

Andrzej Tomczyk

Politechnika Rzeszowska

PRAKTYCZNE DYSKRETNE ALGORYTMY STEROWANIA SAMOLETEM

APPLIED DISCRETE ALGORITHMS OF THE AIRCRAFT CONTROL SYSTEMS

ПРАКТИЧЕСКИЕ ДИСКРЕТНЫЕ АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ САМОЛЕТОМ

Streszczenie: W pracy przedstawiono praktyczną metodę postępowania przy wyborze algorytmów sterowania samolotem, realizowanych przez mikroprocesorowy przelicznik pokładowy. Opisano pokrótce najważniejsze własności samolotu i układu sterowania. Zaproponowano strukturę oprogramowania przelicznika autopilota oraz przedstawiono praktyczne sposoby realizacji praw sterowania dla regulatorów klasy PID, filtracji cyfrowej sygnałów oraz różniczkowania i całkowania numerycznego. Zaprezentowano użyteczne algorytmy obliczania sygnałów sterujących mechanizmami wykonawczymi autopilota.

Summary: The paper presents practical methodology of aircraft control algorithms synthesis with their subsequent implementation in on-board microcomputer. Main properties of aircraft and a flight control system are shortly described. The control system structure is proposed and the applied methods for synthesis of PID controller law, digital filtering, differentiation and integration of signals are shown. The useful algorithms for calculation of input actuators signals are also presented.

Резюме: В статье представлен практический подход к выбору алгоритмов управления самолетом, реализованных с применением бортовой микроЭВМ. Описаны основные свойства самолета и системы управления. Предложена структура программного обеспечения вычислителя autopilota и практические способы реализации законов управления для регуляторов класса PID, цифровой фильтрации сигналов а также численного дифференцирования и интегрирования. Представлены полезные алгоритмы вычисления сигналов управляющих работой исполнительных электроприводов autopilota.

1. Wstęp

Samolot stanowi złożony obiekt sterowania o charakterystykach zmieniających się w szerokim zakresie w różnych stanach lotu. Projektując układ automatycznego sterowania samolotem należy ukształtować jego właściwości w taki sposób, aby uzyskać dobrą jakość sterowania w pełnym zakresie użytkowania podczas wypełniania różnorodnych zadań, takich jak:

- stabilizacja położenia przestrzennego,
- stabilizacja wybranych parametrów lotu (wysokość, prędkość, kurs ...),
- nawigowanie wg nakazanej linii drogi,
- automatyczne podejście do lądowania, itp.

Wymagana jest duża elastyczność struktury oraz wysoka niezawodność działania układu sterowania, co uzyskać można m.in. na drodze rozbudowania funkcji logicznych układu. Skłania to do stosowania cyfrowych (mikroprocesorowych) sterowników pokładowych o specjalistycznym oprogramowaniu. Rozwój mikroelektroniki umożliwia wykorzystanie techniki cyfrowej w sterowaniu nie tylko samolotów wojskowych lub transportowych, lecz także samolotów lekkich, ogólnego przeznaczenia lub lokalnej komunikacji.

Pokładowe systemy sterowania samolotem winny spełniać ogólne kryteria oceny jakości działania układów automatycznego sterowania (np. [1, 2]) oraz szereg wymagań wynikających z ich specjalistycznej funkcji (np. [3])

Kryteria te są wykorzystywane do syntezy praw sterowania samolotów opisanych często analitycznymi modelami regulatorów PID (np. [4]) lub liniowych regulatorów od wektora stanu (np. [5]). Wygodną w praktyce metodą postępowania jest aproksymacja ciągłych funkcji analitycznych ich dyskretną reprezentacją, z uwzględnieniem istotnych efektów charakterystycznych dla działania układów cyfrowych [1]:

- dyskretyzacja w czasie sygnałów pomiarowych i sterujących, wynikająca z okresowości pomiaru i przetwarzania danych,
- kwantyzacja sygnałów pomiarowych wynikająca z rozdzielczości pomiaru lub przetwarzania analogowo-cyfrowego,
- kwantyzacja sygnałów sterujących wynikająca z praktycznej dokładności sterowania mechanizmami wykonawczymi autopilota,
- efekt zaokrąglenia i kwantyzacji pośrednich rezultatów obliczeń wynikający ze skończonej długości słowa systemu mikroprocesorowego.

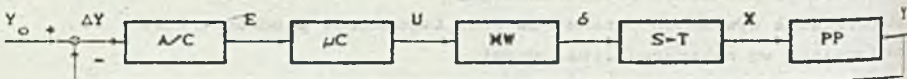
W niniejszej pracy przedstawiono niektóre praktyczne metody budowania algorytmów przeznaczonych do zastosowania w prostych sprzętowo mikroprocesorowych układach sterowania samolotami.

2. Cyfrowy układ sterowania samolotem

Struktura układu sterowania zależy od przeznaczenia samolotu oraz przewidywanych funkcji tego układu. Jedną z koncepcji dostosowaną do współczesnych samolotów ogólnego przeznaczenia zaprezentowano w pracy [6]. Uproszczony schemat sterowania przedstawiono na rys. 1, na którym wyróżniono charakterystyczne zespoły:

- obiekt sterowania (samolot S-T),
- elementy pomiarowe i przetworniki wielkości fizycznych na sygnały elektryczne (P-P);
- przetworniki analogowo-cyfrowe sygnałów (A/C),
- sterownik mikroprocesorowy (przelicznik μC),
- mechanizmy wykonawcze (M/W).

Każdy z ww. elementów wykazuje specyficzne właściwości, które należy uwzględnić w procesie wyboru algorytmów sterowania realizowanych przez pokładowy mikrokomputer sterujący.



Rys. 1. Schemat blokowy pokładowego systemu sterowania samolotem
Fig. 1. Block-diagram of the on-board aircraft control system

Samolot (S-T) jest wielowymiarowym obiektem opisanym układem równań różniczkowych, określających zależność wektora stanu X od wychyleń płaszczyzn sterowych (wektor δ). W większości praktycznych zastosowań do opisu własności samolotu dla niewielkich odchylenia od stanu równowagi można zastosować stacjonarne liniowe równania różniczkowe.

Elementy pomiarowe (P-P) przetwarzają wektor stanu X w wektor wyjściowy Y . W niektórych przypadkach można z dobrym przybliżeniem uznać je za człony bezinercyjne (np. żyroskopowy układ odniesienia pionu) lub opisać ich

własności układem równań różniczkowych.

Przetworniki analogowo-cyfrowe (A/C) wprowadzają kwantyzację przetwarzanych sygnałów oraz dyskretyzację w czasie. Rozdzielczość oraz okres próbkowania i przetwarzania sygnałów winien być dostosowany do założonej dokładności i częstotliwości obliczeń sygnałów sterujących.

Sterownik mikrokomputerowy (μ C) jest specjalizowanym systemem mikroprocesorowym o rozbudowanych układach wejścia-wyjścia przetwarzającym sygnał błędu E na sygnał U sterujący pracą mechanizmów wykonawczych. W zastosowaniach do samolotów lekkich wystarczający jest procesor 8-bitowy o mocy obliczeniowej umożliwiającej repetycję obliczeń z okresem 0.1 s.

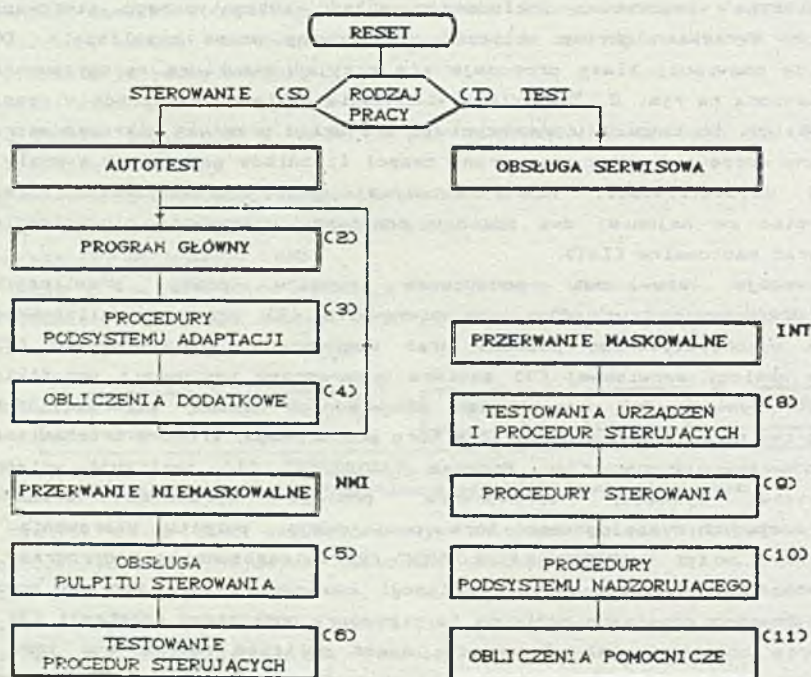
Mechanizmy wykonawcze (MWD) służą do wychylania płaszczyzn sterowych (wektor δ) stosownie do sygnałów sterujących U. Wyróżnia się dwie klasy mechanizmów: o działaniu proporcjonalnym lub całkującym. Najczęściej konieczne jest uwzględnienie inercji mechanizmów; typowym przykładem są elektromechanizmy składające się z silnika elektrycznego prądu stałego wraz z reduktorem, nadmiarowym sprzęgłem ciernym oraz elektromagnetycznym sprzęgłem łączącym mechanizm z układem sterowania samolotem. Istotnymi cechami wpływającymi na sposób sterowania mechanizmami wykonawczymi są nieliniowości oraz luzy występujące w układzie sterowania samolotem.

3. Algorytmy sterowania

Ostateczne właściwości pokładowego układu automatycznego sterowania samolotem określa algorytm obliczeń realizowany przez przelicznik. Dla samolotów omawianej klasy proponuje się przyjąć strukturę oprogramowania przedstawioną na rys. 2. Zasadniczą własnością systemu jest praca w czasie rzeczywistym. Do tego celu wykorzystuje się układ przerwań mikroprocesora, sterowany sprzętowo przez wewnętrzny zespół liczników generujący sygnały o zadanej częstotliwości. Dla prawidłowej pracy przelicznika należy wykorzystać co najmniej dwa poziomy przerwań: przerwanie niemaskowalne (NMI) oraz maskowalne (INT).

Przewiduje się dwa podstawowe rodzaje pracy przelicznika mikroprocesorowego (rys. 2): jako sterownika (S) oraz specjalizowanego testera wykorzystywanego podczas prac obsługowych i serwisowych (T). Program obsługi serwisowej (7) zawiera podprogramy testowania wszystkich zespołów systemu i generowania odpowiednich kodów informacyjnych, podprogramy umożliwiające kalibrację toru pomiarowego, krokowe uruchamianie programów sterujących, itp. Program "AUTOTEST" (1) realizuje wstępną diagnostykę systemu; sprawdzeniu podlega sprawność urządzeń współpracujących, analogowego toru pomiarowego, pulpitu sterowania i sygnalizacji, itp. W "PROGRAMIE GŁÓWNYM" (2) umieszczone są podprogramy i obliczenia nie wymagające synchronizacji czasowej i dla których można przyjąć dowolny czas repetycji; są to procedury podsystemu adaptacji (3) i obliczenia dodatkowe (4). Zasadniczą część obliczeń realizowana jest w programach obsługi przerwań. Przerwanie niemaskowalne (NMI) generowane jest z częstotliwością f_{NMI} zapewniająca efekt ciągłego świecenia diod sygnalizacyjnych pulpitu sterowania, jednocześnie sprawdzany jest stan

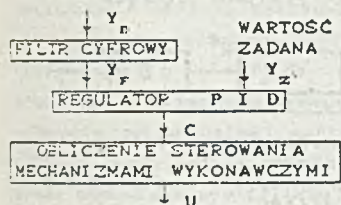
klawiatury sterującej (5). Przerwanie niemaskowalne wykorzystane jest również do testowania poprawności działania procedur sterujących (6), gdyż program ten wykonywany jest niezależnie od np. wadliwego działania innych części oprogramowania (5). Przerwanie maskowalne (INT) generowane jest z częstotliwością f_{INT} zapewniającą płynność sterowania mechanizmami wykonawczymi i pomijalne opóźnienie w realizacji sterowania samolotem. Zasadniczym elementem programu obsługi tego przerwania jest wykonywanie obliczeń sterujących (9), tj. pobranie odpowiednich wielkości pomierzonych torom analogowym, obliczenie sygnałów sterowania i sygnałów nakazowych oraz wygenerowanie ciągu sygnałów impulsowych sterujących mechanizmami wykonawczymi. Stała częstotliwość powtarzania obliczeń zapewnia pracę przelicznika jako systemu czasu rzeczywistego; w szczególności operacje różniczkowania i całkowania sygnałów pomierzonych realizowane są z uwzględnieniem upływu realnego czasu lotu. Obliczanie sterowania poprzedzone jest testem sprawności wykorzystywanych w danym rodzaju pracy urządzeń oraz procedur sterowania, a także ustalany jest możliwy do zaakceptowania rodzaj pracy systemu (mod) i generowane są sygnalizacje (8). Procedury podsystemu nadzorującego (10) określają stopień przekroczenia ograniczeń i stosownie modyfikują sygnały sterujące. W bloku (11) umieszczane są obliczenia pomocnicze, które winny być wykonane w czasie rzeczywistym.



Rys. 2. Schemat blokowy obliczeń mikroprocesorowego sterownika systemu sterowania samolotem.

Fig. 2. Block-diagram of the aircraft microprocessor controller calculation.

W niniejszym opracowaniu ograniczymy się do analizy własności podprogramu "PROCEDURY STEROWANIA", zwołując analizie do zadania stabilizacji zadanego przestrzennego położenia samolotu. Schemat blokowy algorytmu obliczeń ilustruje rys. 3. Pomierzone i przekształcone w przetworniku A/C informacje o położeniu katowym samolotu są filtrowane cyfrowo w celu zmniejszenia



Rys. 3. Schemat blokowy algorytmu obliczeń sygnałów sterujących

Fig. 3. Block-diagram of the control signals algorithms

wplywu zakłóceń i porównane z zadaną wartością tych parametrów, wprowadzonych z pulpitu sterowania autopilotem lub obliczonych w zewnętrznej (nadzrędnej) pętli sterowania. Sygnał sterujący C obliczany jest zazwyczaj przy zastosowaniu algorytmu regulatora klasy PID i następnie formowany jest sygnał U, bezpośrednio sterujący pracą mechanizmów wykonawczych.

Poniżej przedstawione będą najważniejsze właściwości praktycznych (stosowanych) algorytmów obliczeń dostosowanych do wyko-

rzystania w prostych sprzętowo mikroprocesorowych systemach sterujących.

3.1. Operacje arytmetyczne

Dzając do skrócenia czasu wykonywania procedur sterowania przez system mikroprocesorowy przyjmuje się zazwyczaj zasadę operowania arytmetyką stałopozycyjną. W omawianych zastosowaniach wystarczająca jest dokładność obliczeń rzędu 1-3%, co uzyskać można wykorzystując 8-bitowe liczby całkowite, np. w kodzie uzupełnieniowym U2. Przyjęto następujące zasady:

- wynik mnożenia dwóch liczb 8-bitowych jest normowany przez odrzucenie młodszego bajtu i zaokrąglenie starszego bajtu,
- operacje dzielenia ograniczono do dzielników będących potęgami liczby 2,
- mnożenie liczby całkowitej przez ułamkowy współczynnik wymaga przedstawienia tego współczynnika w postaci ułamka z mianownikiem typu 2^N .

Przyjęte założenia skracają znacznie czas obliczeń, wymagają jednak uwzględnienia efektów zaokrągleń [1], mogą także prowadzić do pojawienia się stref nieczułości w sterowaniu.

3.2. Filtracja cyfrowa

W strukturze systemu sterowania przewidziano zastosowanie dolno- i górnaprzepustowych filtrów rekursywnych wykorzystujących własności członu inercyjnego I rzędu o stałej czasowej T_p . Dyskretny filtr rekursywny I rzędu przyjmie postać:

$$(1) \quad x_i^F = (1 - b) x_{i-1}^F + b x_i; \quad x_0^F = x_0, \quad i = 1, 2, \dots$$

gdzie: $x_i = x(T_p, i)$ - dyskretna wartość zmiennej x ,

T_p - okres próbkowania, x_i^F - wartość x_i po filtracji,

$b = 1 - \exp(-T_p/T_p)$ - parametr filtru, $b \in (0, 1)$

Wykorzystując proste przekształcenia otrzymamy równoważną postać:

$$(2) \quad x_i^F = x_{i-1}^F + b x_i^N, \quad \text{gdzie: } x_i^N = x_i - x_{i-1}^F$$

Analizując charakterystykę skokową filtru dyskretnego (2) można zauważyć,

ze, przy zastosowaniu arytmetyki zgodnej z założeniami pkt. 3.1 zaokrąglenia wyników mnożenia spowodują, że $\lim_{i \rightarrow \infty} (x_i^R - x_i^F) \neq 0$, jeśli $b < 0.5$. Nieprawidłowości tej można uniknąć stosując modyfikację wynikającą ze schematu przedstawionego na rys. 4. Całkowanie zastąpiono sumowaniem, a dla uniknięcia przepełnienia sumatora zastosowano dwustopniowe sumowanie różnicy x_i^R , gdzie pierwszy sumator jest okresowo zerowany. Otrzymujemy algorytm:

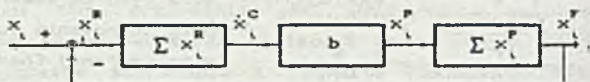
$$x_i^R = x_i - x_{i-1}^F;$$

$$x_i^C = x_{i-1}^C + x_i^R;$$

$$(3) \quad x_i^P = b x_i^C;$$

$$x_i^C = 0, \text{ jeśli } x_i^F \neq 0;$$

$$x_i^F = x_{i-1}^F + x_i^P.$$



Rys. 4. Schemat modyfikowanego filtra rekursywnego I rzędu

Fig. 4. Block diagram of the modified I order recursive filter

Powyższy algorytm pozwala realizować filtrację dla dyskretnych wartości stałych czasowych T_p , danych zależnością:

$$(4) \quad T_p = -T_s / \ln(1 - k/M), \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, M-1, \quad M = 2^N$$

Dla arytmetyki 8-bitowej stała czasowa zawiera się w przedziale:

$$(5) \quad T_p \in (1.46 T_s, 255.2 T_s)$$

Analogiczne zasady wykorzystać można do budowy praktycznych algorytmów filtrów górnoprzepustowych.

3.3. Algorytmy regulatora PID

Znana jest dyskretna wersja regulatora PID w postaci tzw. przyrostowej:

$$(6) \quad c_i = c_{i-1} + k_p (e_i - e_{i-1}) + k_p \frac{T_p}{T_I} e_i + k_p \frac{T_v}{T_p} (e_i - 2e_{i-1} + e_{i-2})$$

gdzie k_p jest współczynnikiem wzmocnienia regulatora, T_I - czasem zdwojenia akcji całkującej, T_v - czasem wyprzedzenia akcji różniczkującej.

Powyższy algorytm posiada dwie istotne niedogodności:

- musi wystąpić część całkująca regulatora, gdyż tylko w tym członie występuje całkowita wartość uchybu regulacji,
- zastąpienie pochodnej pierwszą różnicą dla jednego okresu próbkowania prowadzi do dużych błędów różniczkowania.

W praktyce wygodniej posłużyć się postacią wynikającą bezpośrednio z definicji regulatora PID:

$$(7) \quad c_i = k_p e_i + k_I g_i + k_D d_i, \quad \text{gdzie } g_i \text{ jest całką uchybu, } d_i \text{ jest pochodną uchybu regulacji obliczoną numerycznie, } k_p, k_I, k_D - \text{współczynniki}$$

Różniczkowanie sygnałów dyskretnych polega najczęściej na zastąpieniu pochodnej mierzonej zmiennej jej pierwszą różnicą obliczoną dla n przedziałów próbkowania:

$$(8) \quad d_i = \frac{1}{n T_p} (e_i - e_{i-n}); \quad \text{gdzie } n \text{ wybiera się w ten sposób, aby uzyskać założoną rozdzielczość (dokładność) wyliczania pochodnej. Należy jednak pamiętać, że usrednianie wartości pochodnej w przedziale czasu } n T_p \text{ wprowadza opóźnienie informacyjne równe w przybliżeniu } \tau = 0.5 n T_p.$$

Całkowanie funkcji dyskretnych zastępuje się prostą metodą sumowania przyrostów:

$$(9) \quad u_i = T_p \sum_{j=p}^i e_j, \quad \text{lub } g_i = g_{i-1} + T_p e_i, \quad g_p = g_0$$

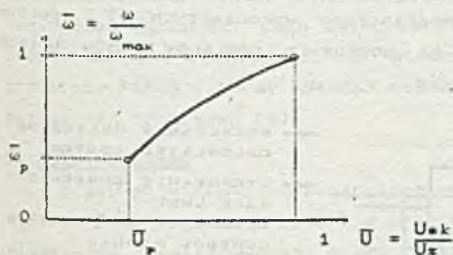
Dodatkowym problemem jest konieczność kontrolowania przepełnienia wartości sumy i stosowania koniecznych zabezpieczeń. W praktycznych rozwiązaniach stosuje się ograniczenia na wartość maksymalną całki, okresowe zerowanie jej wartości (np. w momencie zerowego uchybu regulacji) lub ciągle przesuwanie granic całkowania (sumowane są dyskretne wartości funkcji dla ostatnich r okresów próbkowania). W takim przypadku możliwe są dwa sposoby postępowania, określone wzorami:

$$(10) \quad g_i = g_{i-1} + T_p (e_i - e_{i-1}) \quad \text{lub} \quad g_i = g_{i-1} + T_p (e_i - g_{i-1} / r)$$

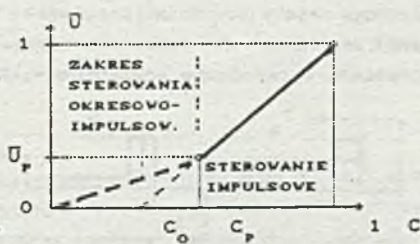
W pierwszym przypadku wymagane jest pamiętanie ostatnich r wartości błędu, w drugim od aktualnej wartości uchybu regulacji odejmowana jest średnia wartość błędu odniesiona do r okresów próbkowania, a więc wprowadzony jest efekt odpowiadający filtracji górnoprzepustowej.

3.4. Obliczanie sygnałów sterujących mechanizmami wykonawczymi

Sygnał sterujący C (rys. 3) musi zostać przekształcony w bloku programowym "OB LICZ AN IE ST ERO WAN IA ME CH AN IZ M A MI W YK ON AWC Z Y MI" do postaci odpowiedniej do bezpośredniego sterowania mechanizmami wykonawczymi. Algorytm obliczeń zależy od ich własności; poniżej przedstawione będą praktyczne algorytmy dostosowane do sterowania prostymi elektromechanizmami bez wewnętrznych sprzężeń zwrotnych, jakie zazwyczaj stosowane są w samolotach ogólnego przeznaczenia. W takim przypadku algorytm winien zapewnić proporcjonalność prędkości kątowej wychylenia płaszczyzny sterowej ω do odpowiedniego sygnału sterującego c . Algorytm powinien uwzględniać co najmniej rzeczywistą charakterystykę napędową elektromechanizmu, wahania napięcia zasilania oraz luzu w układzie sterowania, gdyż te własności układu w istotny sposób wpływają na jakość sterowania.



Rys. 5. Przykład charakterystyki silnika elektromechanicznego wykonawczego
Fig. 5. An example of the electric drive actuator motor performance

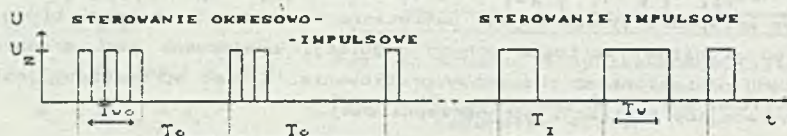


Rys. 6. Zależność względnego napięcia zasilania od sygnału sterującego
Fig. 6. The electric motor power ratio as a function of control signal

Kompensacja statycznej charakterystyki napędowej silnika elektrycznego mechanizmu wykonawczego. Typowa zależność bezwymiarowej prędkości kątowej silnika szeregowego prądu stałego od bezwymiarowej wartości skutecznej napięcia zasilania przedstawia rys. 5. Do sterowania prędkością silnika powyżej $\bar{\omega}_p$ wykorzystać można regulację wartości skutecznej napięcia zasilania uzyskana na drodze sterowania szerokością impulsów (wypełnienia) przy stałej częstotliwości impulsowania. Dla uzyskania średniej prędkości kątowej

wej $\bar{\omega}$ mniejszej od $\bar{\omega}_p$, można wykorzystać sterowanie okresowo-impulsowe (rys. 7), dobierając odpowiednio okresy impulsowania T_i oraz okres repetycji sterowania T_o . Skuteczne (usrednione) napięcie zasilania dla zlinearyzowanej charakterystyki silnika napędowego przedstawia rys. 6, a algorytm kluczujący napięcie zasilania będzie miał postać:

$$(11) \quad \begin{aligned} T_i &= T_o (c - c_o) / (1 - c_o) & \text{dla } c \geq c_p \\ T_i &= T_o \bar{U}_p; \quad T_{vo} = T_o c / c_p & \text{dla } c < c_p \end{aligned}$$



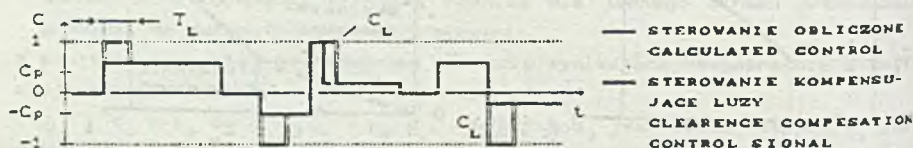
Rys. 7. Impulsowe i okresowo-impulsowe sterowanie silnikiem mechanizmu wykonawczego

Fig. 7. The electric actuator motor pulse and period-pulse control.

Korekcja wpływu zmian napięcia zasilania uwzględnia odchylenia rzeczywistej wartości napięcia zasilającego od wartości nominalnej, wg oczywistego związku korygującego sterowanie c do wartości c_R

$$(12) \quad c_R = c U_{Znom} / U_Z; \quad c_R \leq c_{max}$$

Kompensacja luzów w układzie sterowania. Luzy mechaniczne występujące w układach przekazywania obrotu rolki napędowej mechanizmu wykonawczego na obrot steru aerodynamicznego powodują opóźnienia w sterowaniu, a w konsekwencji pogorszenie jakości sterowania. W zastosowaniach praktycznych proponuje się kompensację luzów w układzie sterowania poprzez zastosowanie dodatkowego sterowania c_L w chwili zmiany znaku sterowania, której zasadę ilustruje rys. 8. Czas zasilania mechanizmów wykonawczych (T_L) pełnym napięciem ($c = 1$) dobierany jest na podstawie pomiarów luzów układu sterowania w samolocie oraz prób w locie.



Rys. 8. Ilustracja kompensacji luzów w układzie sterowania samolotem
Fig. 8. An example of airplane control system clearance compensation

Przedstawione powyżej praktyczne uwagi dotyczące budowy algorytmów sterowania służą do zasygnalizowania typowych problemów oraz metod ich rozwiązywania, a ostateczna weryfikacja poprawności przyjętych rozwiązań odbywa się w trakcie badań symulacyjnych, modelowych, wreszcie badań laboratoryjnych i prób w locie prototypów urządzenia.

4. Badania jakości sterowania

W obliczeniach projektowych dotyczących syntezy algorytmów automatycznego sterowania samolotem stosuje się uproszczone, najczęściej zlinearyzowane modele obiektu, czujników pomiarowych i mechanizmów wykonawczych. Wyniki

syntezy należy zweryfikować w badaniach uwzględniających rzeczywiste własności systemu i zastosowanych dyskretnych (cyfrowych) algorytmów sterowania. W praktyce badania realizowane są w trzech etapach:

- badania symulacyjne (symulacja komputerowa),
- laboratoryjne badania modelu lub prototypu urządzenia,
- próby w locie autopilota.

Komputerowa symulacja procesów fizycznych jest powszechnie stosowaną metodą badawczą. Do modelowania własności obiektu sterowania (samolot, elementy pomiarowe, mechanizmy wykonawcze, itp.) stosowane są modele ciągłe (w sensie opisu matematycznego) oraz modelowane są istotne nieliniowości układu (luzy, stany nasycenia, tarcie suche, itp.). Działanie przetwornika A/C oraz dyskretne prawa sterowania modelowane są w postaci podprogramów imitujących działanie rzeczywistych urządzeń (np. operacje arytmetyczne realizowane są na 8-bitowych liczbach całkowitych). Wyniki symulacji pozwalają na wstępną ocenę jakości sterowania oraz wpływu pominiętych lub uwzględnionych tylko w przybliżeniu własności układu.

Badania laboratoryjne modelu fizycznego lub prototypu urządzenia polegają na połączeniu rzeczywistego autopilota (przelicznik wraz z mechanizmami wykonawczymi) ze specjalistycznym stanowiskiem komputerowym symulującym w czasie rzeczywistym własności dynamiczne samolotu i układów pomiarowych. Ocenie podlegają funkcjonalne własności autopilota, również w sytuacjach awaryjnych (np. asymetria ciągu spowodowana awarią silnika napędowego), poprawność struktury logicznej systemu sterowania oraz działanie algorytmów sterowania [7].

Próby w locie stanowią końcowy etap procesu projektowania systemu sterowania samolotem. Wyniki prób o charakterze poznawczym oraz badania dowodowe (dotyczące zgodności cech autopilota z wymaganiami odpowiednich przepisów budowy sprzętu lotniczego, np. stosowanymi w Polsce do samolotów lekkich przepisów FAR23 i normy AS402a) stanowią ostateczną weryfikację poprawności przyjętych rozwiązań [8].

5. Uwagi końcowe

W pracy przedstawiono zasadnicze własności systemu automatycznego sterowania samolotem oraz propozycje praktycznych rozwiązań niektórych cyfrowych algorytmów realizowanych przez mikroprocesorowy przelicznik pokładowy. Przedstawione zasady wykorzystane zostały do syntezy praw sterowania zaprojektowanego i wykonanego w Politechnice Rzeszowskiej cyfrowego autopilota APC-1P [9]. Wyniki badań laboratoryjnych i prób w locie potwierdzają poprawność zastosowanej metody syntezy algorytmów sterowania; obecnie (marzec 1982 r.) trwają ostatnie testy dla uzyskania certyfikatu Inspektoratu Kontroli Cywilnych Statków Powietrznych dopuszczającego autopilota do użytkowania w samolotach ogólnego przeznaczenia i lokalnej komunikacji.

LITERATURA

- [1] Tzafestas S.G.(ed): Applied Digital Control. Elsevier Science Publishers B.V., North-Holland, 1985
- [2] Houppis C., Lamont G.: Digital Control Systems (Theory, Hardware, Software), McGraw Hill Book Company, 1985
- [3] McRuer D., Ashkenas I., Graham D.: Aircraft Dynamics and Automatic Control. Princeton University Press, Princeton, New Jersey, 1973
- [4] Bociek S., Dołęga B., Tomczyk A.: Synthesis of the Microprocessor Digital Autopilot, 9-th Intern. Conf. on System Science, Wrocław, 1989
- [5] Stevens B.L., Lewis F.L., Al-Sunni F.: Aircraft Flight Controls Design Using Output Feedback, Journal of Guidance, Control and Dynamics, vol 15, No 1, Jan-Feb 1992
- [6] Tomczyk A.: Koncepcja wielofunkcyjnego systemu sterowania samolotami lekkimi, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, Nr 89, seria "Mechanika" z. 30, Rzeszów, 1991
- [7] Dziedzic T., Tomczyk A.: Testing Methods of Digital Flight Control Systems, XI Intern. Conf. on Systems Science, Wrocław, 1992 (w druku)
- [8] Dziedzic T., Tomczyk A.: Digital Autopilot Flight Test, International Conference "AIRDIAG'91", Warszawa, 1991
- [9] Bociek S., Dołęga B., Grzybowski J., Tomczyk A.: Cyfrowy autopilot do samolotów lekkich, Prace Instytutu Lotnictwa, Nr 117, Warszawa, 1989

Recenzent: Prof.dr h.inż. Jerzy Klamka
Wpłynęło do Redakcji do 30.04.1992 r.

Abstract:

Multi-functional digital flight control systems, which have the characteristic trait of having a simple and cheap hardware, are often being used in the general aviation and commuter airplanes. This fact implies searching for easy-to-use algorithms of automatic control. In this paper, the practical airplane control algorithms, prepared for simple microprocessor controllers, are presented. The main properties of the airplane, along with its on-board control system, are briefly shown. Also, the most important parameters which influence the methods of control law synthesis are discussed. The digital filtration algorithms of signals, and differentiation and integration of discrete function are presented. The useful algorithms of PID regulator, and autopilot actuators control signals calculating procedures, are described. The drive motor characteristics, the fluctuation of power voltage, and control system clearances are also included. The necessity of practical evaluating of control algorithms during simulation research, laboratory experiments, and flight tests is suggested.

The methods presented in this paper were used in the project of digital autopilot APC-1P, which is used on the PZL M20 "Mewa" aircraft (Piper Seneca II).