \varphi) - e_o + [e_o - e_m \cos \varphi \sin(\alpha_{z2} - \varphi)] \exp \left[\left(-\frac{2\pi}{p} + \alpha_{z1} - \alpha_{z2} \right) \operatorname{ctg} \varphi \right]. \quad (A.6)$$

Podstawiając dla stanu ustalonego

$$e_o = \cos \alpha - u_{Rd} \quad (A.7)$$

oraz

$$\xi = \exp \left[(\alpha_{z2} - \alpha - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}) \operatorname{ctg} \varphi \right] - \exp \left[(\alpha_{z2} - \alpha - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}) \operatorname{ctg} \varphi \right] \quad (A.8)$$

i zastępując kąt załączenia α_{z1} kątem opóźnienia α uzyska się wyrażenie opisujące średnią wartość spadku napięcia na rezystancji jako funkcję kąta opóźnienia w postaci:

$$u_{Rd} = \cos \alpha - e_m \cos \varphi \sin(\alpha_{z2} - \varphi) + \frac{2\pi \cos \varphi \sin(\varphi - \alpha)}{p \xi}. \quad (A.9)$$

Z kolei średni prąd obciążenia można obliczyć jako:

$$i_d = \frac{u_{Rd}}{r}. \quad (A.10)$$

Zauważając, że faktyczne przejście na zasilanie kolejnym napięciem fazowym występuje nie w chwili załączenia kolejnego zaworu, lecz w czasie odpowiadającym kątowi załączenia α_{z2} , zaś dla małych kątów komutacji zachodzi:

$$\xi \approx \xi_2, \quad (A.11)$$

gdzie

$$\xi_2 = \exp \left(-\frac{2\pi}{p} \operatorname{ctg} \varphi \right) - 1, \quad (A.12)$$

uzyska się po podstawieniu (A.11) przybliżenie wzoru (A.9) do postaci:

$$u_{Rd} = \cos(\alpha_{z2} - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}) - e_m \cos \varphi \sin(\alpha_{z2} - \varphi) + \frac{2\pi \cos \varphi \cos(\alpha_{z2} - \frac{\pi}{p} - \varphi)}{p \xi_2}. \quad (A.13)$$

W przypadku drugim, gdy obowiązuje (A.2), zachodzi $\alpha_{z1} = \alpha_{z2}$, a zależność (A.9) upraszcza się do postaci:

$$u_{Rd} = \cos \alpha - e_m \cos \varphi \cos(\alpha - \frac{\pi}{p} - \varphi) + \frac{2\pi \cos \varphi \sin(\varphi - \alpha)}{p \sum_2} \quad (A.14)$$

zaś po wykorzystaniu (A.10) uzyska się wyrażenie na prąd średni dla granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego w postaci:

$$i_d = \frac{1}{T} \left[\cos \alpha - e_m \cos \varphi \cos(\alpha - \frac{\pi}{p} - \varphi) + \frac{2\pi \cos \varphi \sin(\varphi - \alpha)}{p \sum_2} \right] \quad (A.15)$$

W przypadku dużych kątów przesunięcia fazowego obciążenia zachodzi $r = 0$, nie można więc stosować zależności (A.15), a przy wyprowadzaniu wyrażenia opisującego prąd średni należy wykorzystać czasowy opis prądu obciążenia. Uzyska się wtedy:

$$i_d = \frac{1}{T} \left[\sin \alpha - \frac{\pi}{p} \cos \alpha - e_m \sin(\alpha - \frac{\pi}{p}) \right] \quad (A.16)$$

Wprowadzając zależność (1.14) do (A.15) oraz (A.16) uzyska się po podstawieniu dla granicy przewodzenia ciągłego i przerywanego wartości prądu $i_a = 0$ wyrażenie na uchyb tętnień prądu w postaci:

$$i_{ta} = - \frac{1}{T} \left[\cos \alpha - e_m \cos \varphi \cos(\alpha - \frac{\pi}{p} - \varphi) + \frac{2\pi \cos \varphi \sin(\varphi - \alpha)}{p \sum_2} \right] \quad (A.17)$$

gdy $r \neq 0$

lub

$$i_{ta} = \frac{1}{T} \left[e_m \sin(\alpha - \frac{\pi}{p}) + \frac{\pi}{p} \cos \alpha - \sin \alpha \right] \quad (A.18)$$

w przypadku gdy rezystancja obciążenia dąży do zera.

W przypadku kątów opóźnienia spełniających warunek (A.2) występująca w wyrażeniach (A.17) oraz (A.18) zmienna α oznacza kąt opóźnienia. W przypadku małych kątów opóźnienia, gdy obowiązuje (A.1), zmienna α jest określona równaniem:

$$\alpha = \alpha_{z2} - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \quad (A.19)$$

Zależności (A.17) i (A.18) wynikają wtedy z przekształcenia relacji (A.4) i (A.13).

Ponieważ

$$\alpha_{z1} \approx \alpha_{z2},$$

więc w przypadku małych kątów opóźnienia można opisać zależnością (A.19) parametr α traktować w przybliżeniu jako równy kątowi opóźnienia.

W drugiej metodzie znajdowania charakterystycznych wartości prądu założono, że dla małych kątów komutacji oraz dla obciążeń zawierających indukcyjność składową tętniącą prądu obciążenia można aproksymować sinusoidą o częstotliwości p -krotnie większej od częstotliwości napięcia sieci zasilającej. Przyjęto również, że prąd w chwili rozpoczęcia komutacji przybiera wartość minimalną.

Korzystając z [31] można względną amplitudę p -tej harmonicznej napięcia wyjściowego prostownika zapisać w postaci:

$$u_{pm} = \left[\frac{1}{(p-1)^2} + \frac{1}{(p+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{p^2-1} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (A.20)$$

Po podzieleniu wartości amplitudy p -tej harmonicznej napięcia wyjściowego przez odpowiednią impedancję uzyska się wyrażenie opisujące amplitudę p -tej harmonicznej prądu obciążenia w postaci:

$$i_{pm} = \frac{2}{p(p^2-1)} \sqrt{\frac{p^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha}{1 + \left(\frac{r}{pL}\right)^2}}. \quad (A.21)$$

Typowe układy prostownicze:

- a - są układami 6 lub więcej pulsowymi,
- b - posiadają indukcyjność obwodu obciążenia co najmniej kilkakrotnie większą od indukcyjności obwodu komutacyjnego,
- c - charakteryzują się prądami znamionowymi o wartościach od kilku do kilkunastu setnych (dla przyjętego układu wielkości względnych).

W tej sytuacji łatwo zauważyć, że:

- amplituda składowej tętniącej prądu obciążenia jest zazwyczaj co najmniej o rząd mniejsza od wartości prądu znamionowego,
- błąd przy określaniu amplitudy składowej tętniącej, nawet gdy dochodzi do 10%, nie powoduje istotnego błędu przy wyznaczaniu wartości chwilowej prądu obciążenia.

Korzystając z powyższych uwag można w przypadku małych kątów komutacji aproksymować składową tętniącą prądu komutacji jako:

$$i_{ta} = -i_{pm}, \quad (A.22)$$

przebieg prądu obciążenia aproksymować wyrażeniem:

$$i(t) = i_d - i_{pm} \cos p\omega(t - t_1), \quad (A.23)$$

zaś wartość prądu obciążenia w chwili komutacji określić w przybliżeniu jako:

$$i_a = i_d - i_{pm}. \quad (A.24)$$

W przypadku dużych kątów komutacji:

- a - nastąpi zmniejszenie amplitudy p-tej harmonicznej napięcia i prądu, wyjściowego prostownika,
- b - w napięciu i prądzie wyjściowym pojawią się dodatkowe harmoniczne,
- c - nie obowiązuje założenie, że prąd obciążenia w chwili rozpoczęcia komutacji przyjmuje wartość najmniejszą,
- d - następuje zmniejszenie wartości bezwzględnej składowej tętniącej prądu w czasie komutacji nieraz kilkakrotnie.

W tej sytuacji pominięcie w obliczeniach składowej tętniącej prądu powoduje w przypadku dużych kątów komutacji znacznie mniejszy błąd niż w przypadku małych kątów komutacji. Dla dużych kątów komutacji można więc na ogół przyjąć:

$$i_{ta} \approx 0 \quad (A.25)$$

oraz:

$$i_a \approx i_d. \quad (A.26)$$

Ponieważ obie zaproponowane metody znajdowania charakterystycznych wartości prądu obowiązują dla małych kątów komutacji, więc w praktyce interesujące jest, kiedy układ prostowniczy można traktować jako pracujący z małym, a kiedy jako pracujący z dużym kątem komutacji.

Proponuje się przyjęcie jako granicznej wartości średniej prądu określonej zależnością:

$$i_{dg} = \frac{\pi^2}{2p^2} \cdot \frac{I_{ao}}{I_a} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (A.27)$$

Jeśli średni prąd obciążenia $i_d < i_{dg}$, należałoby prostownik traktować jako pracujący z małym kątem komutacji i przy określaniu charakterystycznych wartości korzystać z relacji (A.17) lub (A.18), ewentualnie z relacji (A.21)-(A.24). Jeśli natomiast $i_d \geq i_{dg}$, należałoby prostownik traktować jako pracujący z dużym kątem komutacji i stosować przybliżenia (A.25) oraz (A.26).

Uzasadnienie takiego postępowania wynika stąd, że dla prądu średniego określonego zależnością (A.27) maksymalny i minimalny kąt komutacji obliczone z zależności (1.7) i przy zastosowaniu uproszczenia $i_a \approx i_d$ wyniosą odpowiednio:

$$\gamma_m = \frac{\pi}{p} \quad (\text{A.28})$$

oraz

$$\gamma_{\min} \approx \frac{\pi^2}{2p^2} \quad (\text{A.29})$$

Maksymalny kąt komutacji (A.28) jest wprawdzie równy połowie średniego kąta impulsowania, niemniej kąt opóźnienia jest wtedy równy zeru, w wyniku czego amplituda p-tej harmonicznej jest tak mała, że jej uwzględnienie lub pominięcie nie wprowadza istotnego błędu. Z kolei minimalny kąt komutacji jest wyraźnie mniejszy od połowy kąta impulsowania.

DODATEK B. WPŁYW PRZEWODZENIA PRZERYWANEGO NA WARTOŚĆ ŚREDNIĄ PRĄDU

Gdyby posługując się relacjami opisującymi właściwości prostownika przy przewodzeniu ciągłym obliczyć wartość średnią prądu wyjściowego przy przewodzeniu przerywanym okaże się, że tak obliczona wartość średnia prądu i_{dc} będzie mniejsza od rzeczywistej wartości średniej i_d o wartość przyrostu i_{dp} spowodowanego przewodzeniem przerywanym zgodnie z relacją (1.23)

$$i_{dc} = i_d - i_{dp}, \quad (B.1)$$

przy czym przyrost wartości średniej prądu wyniesie (1.24)

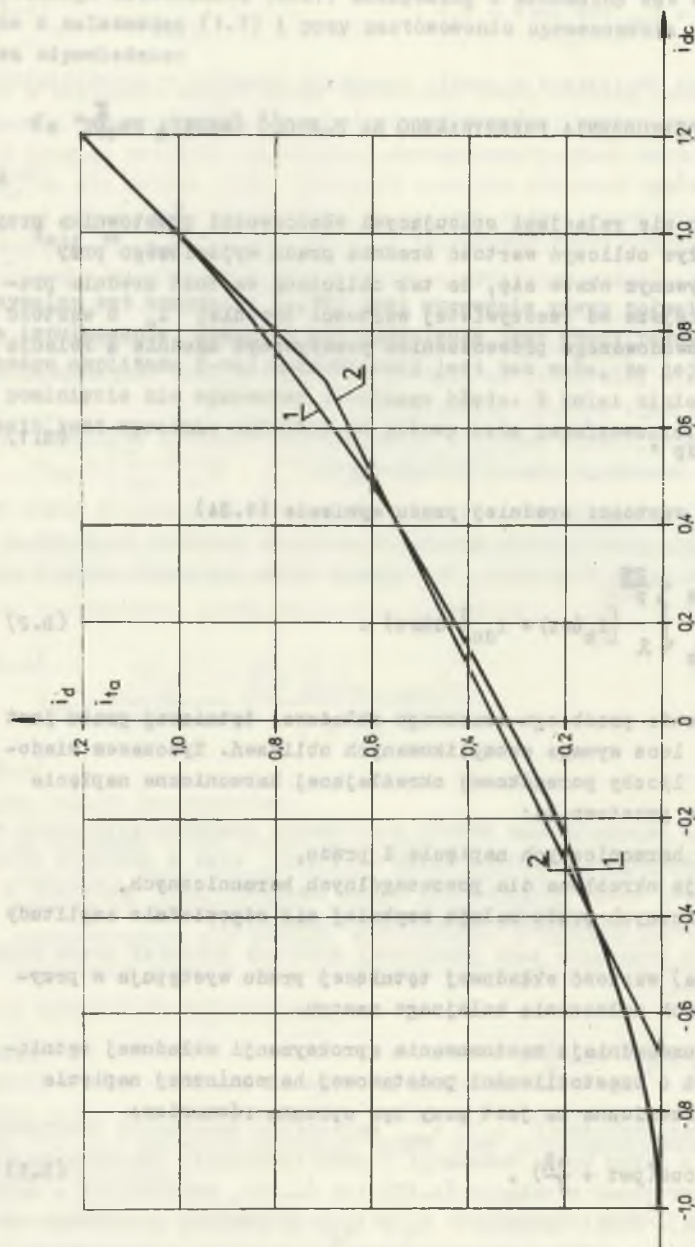
$$i_{dp} = - \frac{E}{2\pi} \frac{\alpha_z + \frac{2\pi}{p}}{\alpha_z + \lambda} \int_0^{\alpha_z + \frac{2\pi}{p}} [i_t(\omega t) + i_{dc}] d(\omega t). \quad (B.2)$$

Dokładne obliczenie przebiegu czasowego składowej tętniącej prądu jest wprawdzie możliwe, lecz wymaga skomplikowanych obliczeń. Tymczasem wiadomo, że ze wzrostem liczby porządkowej określającej harmoniczne napięcia i prądu wyjściowego prostownika:

- maleją amplitudy harmonicznych napięcia i prądu,
- wzrasta impedancja określona dla poszczególnych harmonicznych,
- amplitudy harmonicznych prądu maleją szybciej niż odpowiednie amplitudy napięcia,
- minimalna (ujemna) wartość składowej tętniącej prądu występuje w przybliżeniu w chwilach załączania kolejnego zaworu.

Powyższe uwagi uzasadniają zastosowanie aproksymacji składowej tętniącej prądu sinusoidą o częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia wyprostowanego. Harmoniczna ta jest przy tym opisana równaniem:

$$i_t(t) = i_{ta} \cos(p\omega t + \frac{\pi\lambda}{2}). \quad (B.3)$$



Rys. B.1. Zależność wartości średniej prądu przerywanego od wartości średniej obliczonej dla wyidealizowanego przebiegu ciągłego

1 - charakterystyka określona przy założeniu sinusoidalności składowej tętniwej prądu, 2 - zastosowanie aproksymacji linią łamaną

Fig. B.1. Average current value dependence of discontinuous current on average current value of idealized continuous current

1 - characteristic with the assumption of sinusoidal shape of the pulsating component of current 2 - application of approximation with a broken line

Podstawiając wzór (B.3) do (B.2) i zmieniając odpowiednio granice całkowania uzyska się po wykonaniu przekształceń wyrażenie opisujące przyrost wartości średniej prądu w postaci:

$$i_{dp} = \frac{i_{ta}}{\pi} (\sin \beta - \beta \cos \beta), \quad (B.4)$$

przy czym

$$-\frac{1}{\pi} \frac{dc}{ta} = \cos \beta. \quad (B.5)$$

Podstawiając wzór (B.4) do (B.2) uzyska się zależność rzeczywistej wartości średniej prądu wyprostowanego przy przewodzeniu przerywanym od wartości średniej prądu obliczonej formalnie dla przewodzenia ciągłego. Zależność tę przedstawiono graficznie na rys. B.1 (krzywa 1). Charakterystykę (1) można łatwo aproksymować linią łamaną (krzywa 2) opisaną równaniem:

$$i_d = \begin{cases} i_{dc} & \text{dla } i_{dc} > 0,7 i_{ta} \\ \frac{1}{2}(i_{dc} - 0,7)i_{ta} & \text{dla } i_{dc} \in (0,7 i_{ta}, 0,7 i_{ta}) \\ 0 & \text{dla } i_{dc} < 0,7 i_{ta} \end{cases} \quad (B.6)$$

Biorąc pod uwagę z jednej strony prostotę postępowania, a z drugiej błąd metody, który może przyjmować wartości rzędu 10% wartości amplitudy składowej tętniącej, należy sposób obliczania wartości średniej prądu za pomocą zależności (B.6) zalecić w tych obliczeniach inżynierskich, w których amplituda składowej tętniącej jest co najmniej kilkakrotnie mniejsza od prądu znamionowego.

DODATEK C. PRACA UKŁADU PROSTOWNICZEGO PRZY LINIOWO ZMIENIAJĄCYM SIĘ NAPIĘCIU ZADAJĄCYM

Pozornie najprostszym sposobem określenia właściwości dynamicznych układu prostowniczego o liniowo zmieniającym się napięciu zadającym jest zastosowanie analogicznego podejścia jak przy określaniu właściwości dynamicznych prostownika w przypadku stałego napięcia zadającego. Jeśli dla poszczególnych pulsów napięcie zadające opisać zależnością

$$w(t) = w_0 + \frac{2 w_{z1}}{T} (t_{10} + \frac{T}{2} - t) \quad (C.1)$$

i założyć, że w ogólnym przypadku kąt impulsowania jest różny od średniego kąta impulsowania, to znaczy, że zachodzi

$$\theta \neq \frac{2\pi}{p}, \quad (C.2)$$

to po wykonaniu przekształceń analogicznych jak przy wyprowadzaniu zależności (3.10)-(3.23) uzyskuje się wyrażenie opisujące współczynnik równowagi (3.11) w postaci wyrażenia:

$$k_r = k(a + b + k_{wz}) . \quad (C.3)$$

W wyrażeniu powyższym współczynnik wpływu wysterowania wynosi:

$$b = \frac{1}{\theta} \left\{ e(\alpha + \theta) - w_g + \frac{1}{k} [e(\alpha) - e(\alpha + \theta)] \right\}, \quad (C.4)$$

a współczynnik wpływu komutacji:

$$a = \frac{1}{\theta^2} \cdot \frac{1_a}{p \sin \frac{\pi}{m}} \cdot \frac{1_a}{1_{a0}}, \quad (C.5)$$

zaś nie występujący w przypadku stałego napięcia zadającego współczynnik wpływu wzrostu napięcia zadającego przybiera wartość:

$$k_{wz} = \left(\frac{1}{k} - \frac{1}{2} \right) w'(\omega t) . \quad (C.6)$$

Dla sinusoidalnych napięć zasilających uzyska się po prostych przekształceniach:

$$b = \frac{\sin \frac{\theta}{2}}{\theta e_m} \left(\frac{1}{k} - \frac{1}{2} \right) \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{2} \left(\operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} - \frac{2}{\theta} \right) \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{\pi}{2} \right) \quad (C.7)$$

oraz:

$$a = \left(\frac{2\pi}{p\theta} \right)^2 \frac{1}{l_{a0}} \cdot \frac{p i_a}{4\pi \sin \frac{\pi}{m}} \quad (C.8)$$

Jeśli uśrednić przyrosty napięcia sterującego i synchronizującego zakładając je jako równe odpowiednim przyrostom napięcia zadającego, to wyrażenie opisujące współczynnik wpływu wzrostu napięcia zadającego przybierze postać:

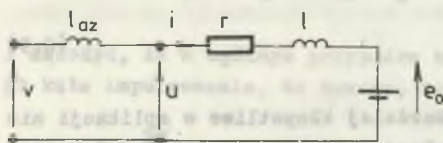
$$k_{wz} = \left(\frac{1}{k} - \frac{1}{2} \right) \left(1 - \frac{2\pi}{p\theta} \right) s'(\alpha) \quad (C.9)$$

Zależności (C.7)-(C.9) są znacznie bardziej kłopotliwe w aplikacji niż analogiczne zależności uzyskane dla stałego bądź skokowo zmiennego napięcia zadającego. W tej sytuacji autor proponuje, by w przypadku liniowo zmieniających się napięć zadających zrezygnować z wykorzystywania wyrażeń (C.7)-(C.9) i stosować podobne aproksymacje napięcia zadającego jak w ogólnym przypadku zmieniających się napięć zadających.

DODATEK D. PRZYKŁADY OBLICZEŃ I WYNIKI WYBRANYCH BADAŃ SYMULACYJNYCH PROSTOWNIKÓW OBJĘTYCH SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

D.1. Ogólne omówienie przeprowadzonych badań symulacyjnych

W badaniach symulacyjnych wykorzystano komputer. Punktem wyjścia do opracowania modelu był przedstawiony na rys. D.1 schemat zastępczy prostownika. W schemacie tym pominięto rezystancję źródła.



Rys. D.1. Schemat zastępczy prostownika

Fig. D.1. Equivalent circuit of a phase-controlled rectifier

W przypadku prostownika nieobciążonego jego napięcie wewnętrzne v jest równe sile elektromotorycznej obwodu obciążenia e_0 , natomiast w przypadku prostownika obciążonego zarówno jego napięcie wewnętrzne, jak i zastępcza indukcyjność źródła l_{az} są funkcjami ilości zaworów przewodzących oraz zależą od struktury obwodu głównego prostownika. Przykładowo dla układów o przewodzeniu jednokierunkowym

$$v = \frac{\sum_{j=1}^p a_j e_j}{\sum_{j=1}^p a_j}, \quad (D.1)$$

zaś

$$l_{az} = \frac{l_a}{\sum_{j=1}^p a_j}, \quad (D.2)$$

przy czym a_j jest równe zero dla faz nieprzewodzących, a jednościami dla faz przewodzących.

W większości badań założono liczbę 3600 kroków obliczeniowych na jeden okres napięcia zasilającego, przy rejestracji graficznej dążono natomiast do uzyskania 60 punktów na średni okres napięcia wyprostowanego. Szczegó-

łowe wyniki badań przedstawiono w pracy [52]. W niniejszym dodatku pokazano jedynie kilka przykładów ilustrujących ważniejsze zjawiska. W podanych przykładach parametry obwodu obciążenia r , l , e_0 oraz prąd znamionowy dobrano takie, jakie mogą występować w typowym silniku prądu stałego, gdy napięcie zwarcia transformatora zasilającego prostownik wynosi około 6%. Jako podstawowy sposób wprowadzania zakłóceń przyjęto zmianę wartości prądu zadanego w_1 . Na wykresach rejestrowano prąd zadany w_1 , prąd wyjściowy i , napięcie wyjściowe u oraz napięcie sterujące y .

Na rys. D.2a-d przedstawiono przykłady przebiegów przejściowych wybranych wielkości charakteryzujących pracę prostownika w przypadku układu sterowania z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym o strukturze przedstawionej na rys. 5.5 i przy różnych napięciach synchronizujących. Przy każdym z wykresów podano parametry obwodu głównego prostownika oraz rodzaj zastosowanego napięcia synchronizującego.

W dalszych fragmentach przedstawiono również przykłady analizy właściwości dynamicznych prostowników przy różnych rodzajach quasi-optymalnego napięcia synchronizującego oraz przykład rozwiązania układu sterowania prostownika z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i czasu pojawiania się impulsów taktujących.

D.2. Przykłady analizy właściwości dynamicznych prostownika pracującego w układzie zamkniętym

Na rys. 5.4 przedstawiono schemat blokowy optymalnego (quasi-optymalnego) układu sterowania prostownika o zadanym prądzie wyjściowym. Celem analizy jest ocena właściwości dynamicznych przykładowego prostownika o powyższej strukturze sterowania dla założonego obciążenia RLE i przy różnych quasi-optymalnych napięciach synchronizujących. Uzyskane wyniki zweryfikowano za pomocą badań symulacyjnych.

W podanych przykładach wykorzystano cztery rodzaje quasi-optymalnych napięć synchronizujących:

a - napięcie kosinusoidalne spełniające relację (3.45)

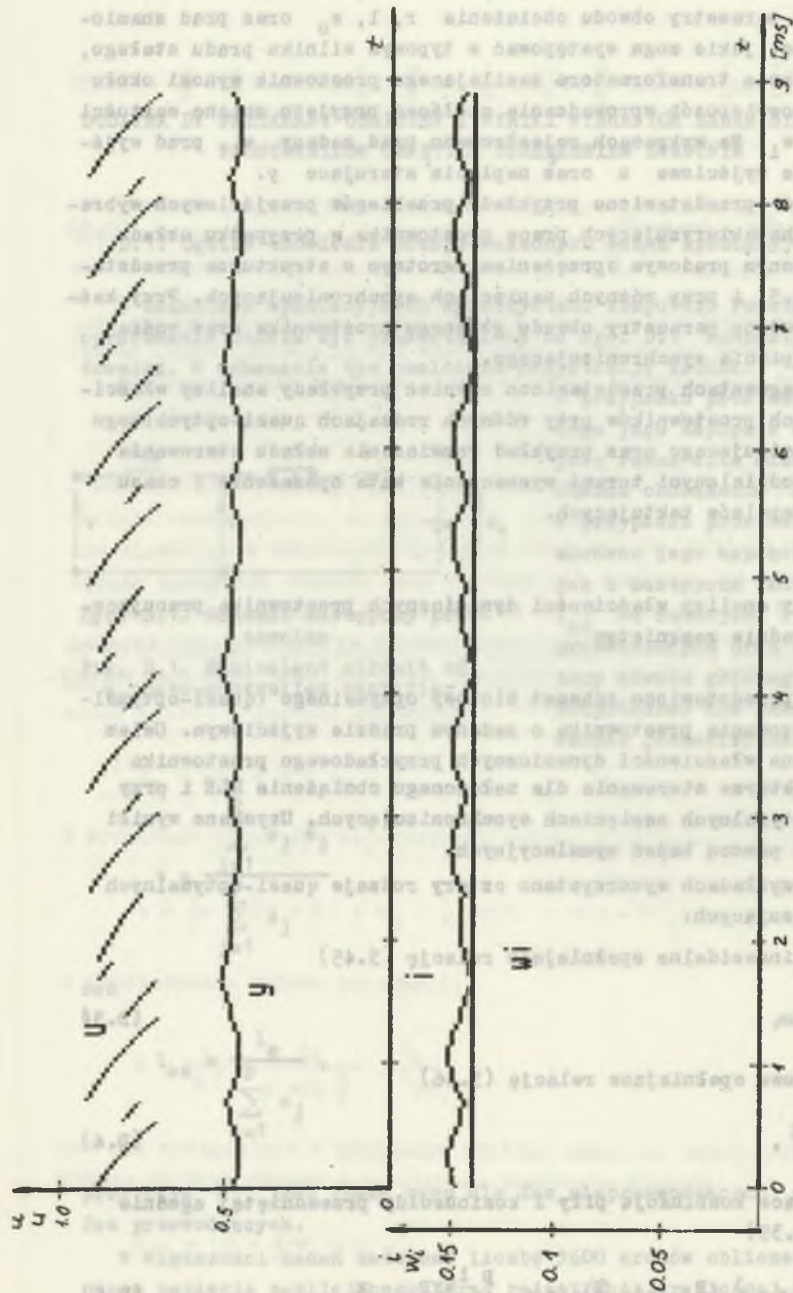
$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha, \quad (D.3)$$

b - napięcie piłowe spełniające relację (3.46)

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}, \quad (D.4)$$

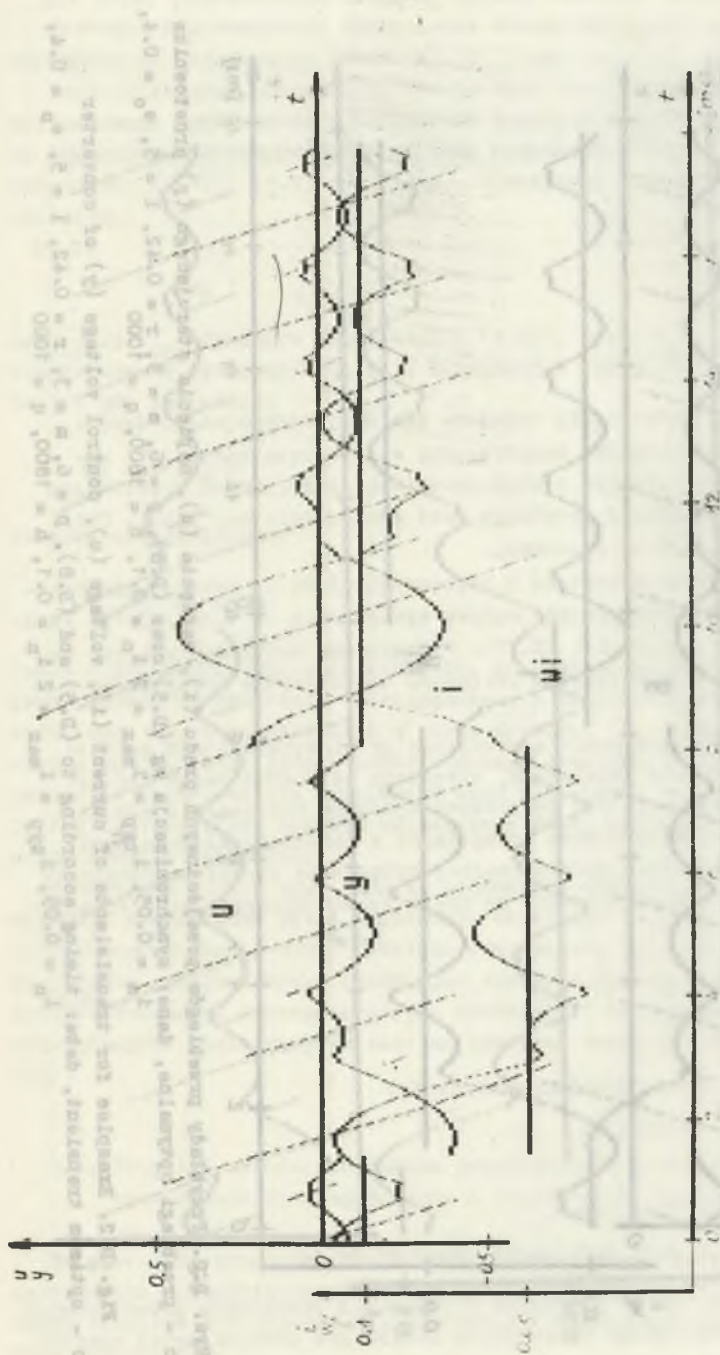
c - napięcie będące kombinacją piły i kosinusoidy przesuniętej zgodnie z relacją (3.39)

$$S(\alpha) = \frac{1}{2} \cos \alpha + \frac{1}{2} \left(\frac{p}{\pi} - \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha - \frac{p \cdot i_{\text{typ}}}{4 \sin \frac{\pi}{p}} \cdot \frac{\alpha}{\pi}, \quad (D.5)$$

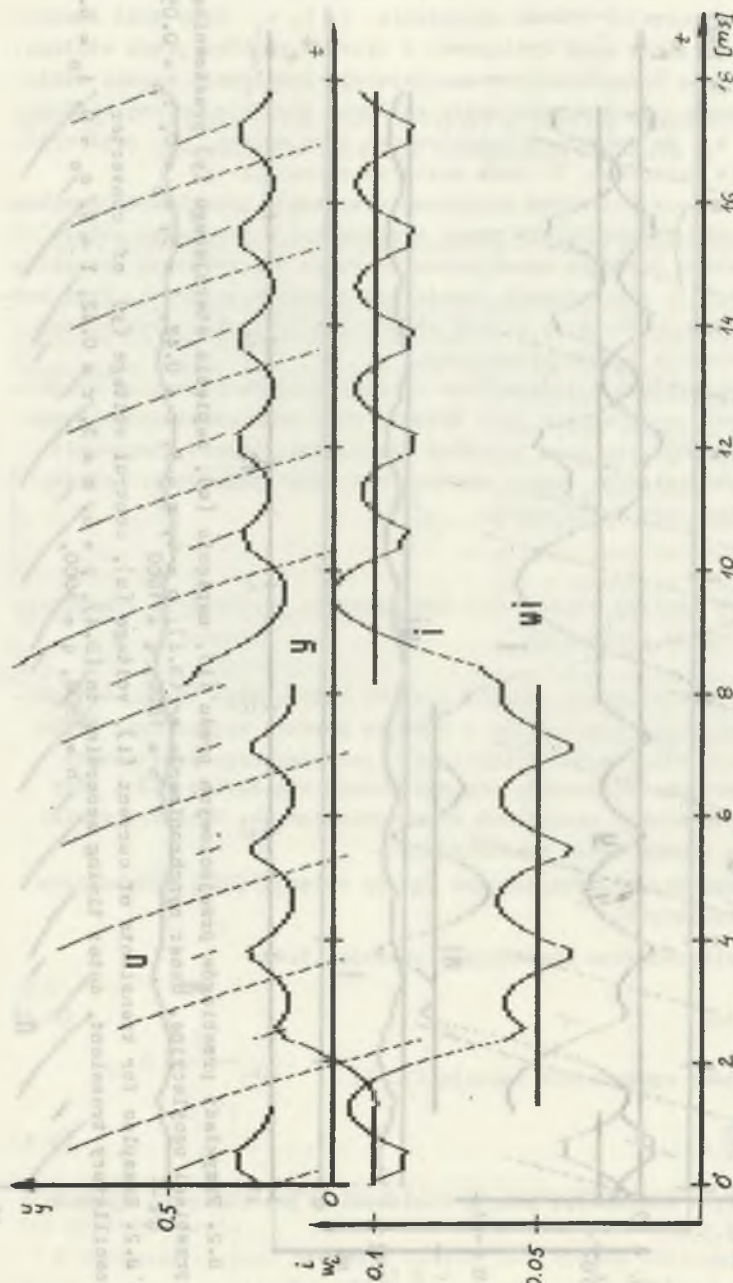


Rys. D.2. Przykłady przebiegów przejściowych prądu (i), napięcia (u), napięcia sterującego (y) prostownika a - przebiegi niestabilne, dane: synchronizacja wg (D.3), $p = 12$, $m = 12$, $r = 0.15$, $l = 1.8$, $e_0 = 0.78$, $i_n = 0.14$, $h = 1800$, $q = 450$

Fig. D.2. Examples for transients of current (i), voltage (u), control voltage (y) of converter a - unstable transient, data: timing according to (D.3), $p = 12$, $m = 12$, $r = 0.15$, $l = 1.8$, $e_0 = 0.78$, $i_n = 0.14$, $h = 1800$, $q = 450$

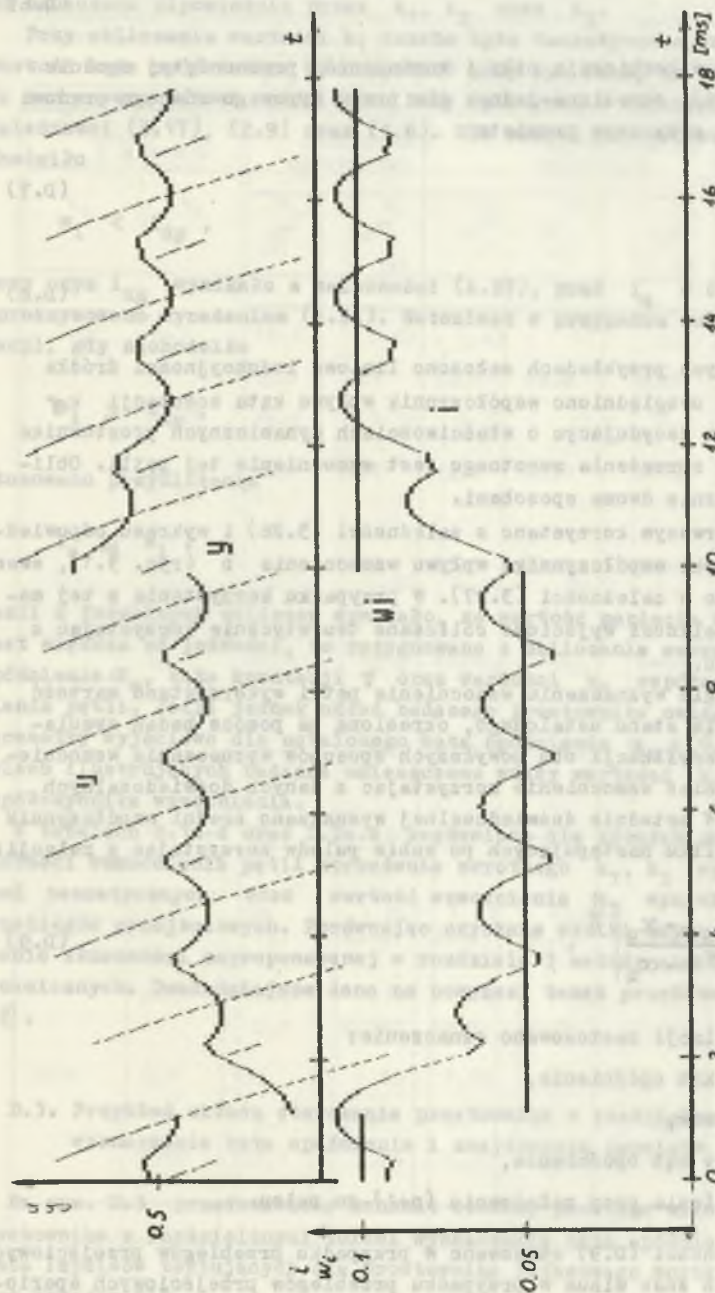


Rys. D.2. Przykłady przebiegów przejściowych prądu (i), napięcia (u), napięcia sterującego (y) prostownika
 b - przebiegi oscylacyjne, dane: synchronizacja wr (D.4), $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0$, $i_n = 0.05$
 $n = 1800$, $q = 1000$
 Fig. D.2. Examples for transients of current (i), voltage (u), control voltage (y) of converter
 b - oscillatory transient, data: timing according to (D.4), $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0$, $i_n = 0.05$,
 $n = 1800$, $q = 1000$,



Rys. D.2. Przykłady przebiegów przejściowych prądu (i), napięcia (u), napięcia sterującego (y) prostownika c - przebiegi optymalne, dane: synchronizacja wg (D.5) oraz (D.8), $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0.4$, $i_n = 0.05$, $i_{typ} = i_{max} = 2 i_n = 0.1$, $h = 1800$, $q = 1000$

Fig. D.2. Examples for transients of current (i), voltage (u), control voltage (y) of converter c - optimum transient, data: timing according to (D.5) and (D.8), $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0.4$, $i_n = 0.05$, $i_{typ} = i_{max} = 2 i_n = 0.1$, $h = 1800$, $q = 1000$



Rys. D.2. Przykłady przebiegów przejściowych prądu (i), napięcia (u), napięcia sterującego (y) prostownika d - przebiegi aperiodyczne, dane: synchronizacja wg (D.3), $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0.4$, $i_n = 0.05$, $h = 1800$, $q = 1000$

Fig. D.2. Examples for transients of current (i), voltage (u), control voltage (y) of converter d - aperiodic transient, data: timing according to (D.3), $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0.4$, $i_n = 0.05$, $h = 1800$, $q = 1000$

określone dla prądu typowego równego prądowi znamionowemu, czyli dla

$$i_{\text{typ}} = i_n, \quad (\text{D.6})$$

d - napięcie będące kombinacją piły i kosinusoidy przesuniętej zgodnie z relacją (D.5), określone jednak dla prądu typowego równego prądowi maksymalnemu, przy czym przyjęto

$$i_{\text{max}} = 2 i_n, \quad (\text{D.7})$$

skąd wynika

$$i_{\text{typ}} = 2 i_n. \quad (\text{D.8})$$

W przedstawionych przykładach założono liniowe indukcyjności źródła i obciążenia oraz uwzględniono współczynnik wpływu kąta komutacji k_y (3.29). Parametrem decydującym o właściwościach dynamicznych prostownika z całkującą pętlą sprzężenia zwrotnego jest wzmocnienie tej pętli. Obliczono je teoretycznie dwoma sposobami.

W sposobie pierwszym korzystano z zależności (3.26) i wykresu odpowiedniej charakterystyki współczynnika wpływu wzmocnienia b (rys. 3.1), ewentualnie korzystano z zależności (3.27). W przypadku korzystania z tej metody wszystkie wielkości wyjściowe obliczano teoretycznie korzystając z wielkości zadanych.

W sposobie drugim wyznaczania wzmocnienia pętli wykorzystano wartość kąta opóźnienia dla stanu ustalonego, określoną za pomocą badań symulacyjnych. W celu weryfikacji obu powyższych sposobów wyznaczania wzmocnienia określono również wzmocnienie korzystając z danych doświadczalnych (symulacyjnych). W metodzie doświadczalnej wyznaczano średni współczynnik wzmocnienia dla kilku następujących po sobie pulsów korzystając z relacji:

$$k = 1 \pm \left| \frac{\alpha_{n+1} - \alpha_u}{\alpha_1 - \alpha_u} \right|^{\frac{1}{n}}. \quad (\text{D.9})$$

W powyższej relacji zastosowano oznaczenia:

α_u - ustalony kąt opóźnienia,

n - ilość pulsów,

α_1 - początkowy kąt opóźnienia,

α_{n+1} - kąt opóźnienia przy załączeniu (n+1)-go pulsu.

Znak plus w zależności (D.9) stosowano w przypadku przebiegów przejściowych oscylacyjnych, zaś znak minus w przypadku przebiegów przejściowych aperiodycznych.

Wartości współczynnika wzmocnienia określone trzema wymienionymi metodami oznaczono odpowiednio przez k_1 , k_2 oraz k_3 .

Przy obliczaniu wartości k_1 trzeba było teoretycznie znaleźć ustaloną wartość kąta opóźnienia. Wykorzystano przy tym fakt, że kąt ten jest równy wzorcowemu kątowi opóźnienia. Przy wykonywaniu obliczeń zastosowano zależność (3.17), (2.9) oraz (1.6). Dla małych kątów komutacji, gdy zachodziło

$$w_1 < i_{dg}, \quad (D.10)$$

przy czym i_{dg} wynikało z zależności (A.27), prąd i_a w chwili komutacji aproksymowano wyrażeniem (A.24). Natomiast w przypadku dużych kątów komutacji, gdy zachodziło

$$w_1 > i_{dg}, \quad (D.11)$$

stosowano przybliżenie

$$i_a \approx w_1. \quad (D.12)$$

Jeśli z formalnych obliczeń wynikało, że wartość napięcia wzorcowego w_g jest większa od jedności, to rezygnowano z obliczania wzorcowego kąta opóźnienia α_w , kąta komutacji γ oraz wartości k_1 współczynnika wzmocnienia pętli. Jeśli jednak układ badanego prostownika osiągał narzucone parametry wyjściowe dla ustalonego kąta opóźnienia $\alpha_u \in (0, \pi)$, to w tabelach ilustrujących badania umieszczono wtedy wartości k_2 oraz k_3 współczynnika wzmocnienia.

W tabelach D.1a-d oraz D.2a-c zestawiono dla różnych punktów pracy wartości wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego k_1 , k_2 wynikłe z obliczeń teoretycznych oraz wartość wzmocnienia k_3 wynikłą z analizy przebiegów przejściowych. Porównując uzyskane wyniki uzyska się potwierdzenie słuszności zaproponowanej w rozdziale 3 metody analizy właściwości dynamicznych. Dokładniejsze dane na powyższy temat przedstawiono w pracy [52].

D.3. Przykład układu sterowania prostownika z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących

Na rys. D.3 przedstawiono schemat blokowy prostego układu sterowania prostownika z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania impulsów taktujących dla prostownika 3-fazowego mostkowego obciążonego obwodem RLE.

Tabela D.1a

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego prostownika 3-fazowego mostkowego
w otoczeniu różnych punktów pracy w przypadku kosinusoidalnego napięcia
synchronizującego wg zależności (D.3).
Parametry obciążenia $r = 0.42$, $l = 5$

Dobór punktu pracy		Wielkości obliczone			Wielkości pomierzone		U w a g i
e_0	w_1	α_w [°]	k_1	k_2	α_u [°]	k_3	
0.85	0.1	18.8	0.91	0.82	11	0.5	
	0.01	31.2	0.89	0.89	30.7	0.8	
0.4	0.1	60.5	1.03	1.03	58.7	1.1	
	0.01	66.3	0.99	0.99	69	1.0	
0	0.1	84.8	1.05	1.05	82.5	1.2	
	0.01	90	1.00	1.00	89.7	1.0	
-0.4	0.1	108	1.04	1.04	106.2	1.1	
	0.01	113.5	0.99	0.98	118.2	1.0	
-0.8	0.1	135	1.0	1.0	132.5	1.2	

Tabela D.1b

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego prostownika 3-fazowego mostkowego
w różnych punktach pracy w przypadku liniowego napięcia synchronizującego
wg zależności (D.4)

Parametry obwodu obciążenia $r = 0.42$ $l = 5$

Dobór punktu pracy		Wielkości obliczone			Wielkości pomierzone		U w a g i	
e_0	w_i	α_w [°]	k_1	k_2	α_u [°]	k_3		
0.85	0.1	18.8	0.63	0.42	11	0.6		
	0.05	26.4	0.76	0.70	23.5	0.9		
	0.01	31.2	0.81	0.80	30.7	1.0		
0.4	0.1	60.5	1.20	1.18	58.7	1.3		
	0.01	66.3	1.16	1.19	69	1.1		
0	0.1	84.8	1.29	1.29	82.5	1.4		
	0.01	90	1.22	1.22	89.7	1.2		
-0.4	0.1	108	1.26	1.27	106.2	1.3		
	0.01	113.5	1.16	1.13	118.2	1.2		
-0.8	0.1	135	1.06	1.08	132.5	1.1		
	0.05	139.1	0.99	0.97	138	1.2		

Tabela D.1c

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego prostownika 3-fazowego mostkowego w różnych punktach pracy w przypadku napięcia synchronizującego stanowiącego kombinację piły i kosinusoidy wg zależności (D.5) i dla założonego prądu typowego $i_{typ} = i_n$

Parametry obciążenia $r = 0.42$ $l = 5$ $i_n = 0.05$

Dobór punktu pracy		Wielkości obliczone			Wielkości pomierzone		U w a g i
e_o	w_1	α_w o	k_1	k_2	α_u o	k_3	
0.85	0.1	18.8	1.06	1.09	11	2	Oscylujex(0, 12.5)
	0.05	26.4	0.99	0.99	23.5	1	
	0.01	31.2	0.95	0.95	30.7	1	
0.4	0.1	60.5	1.02	1.02	58.7	1	najpierw jedno prze- regulowanie a potem przebieg aperiodyczny
	0.01	66.3	0.97	0.97	69	1	
0	0.1	84.8	1.02	1.02	82.5	1	
	0.01	90	0.97	0.97	89.7	1	
-0.4	0.1	108	1.02	1.02	106.2	1	
	0.01	113.5	0.97	0.97	118.2	1	
-0.8	0.1	135	1.03	1.03	132.5	1	
	0.05	139.1	0.99	0.99	138	1	
	0.01	142.7	0.96	0.96	143	1	

Tabela D.1d

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego prostownika 3-fazowego mostkowego w różnych punktach pracy w przypadku napięcia synchronizującego stanowiącego kombinację piły i kosinusoidy wg zależności (D.5) i dla założonego prądu typowego $i_{typ} = i_m$

Parametry obciążenia $r = 0.42$ $l = 5$ $i_n = 0.05$ $i_m = 0.1$

Dobór punktu pracy		Wielkości obliczone			Wielkości pomierzone		U w a g i
e_o	w_i	α_w o	k_1	k_2	α_u o	k_3	
0.85	0.1	18.8	0.98	0.94	11	1	
	0.05	26.4	0.93	0.93	23.5	1	
	0.01	31.2	0.99	0.99	30.7	1	
0.4	0.1	60.5	0.99	0.9	58.7	1	
	0.01	66.3	0.94	0.95	69	1	
0	0.1	84.8	0.99	0.99	82.5	1.1	
	0.01	90	0.95	0.95	89.7	1	
-0.4	0.1	108	0.99	0.9	106.2	1.1	
	0.01	113.5	0.94	0.94	118.2	1.0	
-0.8	0.1	135	0.99	0.99	132.5	1.1	
	0.05	139.1	0.95	0.95	138	1.0	
	0.01	142.7	0.92	0.92	143	1.0	

Tablica D.2a

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego prostownika 12-fazowego jednokierunkowego w różnych punktach pracy w przypadku napięcia synchronizującego kosinusoidalnego spełniającego relację (D.3)
 Parametry obciążenia $r = 0.15$ $l = 1.8$ $i_n = 0.14$

Dobór punktu pracy		Wielkość obliczona		Wielkość pomierzona			U w a g i
e_0	w_1	α_w [°]	k_1	k_2	α_u [°]	k_3	
0.78	0.14			1.4	13.5	> 2	praca niestabilna
0.4	0.14	46.3	1.49	1.46	49.3	1.5	
0	0.14	73.1	1.36	2.13	75.5	1.7	
-0.4	0.14	96.2	1.35	1.35	98.5	1.7	słabe tłumienie
0.4	0.1	52.5	1.8	1.78	53.5	1.9	

Tabela D.2b

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego prostownika 12-fazowego jednokierunkowego w różnych punktach pracy w przypadku napięcia synchronizującego liniowego spełniającego relację (D.4)
 Parametry obciążenia $r = 0.15$ $l = 1.8$ $i_n = 0.14$

Dobór punktu pracy		Wielkości obliczone			Wielkości pomierzone		
e_0	w_1	α_w [°]	k_1	k_2	α_u [°]	k_3	
0.78	0.14			1.07	13.5	1.1	
0.4	0.14	46.3	1.63	1.66	49.3	1.7	
0.4	0.1	52.5	2.22	2.19	53.5	> 2	praca niestabilna
0	0.14	73.1	1.76	3.35	75.5	> 2	praca niestabilna
0	0.1	78	2.22	2.22	79	> 2	praca niestabilna
-0.4	0.14	96.2	1.78	1.78	96.5	1.9	
-0.4	0.1	101.1	2.22	2.22	102.2	> 2	praca niestabilna

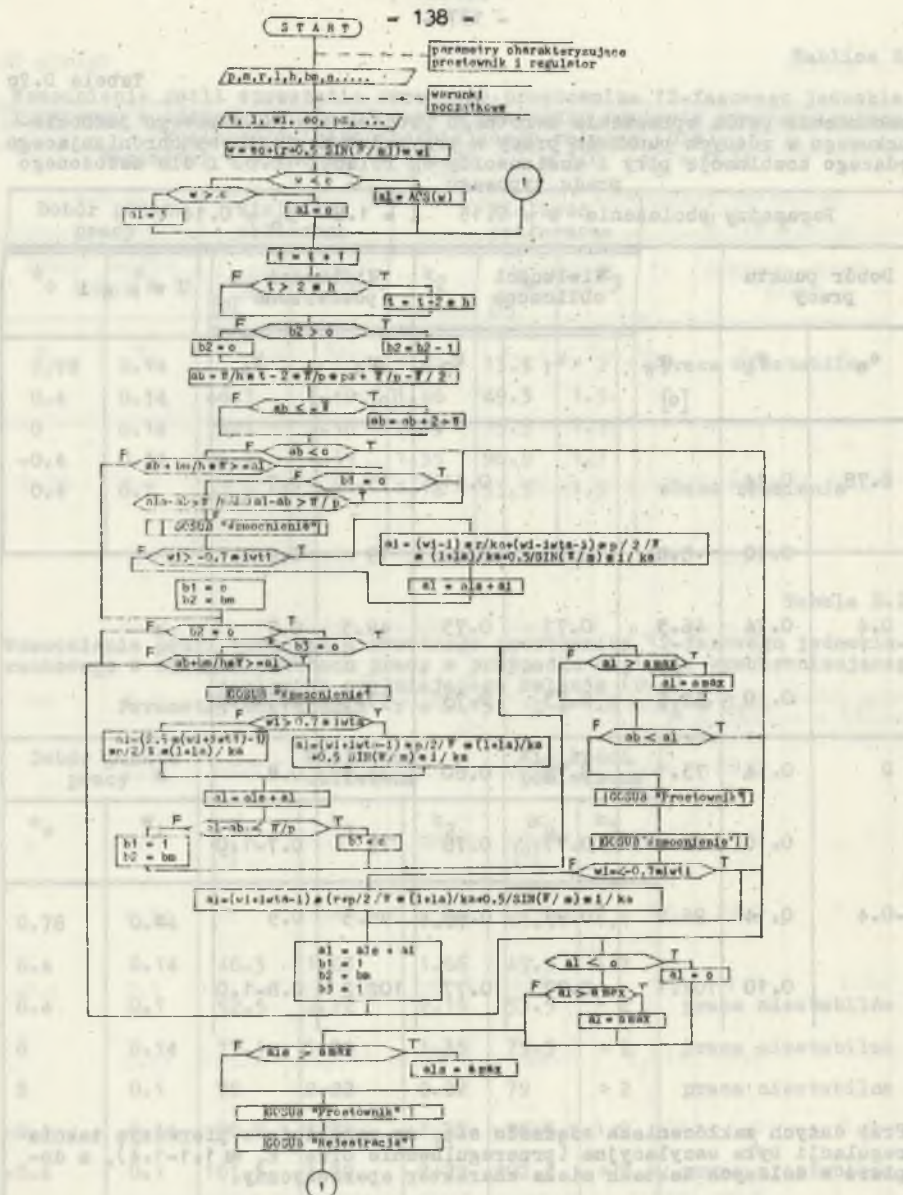
Tabela D.2c

Wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego prostownika 12-fazowego jednokierunkowego w różnych punktach pracy w przypadku napięcia synchronizującego będącego kombinacją piły i kosinusoidy wg relacji (D.5) i dla założonego prądu typowego $i_{typ} = i_n$

Parametry obciążenia $r = 0.15$ $l = 1.8$ $i_n = 0.14$

Dobór punktu pracy		Wielkości obliczone			Wielkości pomierzone		U w a g i
e_0	w_i	α_w [°]	k_1	k_2	α_u [°]	k_3	
0.78	0.14			0.41	13.5	0.7	
	0.10	8.8	0.28	0.48	19	0.8	
0.4	0.14	46.3	0.71	0.73	49.3	0.7	x
	0.10	52.5	0.73	0.73	53.5	0.7-1.0	
0	0.14	73.1	0.78	0.80	75.5	0.8	x
	0.10	78	0.77	0.78	79	0.7-1.0	
-0.4	0.14	96.2	0.97	0.98	98.5	0.9	x
	0.10	101.1	0.77	0.77	102.2	0.8-1.0	

* Przy dużych zakłóceniach zdarzało się, że regulacja w pierwszym takcie regulacji była oscylacyjna (przeregulowanie oraz $k_z \approx 1.1-1.4$), a dopiero w dalszych taktach miała charakter aperiodyczny.

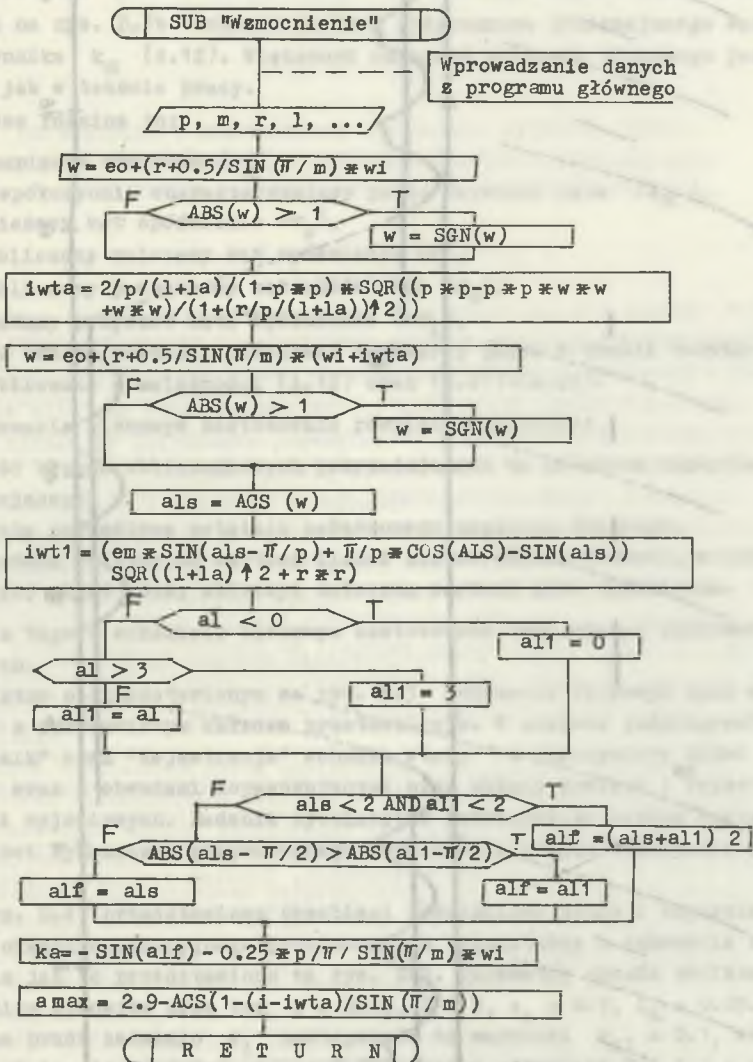


Rys. D.3. Schemat blokowy przykładowego układu sterowania prostownika z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania chwil pojawiania się impulsów taktujących

a - schemat blokowy segmentu głównego

Fig. D.3. Block diagram for an example of converter control system with separated paths for determining of a delay angle and finding tripping pulses

a - blok diagram for main segment

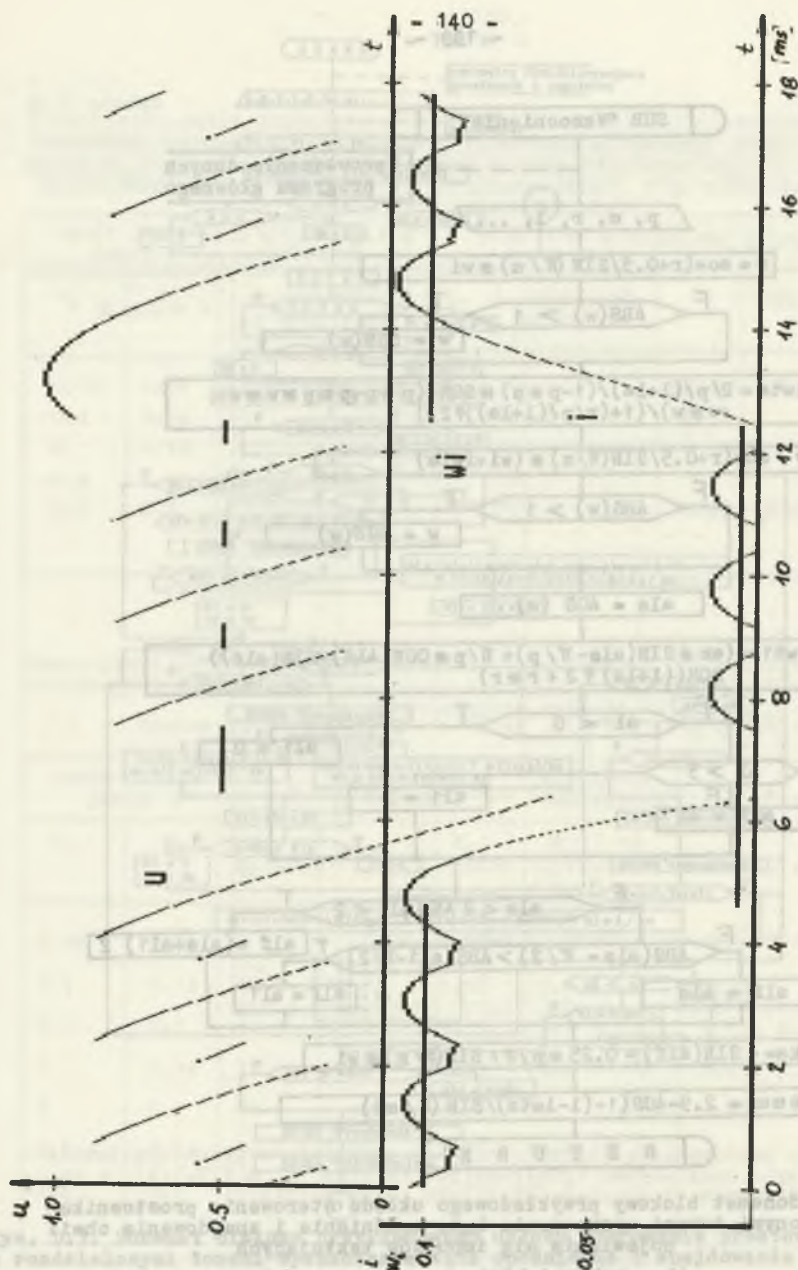


Rys. D.3. Schemat blokowy przykładowego układu sterowania prostownika z rozdzielonymi torami wyznaczania kąta opóźnienia i znajdowania chwil pojawiania się impulsów taktujących

b - schemat blokowy podprogramu "Wzmocnienie"

Fig. D.3. Block diagram for an example of converter control system with separated paths for determining of a delay angle and finding tripping pulses

b - block diagram for subroutine "Wzmocnienie" (amplification)



Rys. D.4. Przykładowe przebiegi napięcia i prądu prostownika o układzie sterowania przedstawionym blokowo na rys. D.3, dane: $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0.5$, $i_n = 0.05$, $w_{11} = 2 i_n = 0.1$, $w_{12} = 0.1 i_n = 0.005$

Fig. D.4. Example transients of converter voltage and current for control system as in figure D.3, data: $p = 6$, $m = 3$, $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0.5$, $i_n = 0.05$, $w_{11} = 2 i_n = 0.1$, $w_{12} = 0.1 i_n = 0.005$

Na rys. D.3a przedstawiono blokowo podstawowy segment układu sterowania, zaś na rys. D.3b schemat blokowy podprogramu obliczającego wartość współczynnika k_{α} (4.12). Większość oznaczeń schematu blokowego jest taka sama jak w tekście pracy.

Ważniejsze różnice to:

- w - napięcie wzorcowe (w_g),
- ka - współczynnik charakteryzujący pętlę korekcji kąta (k_{α}),
- ab - bieżący kąt opóźnienia (α_0),
- al - obliczony zalecany kąt opóźnienia (α),
- als - obliczony początkowy kąt opóźnienia (α_0),
- ai - żądany przyrost kąta opóźnienia ($\Delta\alpha_1$),
- iwt1 oraz iwt2 - wartości składowej tętniącej prądu w chwili komutacji obliczone z zależności (A.18) oraz (A.21)-(A.22).

W schemacie blokowym zastosowano również oznaczenia:

- h - ilość kroków obliczeniowych przypadających na półokres napięcia zasilającego,
- pz - liczba porządkowa ostatnio załączonego napięcia fazowego,
- bm - założona maksymalna wartość ilości kroków obliczeniowych, w czasie której układ zdąży obliczyć zalecaną wartość kąta opóźnienia.

Oprócz tego w schemacie blokowym zastosowano cały szereg oznaczeń pomocniczych.

Regulator o przedstawionym na rys. D.3 schemacie blokowym może współpracować z rzeczywistym układem prostowniczym. W miejsce podprogramów "Prostownik" oraz "Rejestracja" wchodzi wtedy w rzeczywisty układ prostowniczy wraz z obwodami dopasowującymi oraz układy pomiaru i rejestracji wielkości wyjściowych. Badania symulacyjne potwierdziły bardzo korzystne właściwości dynamiczne proponowanego rozwiązania układu sterowania prostownika.

Na rys. D.4 przedstawiono przebiegi przejściowe prądu i napięcia wyjściowego układu symulacyjnego prostownika z regulatorem o schemacie blokowym takim jak to przedstawiono na rys. D.3. Parametry obwodu obciążenia prostownika wynosiły przy tym $r = 0.42$, $l = 5$, $e_0 = 0.5$, $i_n = 0.05$.

Zmiana prądu zadanego w_1 następowała od wartości $w_{11} = 0.1$, co odpowiada 2 i_n , do wartości $w_{12} = 0.005$, która odpowiada 0.1 i_n , a następnie znowu do wartości w_{11} . W badaniach założono $h = 1080$, $bm = 15$, $q = 300$, zaś rejestracja przebiegów przejściowych odbywała się co sześć kroków obliczeniowych.

SYNTEZA STRUKTUR STEROWANIA PROSTOWNIKÓW TYRYSTOROWYCH ORAZ ANALIZA I OPTYMALIZACJA ICH WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNYCH

S t r e s z c z e n i e

Praca stanowi studium metod sterowania prostownika. Celem pracy są poszukiwania metodą analizy i syntezy optymalnych pod względem dynamicznych struktur sterowania tyrystorowych układów prostowniczych objętych sprzężeniem zwrotnym. Uwzględniono przy tym zmienność pulsu napięcia wyjściowego pod wpływem zmian napięcia sterującego, komutację, tętnienia prądu obciążenia oraz możliwość przewodzenia przerywanego.

Aby zrealizować powyższe cele opracowano dokładny i stosunkowo prosty model impulsowy prostownika. Model ten różni się od modelu z ekstrapolacjami zerowym tym, że w jego torze sprzężenia zwrotnego wprowadzono człon proporcjonalny, który zapewnia uwzględnienie wpływu komutacji i zmian okresu próbkowania na wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego. Współczynnik wzmocnienia tego członu proporcjonalnego nazwano współczynnikiem równoważności, zaś opracowany model nazwano równoważnym modelem impulsowym.

W pracy przedstawiono sposób określania współczynnika równoważności i wykorzystano model równoważny do opracowania nowej metody badania właściwości dynamicznych prostownika tyrystorowego objętego sprzężeniem zwrotnym. W wyniku analizy okazało się, że współczynnik równoważności można przedstawić za pomocą niezbyt skomplikowanych zależności analitycznych lub graficznie jako rodzinę charakterystyk. Z kolei optymalne właściwości dynamiczne prostownika pracującego w układzie zamkniętym uzyska się wtedy, gdy wyrażenia opisujące napięcia synchronizujące jako funkcje kąta opóźnienia stanowią kombinację liniową kosinusoidy przesuniętej i funkcji liniowej.

W pracy określono również optymalną strukturę układu sterowania prostownika o zadawaniu napięcia lub prądu wyjściowego i przebadano wpływ opóźnień występujących w torze sprzężenia zwrotnego na właściwości dynamiczne prostownika. Okazało się, że w przypadku stosowania kryterium modułu do doboru parametrów regulatora prądu przy określaniu wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego należy korzystać z równoważnego modelu impulsowego.

Sformułowane w pracy wnioski i zalecenia powinny znaleźć zastosowanie przy syntezie struktur sterowania prostowników i cyklokonwertorów w napędach tyrystorowych średnich i dużych mocy oraz przy analizie ich właściwości dynamicznych. Wyniki uzyskane metodą analityczną zweryfikowano za pomocą badań symulacyjnych przeprowadzonych na modelu komputerowym.

СИНТЕЗ СТРУКТУР УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ А ТАКЖЕ АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ИХ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ

Резюме

Монография занимается исследованием методов управления выпрямителя. Целью работы являются поиски путём анализа и синтеза оптимальных с точки зрения динамики алгоритмов управления выпрямителей с обратной связью. При этом учитывается изменчивость периода пульса выходного напряжения под влиянием отклонения управляющего напряжения, коммутация, пульсация тока нагрузки, а также возможность работы в режиме перерывистых токов.

Чтобы осуществить поставленные цели разработана точная и относительно удобная импульсная модель выпрямителя. Эта модель отличается от модели с экстрополятором нулевого порядка тем, что в её цепи обратной связи введено пропорциональное звено, которое обеспечивает учёт влияния коммутации и изменения периода пульсирования на усиление петли обратной связи. Коэффициент усиления выше упомянутого пропорционального звена назван коэффициентом эквивалентности, а разработанная модель названа эквивалентной импульсной моделью.

В работе представлен метод определения коэффициента эквивалентности и использована эквивалентная модель для разработки нового метода исследования динамических свойств выпрямителя с обратной связью. В следствии анализа доказано, что коэффициент эквивалентности можно представить при помощи не очень сложных аналитических зависимостей, либо графически как семейство характеристик. Оптимальные динамические свойства выпрямителя, работающего в замкнутой системе будут получены тогда, когда выражения описывающие опорные напряжения как функцию угла запаздывания зажигания являются комбинацией сдвинутой косинусотды и линейной функции.

В работе определена также оптимальная структура системы управления выпрямителя для задавания исходного напряжения или тока и исследовано влияние временной задержки в цепи обратной связи на динамические свойства выпрямителя. Оказалось, что в случае применения критерия модуля для подбора параметров регулятора тока надо при определении усиления петли обратной связи пользоваться эквивалентной импульсной моделью.

Сформулированные в работе выводы и заключения должны найти применение для синтеза структур управления выпрямителей и циклоконверторов в тиристорных приводах средней и большой мощности, а также для анализа их динамических свойств. Результаты полученные аналитическим путём проверены при помощи модельных испытаний на цифровой вычислительной машине.

A SYNTHESIS OF THYRISTOR CONVERTER CONTROL STRUCTURES AS WELL AS AN ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF THEIR DYNAMICS PROPERTIES

S u m m a r y

The monograph is a study of converter control. Its aims are researches for the optimum dynamic control algorithms by means of analysis and synthesis of thyristor converter with feedback control. The changes of sample period resulting from control voltage changes, commutation, load current pulsation and the possibility of interrupted conduction have been considered.

To realize these aims, an exact and relatively simple discrete model of converter has been developed. The model differs from zero-order-hold model since in its path there is a proportional element which ensures taking into account the influence of commutation and sample period changes on the feedback loop gain. The gain factor of the above mentioned proportional element has been called an equivalence coefficient, hence the obtained model has been called an equivalent discrete model.

In the elaboration the means of calculating the equivalence coefficient has been presented and the equivalent model has been applied to elaborate a new method of investigation of the dynamic properties of a thyristor converter with feedback control.

As a result of the analysis it has been shown that the equivalence coefficient may be represented using not very complex analytic relations, or graphically as a family of characteristics. Then, the optimum dynamic properties of a converter working in a closed system will be obtained when the expressions describing the timing voltages as a function of a delay angle create a linear combination of the out of phase cosine line and linear function.

In the elaboration the optimum control structure of a converter with reference voltage or with reference current have been determined and the influence of existing the path lags in the feedback have been investigated. It has been shown that in the case of using absolute value criterion to select the parameters of current control the discrete equivalent model should be employed.

The expressed conclusions and suggestions should be applied in the synthesis of control structures of converters and cycloconverters with medium and great thyristor drives, as well as in the analysis of their dynamic properties. The analytic results have been verified by means of simulative investigations on a computer model.

**WYDAWNICTWA NAUKOWE I DYDAKTYCZNE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ
MOŻNA NABYC W NASTĘPUJĄCYCH PLACÓWKACH:**

- 44-100 Gliwice — Księgarnia nr 096, ul. Konstytucji 14 b
 - 44-100 Gliwice — Spółdzielnia Studencka, ul. Wrocławska 4 a
 - 40-950 Katowice — Księgarnia nr 015, ul. Żwirki i Wigury 33
 - 40-096 Katowice — Księgarnia nr 005, ul. 3 Maja 12
 - 41-900 Bytom — Księgarnia nr 048, Pl. Kościuszki 10
 - 41-500 Chorzów — Księgarnia nr 063, ul. Wolności 22
 - 41-300 Dąbrowa Górnicza — Księgarnia nr 081, ul. ZBoWiD-u 2
 - 47-400 Racibórz — Księgarnia nr 143, ul. Odrzańska 1
 - 44-200 Rybnik — Księgarnia nr 162, Rynek 1
 - 41-200 Sosnowiec — Księgarnia nr 181, ul. Zwycięstwa 7
 - 41-800 Zabrze — Księgarnia nr 230, ul. Wolności 288
 - 00-901 Warszawa — Ośrodek Rozpowaszczniania Wydawnictw Naukowych PAN —
Pałac Kultury i Nauki
- Wszystkie wydawnictwa naukowe i dydaktyczne zamawiać można poprzez Składnicę Księgarską w Warszawie, ul. Mazowiecka 9.