ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1988

Seria: ELEKTRYKA z. 104 Nr kol. 905

Tadeusz RODACKI

UKŁADY REGULACJI PRĄDU W TYRYSTOROWYCH ZASILACZACH ODBIORNIKÓW ŁUKOWYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono możliwości stabilizacji prądu odbiorników łukowych zasilanych z układów tyrystorowych przez zastosowanie regulatorów elektronicznych. Opisano ważniejsze możliwe do zastosowania struktury układów regulacji: układy z regulatorem prądu typu PI i PID, układy z dodatkowym regulatorem napięcia, układy inwariantne, układy adaptacyjne. Przeprowadzono analizę tych układów i określono warunki stabilnej pracy. Podano zasady doboru optymalnych nastaw regulatorów oraz określono wpływ parametrów obwodów elektrycznych na proces regulacji prądu. Zamieszczone w pracy wnioski mogą być przydatne przy projektowaniu i realizacji tyrystorowych układów zasilania odbiorników łukowych.

1. Wstęp

W urządzeniach, w których wykorzystywany jest łuk elektryczny, od wielu lat stosowane były klasyczne już układy zasilania łuku takie jak:

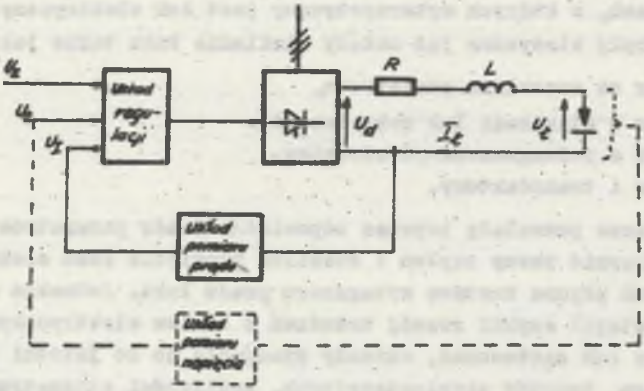
- transformator ze szczeliną powietrzną,
- transformator z dławikami lub rezystorami,
- transformator z podmagnesowanym rdzeniem,
- transformator i transduktory.

Takie zasilacze pozwalały poprzez odpowiedni dobór parametrów i połączeń układu zapewnić pewny zapłon i stabilne płonięcie łuku elektrycznego oraz skokową lub płynną nastawę wymaganego prądu łuku. Jednakże w ostatnich latach nastąpił szybki rozwój urządzeń z łukiem elektrycznym, zwiększył się zakres ich zastosowań, wzrosły wymagania co do jakości procesu technologicznego, kosztów eksploatacyjnych, możliwości automatyzacji pracy. Dlatego też w wielu krajach prowadzone są intensywne badania nad opracowaniem nowoczesnego układu zasilania łuku elektrycznego, tzn. takiego, który spełnia wymagania zapewniające stabilne płonięcie łuku, pozwala na płynną nastawę prądu łuku w szerokim zakresie i jego stabilizację z dużą dokładnością (poniżej 1%) oraz posiada wysoki współczynnik sprawności. Takie wymagania w chwili obecnej najlepiej spełniają przekształtniki tyrystorowe pracujące w różnych układach połączeń: z mostkami tyrystorowymi po wtórnej stronie transformatora lub też z tyrystorowymi sterownikami napięcia przemiennego po pierwotnej stronie transformatora [1]. Aby zapewnić poprawną pracę w całym zakresie i spełnienie żądanych wymagań, przekształtniki tyrystorowe muszą być wyposażone w elektroniczny układ regu-

lacji, którego zadaniem będzie głównie odpowiednie ukształtowanie charakterystyki zewnętrznej, rozszerzenie zakresu regulacji prądu, zwiększenie dokładności regulacji prądu, poprawa dynamiki i ograniczenie przeregulowań prądu w stanach przejściowych. Dlatego też bardzo ważnym zagadnieniem jest wybór odpowiedniej struktury układu regulacji i określenie optymalnych nastaw regulatorów w zależności od parametrów odbiornika łukowego, obiektu o silnie nieliniowej i niejednoznacznej charakterystyce prądowo-napięciowej. Zagadnienie to nie jest kompleksowo rozpracowane w dostępnej literaturze; nieliczne publikacje na ten temat dotyczą tylko wycinków tego szerokiego problemu. W niniejszej pracy przedstawiono ważniejsze możliwe do zastosowanie struktury układów regulacji prądu łuku oraz w sposób syntetyczny określono warunki stabilności dynamicznej układu i zasady doboru optymalnych nastaw regulatorów.

2. Układy regulacji z regulatorem typu PI lub PID

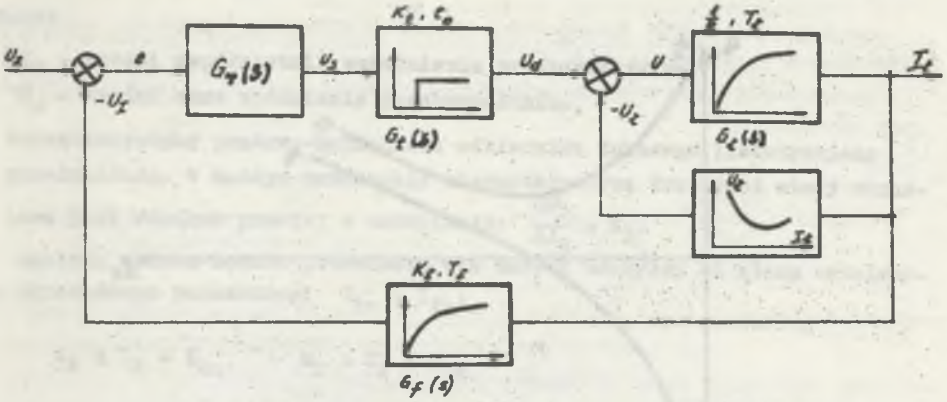
Wszystkie tyrystorowe układy zasilania łuku elektrycznego można sprowadzić do jednego uproszczonego schematu blokowego, który przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Uproszczony schemat tyrystorowego układu zasilania odbiorników łukowych

Fig. 1. Simplified arc supplying thyristor system circuit

W obwodzie łuku znajduje się indukcyjność zastępcza L równa sumie indukcyjności włączonych w obwód łuku i indukcyjności układu zasilania sprowadzonych na stronę prądu stałego oraz rezystancja zastępcza R równa rezystancji obwodu łuku i układu zasilania. Stała czasowa obwodu łuku $T_2 = \frac{L}{R}$ jest znacznie większa od termicznej stałej czasowej łuku (50-150 s) [3]. Zwiększenie indukcyjności w obwodzie łuku wpływa korzystnie, zwiększa



Rys. 2. Schemat blokowy układu z jednym regulatorem prądu
Fig. 2. Block diagram of the system with single current controller

się stała czasowa obwodu łuku, prąd jest bardziej wygładzony, co z kolei pozwala zmniejszyć stałą czasową w układzie pomiaru prądu.

Na rys. 2 przedstawiono pełny schemat blokowy układu zasilania odbiornika łukowego, w którym zastosowano najprostszą strukturę układu regulacji z jednym regulatorem prądu typu PI lub PID o transmitancji $G_r(s)$.

Odbiornik łukowy określony jest transmitancją obwodu łuku w postaci:

$$G_\ell(s) = \frac{1}{R(1 + sT_\ell)} \tag{1}$$

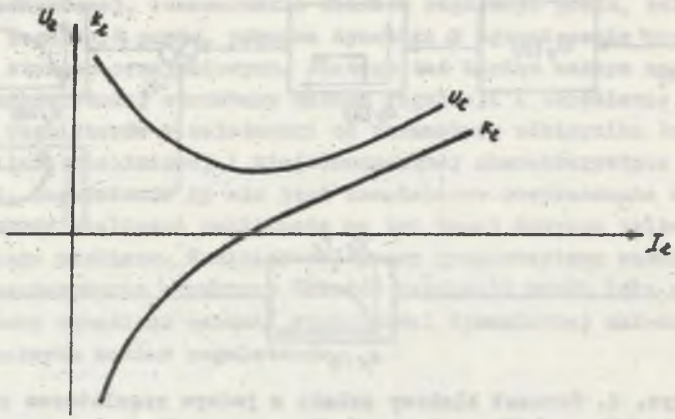
oraz nieliniową charakterystyką napięciowo-prądową przedstawioną na rys. 3. Z charakterystyki tej można określić dynamiczny współczynnik wzmocnienia łuku $K_\ell = \frac{dU_\ell}{dI_\ell}$, który jest zależny od wielu czynników, głównie od wartości prądu łuku i jego długości $K_\ell = f(I_\ell, l_\ell)$. Jak wynika z rys. 3, dynamiczny współczynnik wzmocnienia łuku zmienia się nieliniowo w szerokich granicach od wartości ujemnych dla małych prądów do wartości dodatnich dla dużych prądów łuku.

Transmitancja przekształtnika tyrystorowego ma postać:

$$G_t(s) = K_t(U_s)e^{-st_0} \tag{2}$$

gdzie:

$K_t(U_s)$ - wzmocnienie przekształtnika,
t_0 - czas opóźnienia wprowadzony przez przekształtnik zależny od typu zastosowanego przekształtnika tyrystorowego i sposobu realizacji układu sterowania pracą tyrystorów.



Rys. 3. Charakterystyka prądowo-napięciowa odbiornika łukowego
Fig. 3. Arc current-voltage characteristics

Wielkość regulowana I_ℓ jest mierzona przez układ pomiaru prądu o transmitancji:

$$G_f(s) = \frac{K_f}{1+sT_f} \tag{3}$$

Przedstawiona na rys 2. struktura rzeczywistego układu zasilania i regulacji posiada elementy nieliniowe i o zmiennych w czasie parametrach. Charakterystyka prądowo-napięciowa odbiornika łukowego jest silnie nieliniowa o nachyleniu zależnym od punktu pracy i zmienia swoje położenie pod wpływem wielu zakłóceń zewnętrznych. Indukcyjności w obwodzie łuku zależne są także od wartości prądu, rezystancja również nie jest stała, lecz zależy od przewodzonego prądu i temperatury. Przekształtnik tyrystorowy wnosi do układu rzeczywiste zmienne opóźnienia czasowe t_o, a jego współczynnik wzmocnienia zależy od nachylenia charakterystyki sterowania. Jak stąd wynika, przedstawiony układ jest układem silnie nieliniowym i niestacjonarnym, dlatego też problem analizy i optymalizacji parametrów jest tutaj zagadnieniem bardzo złożonym. Znaczne uproszczenie rozważań uzyskujemy wprowadzając następujące założenia:

- przyjmuje się stałość indukcyjności L i rezystancji R w obwodzie łuku,
- transmitancję przekształtnika tyrystorowego upraszczamy do elementu inercyjnego pierwszego rzędu:

$$G_t(s) = \frac{K_t}{1+sT_o} \tag{4}$$

gdzie:

K_t - średni współczynnik wzmocnienia przekształtnika,

T_o - średni czas opóźnienia przekształtnika,

- charakterystykę prądowo-napięciową odbiornika łukowego linearyzujemy przedziałami. W każdym przedziale charakterystyka łuku jest wtedy określona jako odcinek prostej o nachyleniu: $\frac{\Delta U_ł}{\Delta I_ł} = K_ł$.

Analiza układu będzie prowadzona dla małych odchyleń od stanu ustalonego określonego parametrami $U_{łu}$ i $I_{łu}$:

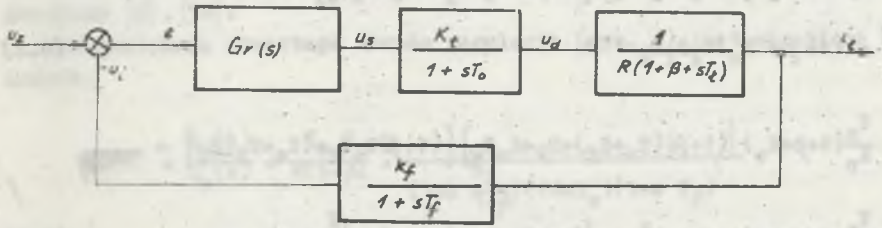
$$i_ł = I_ł - I_{łu}, \qquad u_ł = U_ł - U_{łu}$$

gdzie $u_ł$ i $i_ł$ są wartościami odchyleń napięcia i prądu od stanu ustalonego mieszczących się w przedziale linearyzacji.
Można teraz transmitancję odbiornika przedstawić w postaci:

$$G_ł(s) = \frac{i_ł(s)}{u_d(s)} = \frac{R(1+sT_ł)}{1 + \frac{1}{R(1+sT_ł)}K_ł} = \frac{1}{R(1+\beta + sT_ł)} \tag{5}$$

gdzie $\beta = \frac{K_ł}{R}$ określa nachylenie charakterystyki odbiornika łukowego w analizowanym przedziale.

Opierając się na powyższych założeniach dla małych odchyleń od stanu ustalonego, schemat blokowy układu można przedstawić w sposób pokazany na rys. 4.



Rys. 4. Schemat blokowy układu dla małych odchyleń od stanu ustalonego
Fig. 4. System block diagram for small deviations from steady state

W przypadku zastosowania regulatora prądu:

typu PI - $G_r(s) = K_r(1 + \frac{1}{sT_c})$ (6)

typu PID - $G_r(s) = K_r(1 + \frac{1}{sT_c} + sT_w)$. (7)

Analizę stabilności dynamicznej przeprowadzono dla przypadku bardziej złożonego z regulatorem typu PID.

Transmitancja operatorowa zamkniętego układu regulacji jest wtedy opisana równaniem:

$$G(s) = \frac{i_z(s)}{u_z(s)} = \frac{\frac{1}{K_f}(1+sT_c+s^2T_cT_w)(1+sT_f)}{s^4\frac{T_c}{K_o}T_zT_fT_o+s^3\frac{T_c}{K_o}\left[(1+\beta)T_oT_f+(T_o+T_f)T_z\right]+s^2\frac{T_c}{K_o}\left[(1+\beta)(T_o+T_f)+T_z+K_oT_w\right]+s\frac{T_c}{K_o}(1+\beta+K_o)+1} \tag{8}$$

gdzie:

$K_o = \frac{K_rK_tK_f}{R}$ - wzmocnienie w układzie otwartym.

Określając warunki stabilności układu z kryterium Hurwitza dla równania (8) otrzymujemy:

$$1+\beta+K_o > 0 \tag{9.1}$$

$$(1+\beta)(T_o+T_f)+T_z+K_oT_w > 0 \tag{9.2}$$

$$(1+\beta)T_oT_f+(T_o+T_f)T_z > 0 \tag{9.3}$$

$$\left[(1+\beta)T_oT_f+(T_o+T_f)T_z\right]\left[(1+\beta)(T_o+T_f)+T_z+K_oT_w\right] - (1+\beta+K_o)T_zT_fT_o > 0 \tag{9.4}$$

$$\frac{T_c}{K_o}(1+\beta+K_o)\left[(1+\beta)(T_o+T_f)+T_z+K_oT_w\right]\left[(1+\beta)T_oT_f+(T_o+T_f)T_z\right] - \frac{T_c}{K_o}T_zT_fT_o(1+\beta+K_o)^2 - \left[(1+\beta)T_oT_f+(T_oT_f)T_z\right]^2 > 0. \tag{9.5}$$

Warunek (9.1) określa minimalne żądanie dla wzmocnienia regulatora:

$$K_r > -(1+\beta)\frac{R}{K_tK_f}. \tag{10}$$

Warunki (9.2) i (9.3) określają minimalne wymagania w odniesieniu do wartości stałej czasowej filtru w układzie pomiaru prądu:

$$T_f > -\frac{T_\ell + K_o T_w}{(1+\beta)} - T_o$$

$$T_f > -\frac{1}{\frac{1+\beta}{T_\ell} + \frac{1}{T_o}} . \qquad (11)$$

Jeżeli stała czasowa filtru T_f jest narzucona, to warunki (11) określają wymagania dotyczące stałej czasowej obwodu łuku T_ℓ.
W warunkach (9.4) i (9.5) tkwią warunki poprzednie oraz zalecenia dotyczące stałej czasowej regulatora T_o.
Z warunków (9.1)-(9.5) można określić wartość stałych czasowych i współczynnika wzmocnienia regulatora, wartość stałej czasowej filtru tak, aby dla danego β zapewnić stabilność układu regulacji. Otrzymane zależności upraszczają się, jeżeli zamiast regulatora typu PID zastosujemy regulator typu PI (tzn. $T_w = 0$).

Porównując jednak wyniki rozważań z obydwoma typami regulatorów można stwierdzić, że zastosowanie regulatora typu PID zamiast PI pozwala zwiększyć zakres regulacji prądu łuku w stronę małych wartości prądu przez odpowiedni dobór stałej czasowej T_w.

Aby zapewnić możliwie krótki czas trwania przebiegów przejściowych i nie pozwolić na niedopuszczalne oscylacje prądu łuku przy szerokim zakresie regulacji i minimalnej indukcyjności zastępczej w obwodzie łuku, należy nastawy regulatora dobrać wg odpowiedniego kryterium optymalizującego. Przy poczynionych założeniach możliwejest zastosowanie kryterium Kesslera [5], [10].

Transmitancja otwartego obwodu regulacji (rys. 4) jest określona zależnością:

$$G_o(s) = \frac{u_I(s)}{u_s(s)} = \frac{K_t K_f}{R(1+\beta)} \cdot \frac{1}{(1+s\frac{T_\ell}{1+\beta})(1+sT_o)(1+s\,T_f)} . \qquad (12)$$

Gdy oznaczy się $T_o + T_f = T_\delta$ - (mała stała czasowa) wzór (12) na podstawie kryterium optimum modułu Kesslera [4], [5], otrzymuje się nastawy regulatora PI o transmitancji (6):

dla przypadku $\frac{T_2}{1+\beta} \approx T_\delta$:

$$K_r = \frac{R(1+\beta)}{2K_t K_f}\left[\frac{T_2}{(1+\beta)T_\delta} + \frac{(1+\beta)T_\delta}{T_2}\right] \tag{13}$$

$$T_o = \frac{T_2}{1+\beta} + \frac{T_\delta}{1 + \frac{T_2}{(1+\beta)T_\delta}}$$

dla przypadku $\frac{T_2}{1+\beta} \gg T_\delta$

$$K_r = \frac{R\,T_2}{2K_t K_f T_\delta}, \qquad T_o = \frac{T_2}{1+\beta}. \tag{14}$$

Przebieg odpowiedzi na skok wymuszenia dla tak określonych nastaw regulatora posiada przeregulowanie rzędu 4%, czas narastania wynosi 4,7 Tδ, a czas regulacji z dokładnością ± 2% wynosi 8,4 Tδ. Natomiast odpowiedź układu na skokową zmianę wielkości zakłócających jest w przypadku takiej optymalizacji niekorzystna, gdyż czas regulacji wynosi 3 T_o.

Optymalizację odpowiedzi na skokowe zmiany wielkości zakłócającej uzyskamy dobierając nastawy regulatora PI z kryterium symetrycznego optimum Kesslera [4].

Jeśli dla transmitancji (12) spełniony jest warunek $\frac{T_2}{1+\beta} > T_\delta$, nastawy regulatora PI wynoszą:

$$K_r = k_1 \frac{RT_2}{2K_t K_f T_\delta}, \qquad T_o = k_2\, 4T_\delta. \tag{15}$$

Współczynniki k_1 i k_2 zależą od stosunku dużej stałej czasowej do małej, co przedstawia wykres na rys. 5 [10].

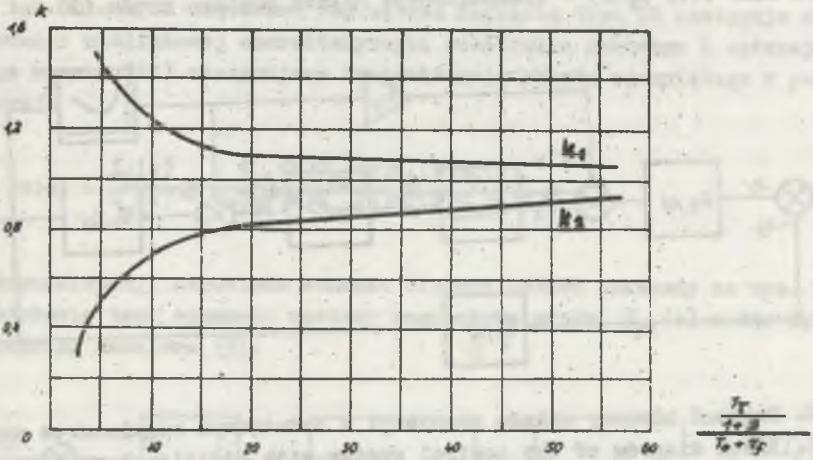
Tego rodzaju optymalizacji towarzyszy duże przeregulowanie (rzędu 40%) przy skokowej zmianie wartości zadanej, które może być jednak ograniczone przez zastosowanie filtru na wejściu wielkości wymuszającej. Stała czasowa tego filtru powinna wynosić: $T = 1,2\,T_\delta$. Odpowiedź na skokową zmianę zakłócenia w przypadku takiej optymalizacji jest bardzo korzystna. Czas regulacji jest teraz kilkakrotnie mniejszy w porównaniu z nastawą wg kryterium modułu.

Jeżeli w transmitancji układu otwartego (12) stałe czasowe $\frac{T_2}{1+\beta}$ i T_f będą takiego samego rzędu, ale wielokrotnie większe od T_o, najlepiej zastosować regulator typu PID o transmitancji (7). Nastawy tego regulatora można dobrać z kryterium optimum modułowego Kesslera [5]:

$$K_r = \frac{R(1+\beta)}{2K_t K_f T_o}\left[T_f + \frac{T_\ell}{1+\beta}\right]$$

$$T_c = \frac{T_\ell}{1+\beta} + T_f \qquad (16)$$

$$T_w = \frac{T_\ell}{\frac{T_\ell}{T_f} + 1 + \beta}.$$



Rys. 5. Wykres do wyznaczania współczynników korekcyjnych do obliczeń nastaw regulatora PI z kryterium symetrii

Fig. 5. Correction coefficient diagram for calculations of the adjustments of the PI controller using optimal symmetry criterion

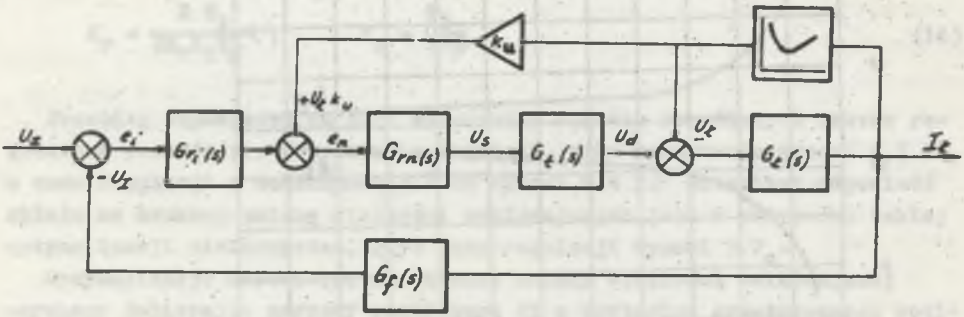
Analizując powyższe zależności na optymalne nastawy regulatorów można wyciągnąć wniosek, że stosowanie układów regulacji z jednym regulatorem prądu typu PI lub PID nie pozwala na uzyskanie optymalnych przebiegów w całym wymaganym zakresie zmian prądu łuku. We wzorach na nastawy optymalne występuje współczynnik β, który jest stały w każdym przedziale linearyzacji charakterystyki łuku, ale zmienia się od wartości ujemnych do dodatnich przy zmianach prądu łuku od $I_{\ell\,min}$ do $I_{\ell\,max}$. Dlatego też układ zoptymalizowany dla jednego punktu pracy nie zapewnia optymalnych przebiegów w innym punkcie pracy.

Aby zwiększyć zakres pracy odbiornika łukowego przy optymalnych warunkach, należy zastosować bardziej złożone struktury układu regulacji takie jak:

- układy z regulatorem prądu i regulatorem napięcia łuku,
- układy inwariantne,
- układy z adaptacyjnym regulatorem prądu.

3. Układy regulacji z regulatorem prądu typu PI i regulatorem napięcia

Schemat blokowy układu regulacji z dodatkowym regulatorem napięcia przedstawiono na rys. 6, gdzie oznaczono: $G_{ri}(s)$ - transmitancja regulatora prądu typu PI (6), $G_{rn}(s)$ - transmitancja regulatora napięcia, $G_t(s)$ - transmitancja przekształtnika tyrystorowego (4), $G_\ell(s)$ - transmitancja obwodu łuku (1), $G_f(s)$ - transmitancja układu pomiaru prądu (3).



Rys. 6. Schemat blokowy układu regulacji z dodatkowym regulatorem napięcia
Fig. 6. Block diagram of the control system with additional voltage controller

Założono bezinercyjne sprzężenie zwrotne od napięcia łuku przez układ pomiaru napięcia o współczynniku wzmocnienia k_u.
Opierając się na rys. 6 można napisać równanie dla prądu I_ℓ:

$$I_\ell(s) = \left\{\left[(U_z - I_\ell G_f(s))G_{ri}(s) + k_u U_\ell\right]G_{rn}(s)G_t(s) - U_\ell\right\}G_\ell(s) \,. \tag{17}$$

Przekształcając równanie (17) otrzymano:

$$I_\ell(s) = \frac{G_{ri}(s)G_{rn}(s)G_t(s)G_\ell(s)}{1+G_{ri}(s)G_{rn}(s)G_t(s)G_\ell(s)G_f(s)}\,U_z(s) +$$

$$+\frac{\left[k_u G_{rn}(s)G_t(s)-1\right]G_\ell(s)}{1+G_{ri}(s)G_{rn}(s)G_t(s)G_\ell(s)G_f(s)}\,U_\ell(s) \tag{18}$$

Z równania (18) wynika, że prąd łuku nie zależy od napięcia łuku, jeśli spełniona jest tożsamość:

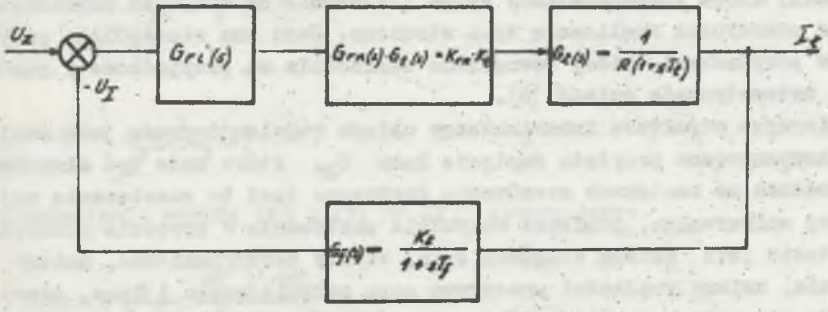
$$k_u G_{rn}(s) G_t(s) - 1 = 0 \tag{19}$$

Spełnienie tej tożsamości jest zależne od struktury i nastaw regulatora napięcia $G_{rn}(s)$. Obliczenia wykazują, że tożsamość (19) spełnia jedynie regulator napięcia typu PD o transmitancji $G_{rn}(s) = K_{rn}(1+pT_{wn})$ o nastawach: $T_{wn} = T_o$ i $K_{rn} = \frac{1}{K_u K_t}$.

Przy tak dobranych nastawach regulatora napięcia typu PD następuje skompensowanie nieliniowej charakterystyki odbiornika łukowego i opierając się na wzorze (18) otrzymujemy transmitancję układu zamkniętego w postaci różniowej:

$$G(s) = \frac{I_\ell(s)}{U_z(s)} = \frac{G_{ri}(s) G_{rn}(s) G_t(s) G_\ell(s)}{1+G_{ri}(s) G_{rn}(s) G_t(s) G_\ell(s) G_f(s)} . \tag{20}$$

Tej transmitancji odpowiada schemat blokowy układu pokazany na rys. 7. Na podstawie tego schematu nastawy regulatora prądu $G_{ri}(s)$ można dobrać z kryterium Kesslera [5].



Rys. 7. Schemat blokowy układu regulacji z kompensacją charakterystyki odbiornika łukowego

Fig. 7. Block diagram of the control system with arc characteristics compensation

Transmitancja otwartego układu regulacji wynosi:

$$G_o(s) = \frac{U_-(s)}{U_z(s)} = \frac{K_t K_f K_{rn}}{R(1+sT_\ell)(1+sT_f)} . \tag{21}$$

W przypadku $T_ł < 4T_f$ należy dobrać regulator prądu o nastawach:

$$K_{ri} = \frac{RT_ł}{2K_t K_f K_{rn} T_f}, \quad T_{ci} = T_ł$$

W przypadku $T_ł > 4T_f$ nastawy regulatora można obliczyć:

$$K_{ri} = \frac{RT_ł}{2K_t K_f K_{rn} T_f}, \quad T_{ci} = 4T_f.$$

Oceniając analizowane w tym punkcie rozwiązanie układu regulacji należy zwrócić uwagę, że w rzeczywistym układzie przekształtnik tyrystorowy wynosi rzeczywiste zmienne opóźnienie, konieczne więc jest zastosowanie filtru o pewnej stałej czasowej w torze pomiaru napięcia. Dlatego też w układzie rzeczywistym nie uzyskuje się pełnej kompensacji nieliniowości charakterystyki łuku, a określone powyżej nastawy regulatorów nie zapewniają jeszcze optymalnych warunków pracy w całym zakresie regulacji.

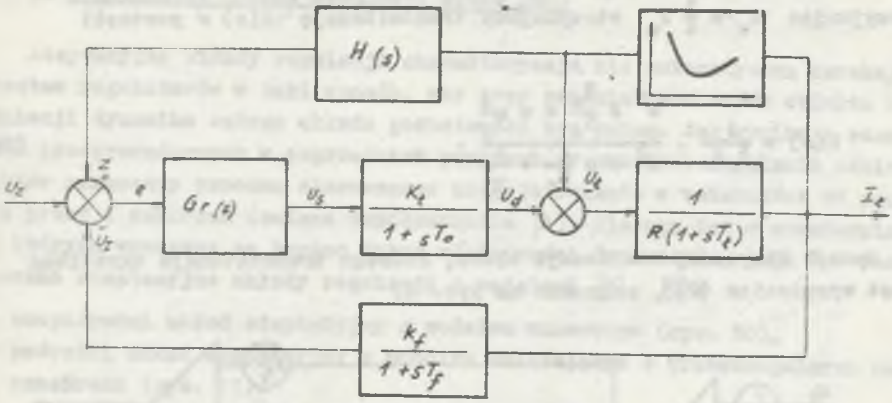
4. Inwariantny układ regulacji prądu łuku

Teoria układów inwariantnych zajmuje się zagadnieniem wyboru takiej struktury, która kompensowałaby wpływ zakłócenia na wielkość regulowaną, a także praktyczną realizacją tych struktur. Jest ona szczególnie przydatna w przypadkach, kiedy zewnętrzne zakłócenia są przypadkowe i nie można ich matematycznie opisać [6].

Wybierając strukturę inwariantnego układu regulacji prądu jako zakłócenie kompensowane przyjęto napięcie łuku $U_ł$, które może być mierzone bezpośrednio na zaciskach urządzenia łukowego. Jest to rozwiązanie najbardziej uniwersalne, ponieważ wszystkie zakłócenia w procesie płonięcia łuku, takie jak: zmiana długości łuku, efekty aerodynamiczne, zmiany ciśnienia, zmiany prędkości przepływu gazu osłaniającego i inne, odzwierciedlają się natychmiast w zmianie wartości napięcia łuku.

Układ inwariantny względem wybranego sygnału zakłócającego nie posiada cech inwariantności względem innych sygnałów, a jeśli nie posiada pętli sprzężenia zwrotnego głównego, to względem sygnału zadającego zachowuje się jak układ otwarty. Dlatego też dla poprawienia własności dynamicznych względem sygnału zadającego niezbędne jest wprowadzenie dodatkowego sprzężenia zwrotnego i odpowiednio dobranego regulatora, np. wg kryterium Kesslera.

W proponowanym inwariantnym układzie regulacji prądu łuku przedstawionym na rys. 8 zastosowano regulator prądu $G_r(s)$ typu PID o transmitancji (7).



Rys. 8. Schemat blokowy inwariantnego układu regulacji prądu łuku
Fig. 8. Block diagram of the inwariable arc control system

Sygnał zakłócający wprowadzono na wejście regulatora prądu poprzez człon kompensacyjny H(s).
Zgodnie z teorią inwariantności [6] dla schematu blokowego z rys. 8 transmitancję H(s) zapewniającą inwariantność wielkości wyjściowej można określić z tożsamości:

$$1 - H(s)G_r(s)G_t(s) = 0 \tag{22}$$

stąd:

$$H(s) = \frac{1}{G_r(s)G_t(s)} \tag{23}$$

Po podstawieniu wzorów (4) i (7) do (23) otrzymujemy:

$$H(s) = \frac{1}{K_r K_t} \cdot \frac{sT_c(1+sT_o)}{s^2T_cT_w+sT_c+1} \tag{24}$$

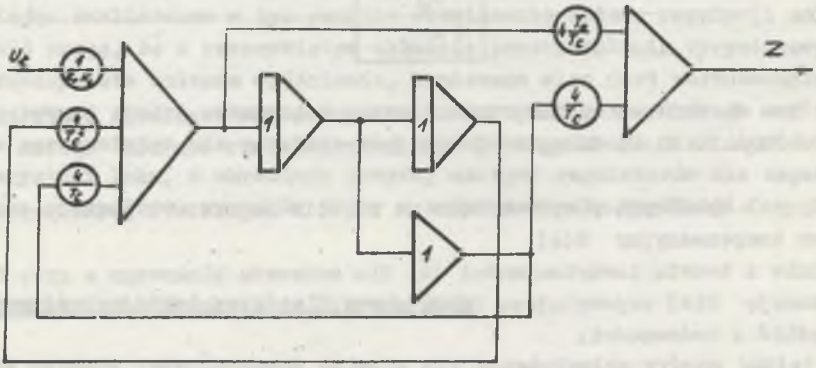
Otrzymana transmitancja H(s) spełnia warunek dostateczny Pietrowa kryterium fizycznej realizacji układu, jeśli równanie charakterystyczne tej transmitancji posiada pierwiastki rzeczywiste, tzn. $\Delta >> 0$. Dla tego równania $\Delta = T_c(T_c - 4\,T_w)$.
Stąd wynika warunek konieczny na wartość stałej czasowej wyprzedzenia T_w regulatora prądu PID:

$$T_w < \frac{1}{4}\,T_c\,. \tag{25}$$

Przyjmując $T_w = \frac{1}{4} T_c$ otrzymujemy transmitancję H(s) w postaci:

$$H(s) = \frac{1}{K_r K_t} \cdot \frac{s^2 4 \frac{T_c}{T_c} + s \frac{4}{T_c}}{s^2 + s \frac{4}{T_c} + \frac{4}{T_c^2}} . \tag{26}$$

Sposób fizycznej realizacji bloku, którego transmitancja określona jest wyrażeniem (26), pokazano na rys. 9.



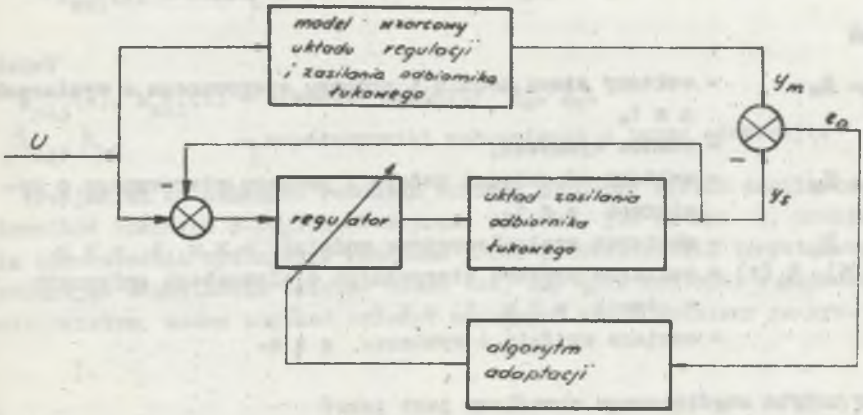
Rys. 9. Sposób realizacji fizycznej bloku kompensacji zakłócenia H(s)
Fig. 9. Practical realisation of the interference H(s) compensation unit

Parametry bloku H(s) zależne są tylko od parametrów regulatora prądu i przekształtnika tyrystorowego. W układzie rzeczywistym parametry regulatora będą ustawiane na stałe jako optymalne, natomiast rzeczywisty przekształtnik tyrystorowy nie jest elementem inercyjnym pierwszego rzędu, jak przyjęto w powyższych rozważaniach, ale elementem ze zmiennym opóźnieniem. Należy się więc spodziewać w układzie rzeczywistym niepełnej kompensacji zakłócenia, czyli będzie to układ quasi-inwariantny. Przeprowadzone badania wykazały jednak, że układ z dodatkowym sprzężeniem kompensacyjnym posiada wyraźnie lepsze własności w porównaniu z klasycznym układem regulacji. Wykazuje on mniejszą czułość na zakłócenie, jakim jest zmiana napięcia łuku, przeregulowanie w układzie inwariantnym jest zawsze mniejsze, a czas regulacji znacznie krótszy. Jest to szczególnie widoczne przy małych wartościach prądu łuku.

5. Adaptacyjne układy regulacji prądu łuku

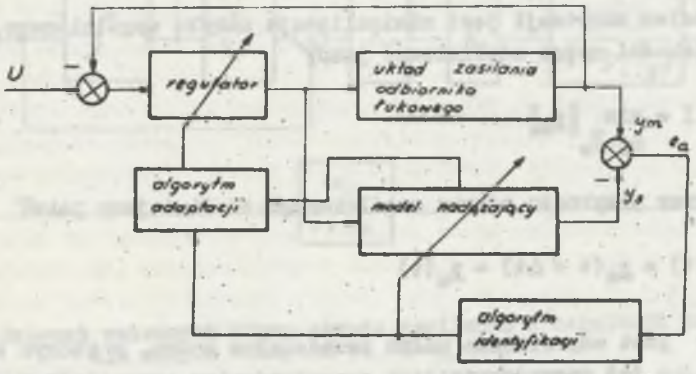
Adaptacyjne układy regulacji charakteryzują się automatyczną korekcją nastaw regulatorów w taki sposób, aby przy zmianie parametrów obiektu regulacji dynamika całego układu pozostawała bez zmian. Jak wynika z rozważań przeprowadzonych w poprzednich punktach, w układach zasilania odbiorników parametry procesu sterowanego ulegają zmianie w zależności od punktu pracy i zakłóceń (zmiana współczynnika β), dlatego też w urządzeniach, w których wymagane są bardzo dobre właściwości dynamiczne, mogą być zastosowane adaptacyjne układy regulacji z modelami [8], [9]:

- bezpośredni układ adaptacyjny z modelem wzorcowym (rys. 10),
- pośredni układ adaptacyjny z modelem nadążającym o przestrajalnych parametrach (rys. 11).



Rys. 10. Uproszczony schemat adaptacyjnego układu regulacji z modelem wzorcowym

Fig. 10. Simplified circuit of the adaptive system with standard model



Rys. 11. Uproszczony schemat adaptacyjnego układu regulacji z modelem nadążającym

Fig. 11. Simplified circuit of the adaptive system with follow-up model

Rozważając ogólnie bezpośrednie układy adaptacyjne [7], [8] możemy model wzorcowy opisać równaniami stanu:

$$\dot{\underline{X}}_m = \underline{A}_m \underline{X}_m + \underline{B}_m \underline{U}$$
$$\underline{Y}_m = \underline{C} \underline{X}_m \tag{27}$$

i proces sterowany równaniami stanu:

$$\dot{\underline{X}}_s = \underline{A}_s(t) \underline{X}_s + \underline{B}_s(t) \underline{U}$$
$$\underline{Y}_s = \underline{C} \underline{X}_s \tag{28}$$

gdzie:

$\underline{X}_m$, $\underline{X}_s$ – wektory stanu modelu i procesu sterowanego o wymiarach $n \times 1$,

$\underline{U}$ – wektor wymuszeń,

$\underline{Y}_s$, $\underline{Y}_m$ – wektory odpowiedzi modelu i procesu sterowanego o wymiarach $q \times 1$,

$\underline{A}_m$, $\underline{B}_m$ – macierze stałoelementowe modelu: $n \times n$ i $n \times p$,

$\underline{A}_s(t)$, $\underline{B}_s(t)$ – macierze procesu sterowanego o elementach zmiennych w czasie $n \times n$ i $n \times p$,

$\underline{C}$ – macierz wyjścia o wymiarze $q \times n$.

Wektor uchybu uogólnionego określony jest jako:

$$\underline{e}_m = \underline{Y}_m - \underline{Y}_s \, . \tag{29}$$

Ponieważ celem adaptacji jest minimalizacja uchybu uogólnionego, więc wskaźnik jakości można zdefiniować jako:

$$\min I = \min_{\underline{A}_s, \underline{B}_s} \|\underline{e}_m\| \, . \tag{30}$$

Jeżeli wektor przyrostu uchybu uogólnionego zdefiniujemy jako:

$$\Delta \underline{e}_m(t) = \underline{e}_m(t + \Delta t) - \underline{e}_m(t) \tag{31}$$

gdzie: Δt jest odpowiednio małym przedziałem czasu, w którym każda zmiana $\Delta \underline{e}_m(t)$ spowodowana jest przestrojeniem parametrów w układzie sterowanym $[\underline{A}_s, \underline{B}_s]$,

wówczas jako kryterium spełniające równanie (30) przyjmuje się wyrażenie:

$$\Delta \underline{e}_a^T(t)\ \underline{e}_a(t) \leqslant 0 . \tag{32}$$

Przy założeniu, że wyjście procesu sterowanego i modelu wzorcowego jest jednowymiarowe oraz wybierając zmienne stanu $\underline{x}_m$ i $\underline{x}_s$ tak, aby macierz wyjściowa $\underline{C}$ była znormalizowana, algorytm spełniający zależność (32) ma postać: [8]

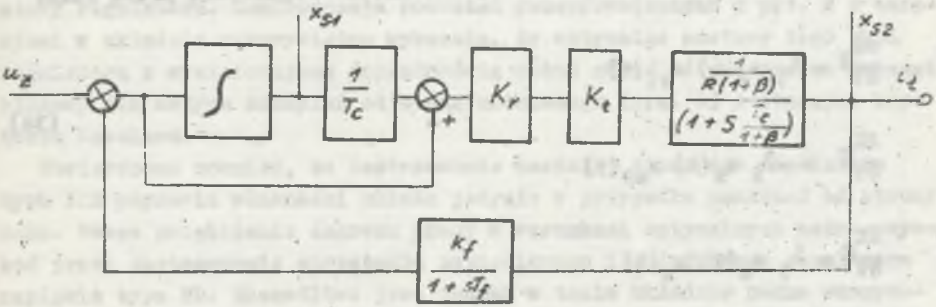
$$\begin{aligned} \dot{a}_{sij}(t) &= \lambda_{ij}\, e_a\, x_{sj} \qquad i,j,k = 1,2,\ldots n \\ \dot{b}_{skl}(t) &= \lambda_{kl}\, e_a\, u_l \qquad l = 1,2,\ldots q \end{aligned} \tag{33}$$

gdzie:

$a_{sij}(t)$, $b_{skl}(t)$ - elementy macierzy $\underline{A}_s$, $\underline{B}_s$,

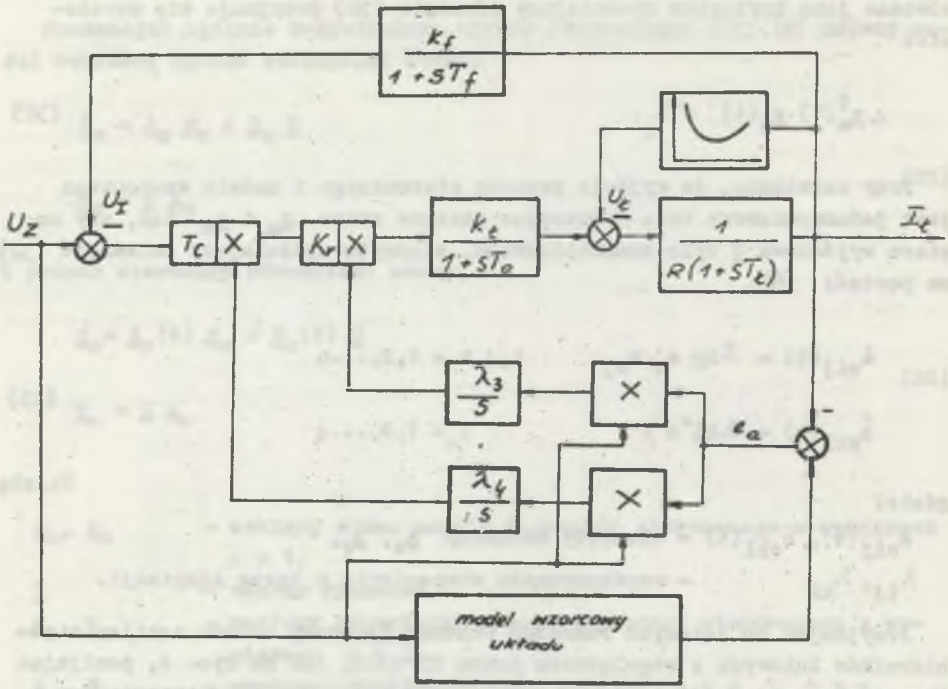
λ_{ij}, λ_{kl} - współczynniki wzmocnienia w torze adaptacji.

Przyjmując do dalszych rozważań schemat blokowy układu zasilania odbiorników łukowych z regulatorem prądu PI taki, jak na rys. 4, pomijając dla uproszczenia opóźnienie wnoszone przez przekształtnik tyrystorowy i wybierając odpowiednio zmienne stanu tak, aby były dostępne w układzie rzeczywistym, można uzyskać schemat zmiennych stanu pokazany na rys. 12.



Rys. 12. Schemat zmiennych stanu obwodu zasilania i regulacji prądu łuku dla małych odchyleń od stanu ustalonego

Fig. 12. State variable diagram of the supplying system and arc current controller, for small deviations from steady state



Rys. 13. Schemat blokowy bezpośredniego adaptacyjnego układu regulacji prądu łuku

Fig. 13. Block diagram of the direct adaptive arc control system

Stosując algorytm adaptacji (33) dla schematu przedstawionego na rysunku 12 otrzymujemy równania przestrojenia nastaw regulatora prądu łuku:

$$\frac{dT_c}{dt} = \lambda_1 e_a(t) x_{s1}(t)$$

$$\frac{dK_v}{dt} = -\lambda_2 e_a(t) x_{s2}(t) \tag{34}$$

$$\frac{dK_v}{dt} = \lambda_3 e_a(t) u_s(t)$$

$$\frac{d\frac{1}{T_e}}{dt} = \lambda_4 e_a(t) u_s(t). \tag{35}$$

Zastosowanie algorytmów (34) powodowałoby pracę obwodu adaptacji przy zmianach napięcia łuku nawet przy optymalnych nastawach regulatorów. Dlatego też w układzie rzeczywistym najlepiej jest zastosować algorytmy adaptacji (35) lub w przypadku zastosowania algorytmów (34) wykorzystać zmienne stanu z modelu. Na rys. 13 przedstawiono schemat blokowy układu regulacji prądu z zastosowaniem algorytmów adaptacji (35). Jako model wzorcowy może być wykorzystany układ przedstawiony na rys. 4 lub 12, przy czym nastawy regulatora prądu w modelu powinny być dobrane optymalnie (pkt 2) dla określonego β, np. dla β_{min}.

6. Wnioski

Urządzenia z odbiornikami łukowymi zasilanymi z układów tyrystorowych stanowią bardzo złożony problem z punktu widzenia analizy dynamiki i optymalizacji nastaw regulatorów. Głównym powodem trudności jest tutaj nieliniowa i niestacjonarna charakterystyka łuku zależna od wielu czynników, przy czym niemożliwe jest ujęcie matematycznymi zależnościami wpływu wielu z tych czynników na parametry odbiornika łukowego. Dodatkowym utrudnieniem jest też rzeczywiste opóźnienie wnoszone przez przekształtnik tyrystorowy. W artykule przedstawiono kilka możliwych do zastosowania w tych urządzeniach struktur układów regulacji prądu od najprostszych z regulatorem prądu typu PI do najbardziej złożonych z regulatorem adaptacyjnym. Układy z jednym regulatorem prądu typu PI lub PID pozwalają na optymalizację ich nastaw tylko dla jednego punktu pracy. Każda zmiana punktu pracy powoduje zmianę parametrów obiektu regulacji i dlatego w celu zapewnienia tych samych optymalnych przebiegów należałoby zmienić odpowiednio nastawy regulatora. Konfrontacja rozważań przeprowadzonych w pkt. 2 z badaniami w układzie rzeczywistym wykazała, że optymalne nastawy tego typu regulatora z wystarczającą dokładnością można określić przyjmując schemat blokowy dla małych odchyleń od stanu ustalonego (rys. 4) i stosując kryteria Kesslera.

Stwierdzono również, że zastosowanie bardziej złożonego regulatora typu PID poprawia własności układu jedynie w przypadku zakłóceń od strony łuku. Pewne zwiększenie zakresu pracy w warunkach optymalnych można uzyskać przez zastosowanie sprzężenia napięciowego i dodatkowego regulatora napięcia typu PD. Niemożliwe jest jednak w takim układzie pełne skompensowanie nieliniowej charakterystyki łuku, ponieważ w układzie rzeczywistym konieczne jest zastosowanie filtru, czyli elementu inercyjnego w torze pomiaru napięcia oraz ponieważ występuje zmienny czas opóźnienia będący cechą przekształtników tyrystorowych. Należy tu jednak zwrócić uwagę na fakt, że wprowadzenie elementu różniczkującego w tor regulacji powoduje w układzie rzeczywistym dodatkowe zakłócenia i może być przyczyną niestabilnej pracy całego urządzenia.

Znacznie lepsze właściwości od układów powyżej omówionych posiada inwariantny układ regulacji opisany w pkt. 4. Pozwala on na stabilną pracę przy mniejszych wartościach prądu, wykazuje mniejszą czułość na zakłócenia od strony łuku. Przeregulowanie pod wpływem zakłócenia od strony łuku jest zawsze mniejsze, a czas przeregulowania jest kilkakrotnie mniejszy niż w powyżej omówionych układach. Najlepsze właściwości dynamiczne w całym zakresie zmian prądu łuku zapewniają układy adaptacyjne. Przedstawiony w punkcie 5 bezpośredni układ z modelem wzorcowym zapewnia stałe dopasowanie nastaw regulatora do zmiennych parametrów obiektu regulacji tak, aby w każdym punkcie pracy uzyskać optymalne przebiegi. Największą wadą takiego układu regulacji jest jego złożona budowa. Przeprowadzone badania wykazały jednak, że układ już spełnia wymagania, jeżeli przestrajany jest tylko jeden parametr, w szczególności K_r. Pozwala to nieco uprościć budowę takiego układu.

Podsumowując przeprowadzone rozważania, należy stwierdzić, że:

- w przypadku gdy urządzenie z odbiornikiem łukowym pracuje w niewielkim zakresie zmian prądu lub gdy wymagania co do dynamiki w stanach przejściowych nie są zbyt wysokie, wystarczy zastosować układ regulacji z jednym regulatorem prądu typu PI lub PID,
- jeżeli chcemy uzyskać optymalną pracę urządzenia w szerokim zakresie zmian prądu, należy stosować złożone struktury układów regulacji: inwariantny układ regulacji, szczególnie w przypadku występowania dużych zakłóceń od strony łuku, lub układy adaptacyjne.

LITERATURA

[1] Rodacki T., Piecha E., Poloczek W.: Nowoczesne układy zasilania urządzeń łukowych i plazmowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka nr 84, 1983.

[2] Rodacki T., Gierlotka K.: Układy regulacji tyrystorowych przetworników do zasilania łuku elektrycznego prądu stałego. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka nr 75, 1981.

[3] Löblein F., Ströle D.: Dynamik der Lichtbogenstromregulung. Simes Zeirschrift 5/69.

[4] Kaźmierkowski M., Nowak M., Wójcik A.: Urządzenia elektroniki przemysłowej. WKŁ, 1982.

[5] Bielawski S.: Teoria napędu elektrycznego. WNT, Warszawa 1978.

[6] Pietrow B.: Tieoria inwariantnosti w sistiemach awtomaticzeskogo uprawlenija. Energija, Moskwa 1964.

[7] Aleksandrowskij N.N.: Adaptiwnyje sistiemy awtomaticzeskogo uprawlenija złożnymi prooessami. Energija, Moskwa 1973.

[8] Kaźmierkowski M.: Bezpośredni układ adaptacyjny z modelem. Archiwum Elektrotechniki z 1. 1974.

[9] Kaźmierkowski M.: Pośredni układ adaptacyjny z modelem. Archiwum Elektrotechniki z. 2, 1974.

[10] Buxbaum A., Schieran K.: Berechung von Regelkreisen der Antriebstechnik. AEG - Telefunken - Handbucher, Berlin 1978.

Recenzent: Doc. dr inż. Józef Dancewicz

Wpłynęło do redakcji dn. 9 października 1986.

СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОКА В ТИРИСТОРНЫХ ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ ДУГОВЫХ ПРИЁМНИКОВ

Р е з ю м е

Представлена возможность стабилизации тока дуговых приёмников питаемых от тиристорных систем с применением электронной системы регулирования. Описаны возможные для использования структуры систем регулирования: системы с PI, PID регуляторами тока и с добавочным регулятором напряжения а также инвариантные и адаптивные системы регулирования. Проведён анализ этих систем, определены условия стабильной работы. Представлены правила подбора оптимальной настройки регуляторов и определено влияние параметров электрической цепи на процесс регулирования тока. Приведённые в работе результаты можно применить в проектировании и конструкции тиристорных систем питания дуговых приёмников.

CURRENT CONTROL CIRCUITS IN THE ARE SUPPLY THYRISTOR SYSTEMS

S u m m a r y

The possibilities of current stabilization in the electric are supply systems, using electronic controllers, are presented in the paper. The most important structures of control systems: systems with PI and PID current controller, systems with voltage controller, invariant systems and adaptive systems are describad. The analysis of this systems and stable operating condition for them are given. Principles of the optimal regulator setting estimation are given too. The influence of the electric circuits parameters on the regulation were determined. Results of this work can be used in designing and constructing of the are supply thyristor systems.