

Tomasz DZIWIŃSKI

PROJEKT UKŁADU NADAŻNEGO STEROWANIA ANTENĄ SATELITARNĄ

STRESZCZENIE *Niniejsza praca stanowi wprowadzenie do tematyki związanej z komunikacją satelitarną. Są w niej poruszane zagadnienia związane z określeniem niezbędnej dokładności pozycjonowania anteny satelitarnej oraz minimalnej prędkości, z jaką pracować powinien układ motoreduktorów. Istotą pracy jest opis algorytmów regulacji, uwzględniających wymagania nałożone na układ sterownia. W pracy zostają również przedstawione wyniki doświadczalne, związane ze sterowaniem orientacji anteny satelitarnej.*

Słowa kluczowe: *komunikacja satelitarna, pozycjonowanie, sterowanie w czasie rzeczywistym.*

1. WSTĘP

Zagadnienie komunikacji satelitarnej obejmuje szeroki zakres dziedzin naukowych, takich jak: propagacja fal radiowych, modulacja, analiza, kodowanie i przetwarzanie sygnałów, mechanika orbit satelitarnych czy radioelektronika. Konstrukcja aparatury służącej komunikacji ze sztucznym, ziemskim satelitą

Tomasz DZIWIŃSKI
e-mail: t.dziwinski@gmail.com

Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie,
Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki,
Katedra Automatyki

PRACE INSTYTUTU ELEKTROTECHNIKI, zeszyt 249, 2011

musi zapewniać łączność przez cały czas, w którym stacja naziemna znajduje się wewnątrz obszaru pokrycia satelity. Zdecydowana większość satelitów, to obiekty niegeostacjonarne, stale zmieniające swoje położenie względem ziemskiego obserwatora. Implikuje to konieczność zastosowania odpowiedniej anteny wraz z obrotnicą, stale śledzącej ruch satelity, umożliwiając tym samym kontakt radiowy od momentu wschodu sztucznego satelity nad horyzontem, do momentu jego zachodu. Określony przedział czasu, w których możliwa jest komunikacja z satelitą, nazywany jest okresem widoczności satelity [7]. Poważnym problemem jest takie sterowanie ruchem anteny, które spełnia rygorystyczne wymogi, jakie narzucają zagadnienia komunikacji satelitarnej.

2. POZYCJONOWANIE ANTENY

Optymalne pozycjonowanie anteny polega na takim sterowaniu jej orientacją, aby satelita zawsze znajdował się na kierunku maksymalnego promieniowania anteny. W praktyce trzeba liczyć się z pewnymi stratami, związanymi z niedokładnością nakierowania anteny. Konstrukcja systemu śledzącego satelitę musi charakteryzować się taką dokładnością, aby straty związane z pozycjonowaniem nigdy nie przekroczyły wartości krytycznej, przy której komunikacja okaże się w ogóle niemożliwa.

Straty związane z błędem pozycjonowania można oszacować, znając dokładny kąt błędu pozycjonowania (θ_P), czyli kąt zawarty między kątem maksymalnego promieniowania anteny, a kierunkiem wskazującym na satelitę:

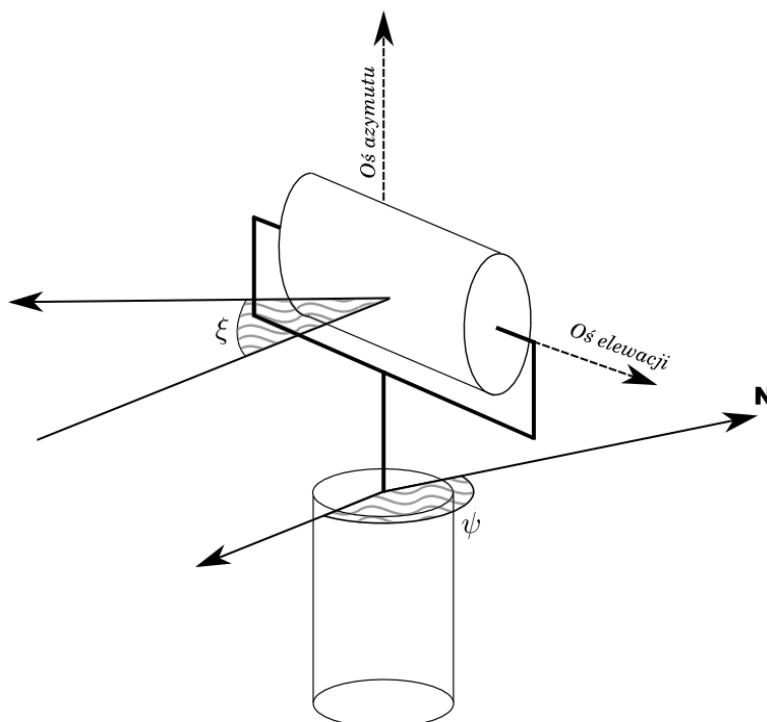
$$L_P = \left(\frac{\theta_P}{\theta_{3dB}} \right)^2$$

W bilansie energetycznym należy uwzględnić faktyczny zysk energetyczny anteny, który będzie mniejszy względem zysku wyjściowego [6]:

$$G_P = \frac{G_{max}}{L_P}$$

Konstrukcja układu musi zapewniać możliwość skierowania osi głównej anteny na każdy punkt, umieszczony wewnątrz półsfery. Cel ten najprościej można osiągnąć, stosując tzw. azymutalny montaż anteny. Oznacza to możliwość pełnego obrotu w płaszczyźnie horyzontalnej oraz obrotu o 90° w płaszczyźnie wertykalnej (rys. 1).

Łańcuch kinematyczny układu azymut-elewacja przedstawiony jest na rysunku 1. Ponieważ kąt elewacji zawiera się w przedziale $0 - 90^\circ$, układ nie jest redundantny, co w zagadnieniach robotyki oznacza jednoznaczność odwrotnego zadania kinematyki – dla zadanych współrzędnych kartezjańskich położenia satelity, istnieje tylko jedna konfiguracja azymutu i elewacji.

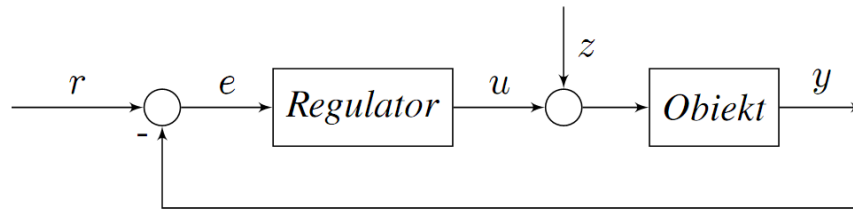


Rys. 1. Struktura kinematyczna montażu azymutalnego, składającego się z dwóch przegubów obrotowych (ξ – kąt elewacji, ψ – kąt azymutu)

3. STRUKTURA UKŁADU NADAŻNEGO

Układ, zastosowany podczas badań nad pozycjonowaniem, odpowiadający za ustawienie osi głównej anteny satelitarnej w zadanym kierunku, składa się z dwóch serwomechanizmów. Jeden z nich powoduje zmianę kąta azymutu, natomiast drugi – kąta elewacji. Każdy składa się z silnika prądu stałego, reduktora ślimakowego oraz enkodera inkrementalnego.

Serwomechanizmy pracują w samodzielnym, niezależnym zamkniętym układzie regulacji. Schemat UAR przedstawiony został na rysunku 2. Układ pokazuje nadążny system regulacji, który ma na celu minimalizowanie sygnału uchybu e .



Rys. 2. Schemat zamkniętego układu automatycznej regulacji

Oznaczenia na schemacie: r – wartość zadana, u – wartość sterowania, y – sygnał wyjściowy, e – uchyb, z – wartość zakłóceń

Stworzenie poprawnego modelu matematycznego dla obiektu sterowania (model nominalny) jest niezwykle istotne dla zagadnienia projektowania regulatora. Modele obiektów fizycznych są z zasady opisami przybliżonymi i wymagają kompromisu pomiędzy kosztem uzyskania wyniku a jego dokładnością.

3.1. Silnik prądu stałego z przekładnią

Silnik prądu stałego, obcowzbudny w zastosowanej konfiguracji, będący elementem powyższego układu regulacji, jest obiektem astatycznym, charakteryzującym się całkową odpowiedzią z inercją na wymuszenie skokowe (człon całkujący, rzeczywisty). Składowy człon inercyjny wynika z własności mechanicznych i elektrycznych silnika obcowzbudnego, natomiast składowa całkująca wynika z faktu, że sygnałem wyjściowym obiektu jest kąt położenia wału silnika a sygnałem wejściowym – napięcie podawane na jego zaciski.

Traktując zastępczy schemat elektryczny silnika, jako połączenie szeregowe indukcyjności i rezystancji, można zapisać [5]:

$$u_z(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + e_e(t) \quad (3.1)$$

gdzie:

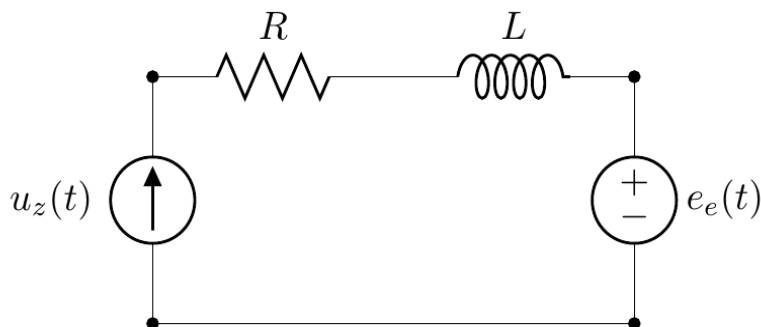
- $u_z(t)$ – napięcie zasilające,
- R – rezystancja,
- L – indukcyjność twornika,
- $i(t)$ – prąd twornika,
- $e_e(t)$ – napięcie indukowane (SEM twornika).

Moment napędowy silnika jest wprost proporcjonalny do strumienia magnetycznego wzbudzenia oraz prądu płynącego przez uzwojenie twornika:

$$M(t) = c_m \Phi i(t) \quad (3.2)$$

gdzie:

- c_m – stała magnetyczna maszyny,
- Φ – strumień magnetyczny wzbudzenia.



Rys. 3. Elektryczny schemat zastępczy obwodu twornika (na podstawie rys. C5.1 [5])

Moment napędowy przekłada się na prędkość obrotową wału silnika przy uwzględnieniu zastępczego momentu bezwładności J wału wraz z całym układem obrotowym.

$$M(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega \quad (3.3)$$

Przyjęty sygnał wyjściowy obiektu, to kąt obrotu wału ψ , który jest całką prędkości kątowej:

$$\psi(t) = \int_0^T \omega(t) dt \quad (3.4)$$

Po uwzględnieniu równań (3.1) – (3.4) i przyjęciu założenia o niezmienności parametrów, można zastosować transformatę Laplace'a i określić transmitancję $G_e(s)$ dla obwodu twornika, $G_m(s)$ dla układu kinetycznego oraz transmitancję $G(s)$ dla całego analizowanego układu nadążnego (rys. 2).

$$\begin{aligned} G_e(s) &= \frac{1}{Ls + R} \\ G_m(s) &= \frac{1}{Js + B} \\ G(s) &= \frac{\psi(s)}{U(s)} = \frac{k_m}{s[(Ls + R)(Js + B) + k_e k_m]} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Pomimo, że stosowanie modeli liniowych nie pozwala na opis dynamiki serwomechanizmu z dużą dokładnością, w zupełności wystarcza na potrzeby dalszej analizy. Pominięto między innymi wpływ nasycenia obwodu magnetycznego, wpływ prądu twornika na pole magnetyczne w szczelinie powietrznej oraz wpływ tarcia suchego.

W praktyce stosuje się opis własności dynamicznych silnika obcowzbudnego z magnesami trwałymi, za pomocą transmitancji układu inercyjnego I rzędu z całkowaniem, ponieważ indukcyjność twornika jest zazwyczaj tak niewielka, że stała czasowa wynikająca z zastępczego obwodu elektrycznego silnika jest pomijalnie mała, dla niewielkich wartości wzmocnienia regulatora:

$$\frac{L}{R} \ll \frac{J}{B}$$

Można więc zapisać uproszczoną transmitancję:

$$G(s) = \frac{\psi(s)}{U(s)} = \frac{k_m}{s[R(Js + B) + k_e k_m]} \quad (3.6)$$

Silnik w powyższej konfiguracji (jak każdy obiekt o własnościach całkujących) jest obiektem astatycznym, czego konsekwencją jest samodzielna zdolność likwidowania uchybu ustalonego w zamkniętym układzie regulacji. Zatem przy wymuszeniu skokowym, wartość uchybu ustalonego jest skończona i wynosi 0.

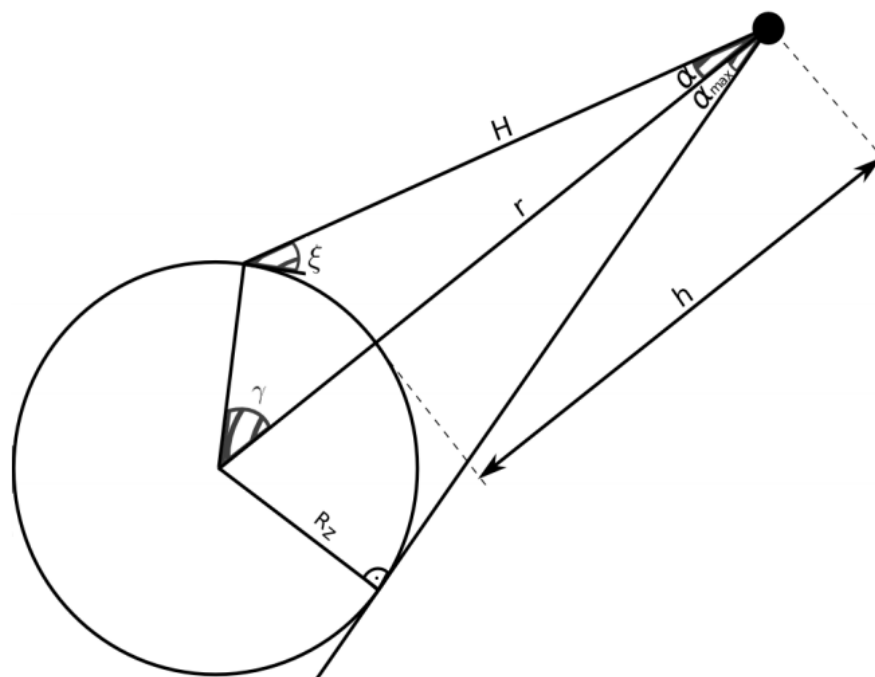
Konieczne jest obliczenie minimalnej, końcowej prędkości obrotowej anteny, a tym samym dobranie odpowiedniego przełożenia motoreduktorów. Przyjąć należy najmniej korzystny przypadek, czyli satelitę poruszającego się na najniższej z możliwych orbit, z największą prędkością kątową. Ponadto przyjąć należy mało prawdopodobny przypadek, w którym trajektoria satelity przechodzi w pobliżu osi zenitu stacji naziemnej.

Sferyczny promień czaszy kulistej, która jednoznacznie wyznacza obszar pokrycia, określa wzór wynikający z rysunku 4 [7]:

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\frac{R_Z}{R_Z + h} \cos(\xi) \right) - \xi$$

Obszarem pokrycia nazywamy taki obszar na powierzchni Ziemi, z którego satelita jest widoczny pod kątem większym niż zadana wartość minimalna elewacji ξ_{min} . Rzeczywisty dystans pomiędzy satelitą, a punktem

w którym znajduje się obserwator oznaczono przez H . Kąt α nazywany jest kątem nadiru i uwzględnia minimalny kąt elewacji ξ_{min} , pod którym ma być widziany satelita z perspektywy naziemnego obserwatora [2].



Rys. 4. Obszar pokrycia w przekroju głównym południkowym w płaszczyźnie orbity
 R_Z – promień Ziemi, r – promień orbity, h – wysokość orbity, H – odległość obserwatora od satelity, α – kąt nadiru, γ – sferyczny promień czaszy kulistej

Wykorzystać należy fakt przejścia punktu podsatelitarnego przez najdłuższą cięciwę (średnicę) obszaru pokrycia o kącie sferycznym γ (dla najniższej możliwej orbity – orbity wyjściowej o wysokości $h = 200$ km, dla którego czas okrążenia Ziemi wynosi $T = 5309$ s):

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\frac{R_Z}{R_Z + h} \right) = 14,16^\circ$$

Można obliczyć czas, w którym satelita będzie znajdował się nad horyzontem dla lokalizacji stacji naziemnej:

$$t_{180} = T \frac{\gamma}{360} = 209[\text{s}]$$

Zatem prędkość kątowna układu wykonawczego, odpowiedzialnego za ruch anteny w płaszczyźnie elewacji nie może być mniejsza, niż:

$$\omega_E = \frac{\pi}{t_{180}} = 0,015 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

Prędkość kątowna dla układu odpowiedzialnego za ruch w płaszczyźnie azymutu jest zależna od kąta elewacji w danej chwili. Analizując minimalną prędkość, z jaką powinien pracować motoreduktor azymutu, zakłada się sytuację przelotu satelity w pobliżu zenitu. Dla kąta elewacji wynoszącego 75° , można obliczyć:

$$\omega_A = \frac{d\psi}{dt} = \frac{V}{h \sin(90^\circ - 75^\circ)} = 0,15 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$$

Oznacza to, że przy najbardziej niekorzystnej trajektorii ruchu satelity, prędkość obrotowa rotora w płaszczyźnie azymutu nie może być mniejsza niż 9 obrotów na minutę.

W prototypowym układzie pojedynczy serwomechanizm zawiera podwójną przekładnię ślimakową. Poza redukcją prędkości obrotowej i wzrostem momentu siły, przekładnia ślimakowa dodatkowo sprawia, że układ staje się samohamowny. Jest to niezwykle ważne, ponieważ wówczas układ odznacza się dobrą sterowalnością. Jednocześnie przekładnie ślimakowe powodują brak możliwości przeniesienia napędu w przeciwną stronę – od wału obrotnicy w stronę wału silnika, dzięki czemu minimalizują wpływ wiatru w analizie wartości zakłóceń.

3.2. Regulator

Zasadniczym zadaniem każdego układu regulacji jest zerowanie błędu regulacji. Wymagania, jakie stawiane są regulatorowi w układzie sterującym orientacją anteny do komunikacji satelitarnej, to przede wszystkim dokładność pozycjonowania. Ponadto ważna jest minimalizacja przeregulowania oraz redukcja oscylacji, a więc żąda się od regulatora, aby dbał o aperiodyczny charakter osiągania zadanego położenia. Należy zadbać również o czas, w którym serwomechanizm osiąga kolejne zadane położenia. Ważne jest zachowanie na tyle wysokiej prędkości, aby komunikacja z satelitą była możliwa przez cały czas od momentu jej wschodu nad lokalny horyzont, do momentu zachodu.

Poniżej wyszczególnione są wymagania stawiane wobec zamkniętego układu regulacji w zadaniu projektowym [4]:

1) wymagania czasowe:

- minimalizacja przeregulowania (ang: *overshoot*),
- minimalizacja czasu regulacji (ang: *settling time*);

- 2) wymagania częstotliwościowe:
 - prawidłowe pasmo pracy układu zamkniętego,
 - dobre tłumienie zakłóceń wysokich częstotliwości;
- 3) wymagania wobec sygnału sterującego:
 - wartość sygnału sterującego nie może przekroczyć wartości maksymalnej.

Należy wprowadzić odpowiednie kryterium jakości regulacji, celem porównania wyników działania różnych algorytmów regulacji. Ponieważ w określaniu wymagań stawianych regulatorowi, zakłada się, że błąd ustalony nie występuje (dalsza część podrozdziału), należy poddać analizie błąd przejściowy. Autor przyjął, jako kryterium oceny całkę z kwadratu uchybu (**ISE** – Integral Square Error):

$$J_{ISE} = \int_{t=0}^{\infty} [e(t) - e_{ust}]^2 dt$$

Przede wszystkim jednak w ogólnej ocenie regulacji, ważne jest zadbanie o jej aperiodyczny charakter, starając się nie dopuścić do pojawiania się przeregulowań. Zbyt duży współczynnik wzmocnienia regulatora, a w konsekwencji pojawiające się oscylacje wokół pozycji zadanej, niekorzystnie wpływają na trwałość elementów przekładni jak i samego silnika, jednocześnie mogą powodować nieciągłości w transmisji satelitarnej.

Jak wynika z podrozdziału 3.1, sterowany obiekt cechuje astatyzm, przez co uchyb ustalony jest redukowany automatycznie. Zatem wystarczy użycie regulatora proporcjonalnego, aby mieć pewność, że wartość uchybu zmierza do 0. Dowodem jest obliczenie granicy przy czasie zmierzającym do nieskończoności z wartości uchybu:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$$

Analogiczną operację można przeprowadzić w dziedzinie częstotliwości:

$$\lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$$

Ponieważ funkcja skoku jednostkowego (funkcja Heaviside'a) w dziedzinie częstotliwości przyjmuje postać:

$$\mathcal{L}[\mathbf{1}(t)] = \frac{1}{s}$$

a transmitancję układu zamkniętego można zapisać za pomocą ilorazu:

$$G_Z(s) = \frac{G_R(s)G_O(s)}{1 + G_R(s)G_O(s)}$$

Uchyb w stanie ustalonym wynosi (na podstawie wzoru (3.6) podrozdziału 3.1):

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s} \frac{1}{1 + G_R(s)G_O(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s[JRs + RB + k_e k_m]}{k_R k_m + s[JRs + RB + k_e k_m]} = 0$$

Jednak w układach regulacji nadążnej może pojawić się dodatkowa odchyłka, wynikająca z nienadążania wartości regulowanej za zmianami wartości zadanej. Jest to tzw. błąd prędkościowy i jego pojawienie dyskwalifikuje dany serwomechanizm z zadania śledzenia ruchu satelity. Przypadek ten można sprawdzić analogicznie do uchybu ustalonego, z tą różnicą, że wymuszeniem jest funkcja liniowa. Funkcja wymuszenia liniowego w dziedzinie zmiennej zespolonej s przyjmuje postać:

$$U_L(s) = \frac{k}{s^2}$$

Zatem odpowiedź układu z regulatorem proporcjonalnym na wymuszenie liniowe w nieskończenie długim czasie, można obliczyć w następujący sposób:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s^2} \frac{1}{1 + G_R(s)G_O(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{JRs + RB + k_e k_m}{k_R k_m + s[JRs + RB + k_e k_m]} = \frac{RB + k_e}{k_R}$$

Jednym ze sposobów zlikwidowania uchybu prędkościowego jest zastosowanie regulatora z działaniem całkującym (np. PI, PID).

4. IMPLEMENTACJA ALGORYTMÓW REGULACJI

4.1. Algorytm sterowania proporcjonalno – całkowo – różniczkowego

Algorytm sterowania proporcjonalno – całkowo – różniczkowego, w skrócie PID, łączy zalety trzech algorytmów sterowania. PID jest najczęściej wykorzysta-

tywanym typem regulatora w automatyce [1]. Ogólne równanie regulatora przyjmuje postać:

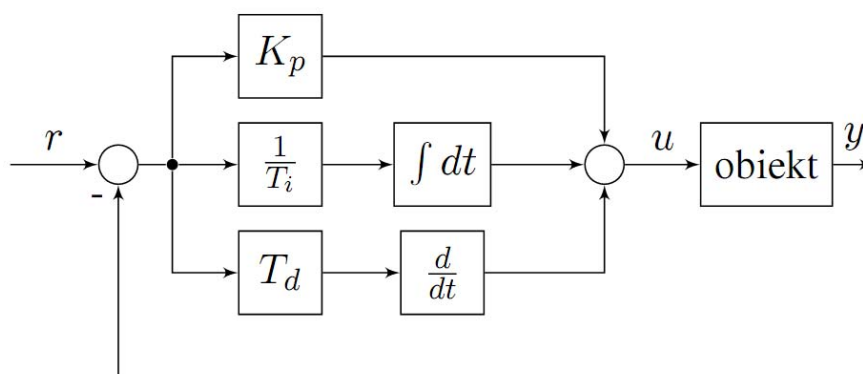
$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

Natomiast transmitancja operatorowa wyraża się wzorem:

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

gdzie:

- K_p – wzmacnienie członu proporcjonalnego,
- T_i – czas zdwojenia członu całkującego,
- T_d – czas wyprzedzenia członu różniczkującego.



Rys. 5. Struktura uniwersalnego regulatora PID

Realizacja regulatora PID w komputerowych systemach sterowania przyjmuje postać cyfrową. W tym przypadku oznacza to przede wszystkim pracę ze stałym okresem próbkowania T . W przetwornikach analogowo-cyfrowych wartość sygnału pomiarowego jest dyskretyzowana z okresem próbkowania T , natomiast algorytm sterowania wylicza sygnał sterujący na podstawie aktualnej próbki oraz próbek poprzednich. Dyskretyzacja algorytmu PID wymaga zastąpienia całki sumą, a pochodnej – różnicą pierwszego rzędu. Poszukiwana jest postać algorytmu PID, którą można łatwo zaimplementować w regulatorze cyfrowym [3]:

$$x[k - n] + a_{n-1}[k - n - 1] + \dots + a_0 x[k] = b_{n-1} e[k - n - 1] + \dots + b_0 e[k]$$

Podstawiając odpowiednie równania różnicowe dla członu proporcjonalnego, całkującego i różniczkującego:

$$x_p[k] = K_p e[k]$$

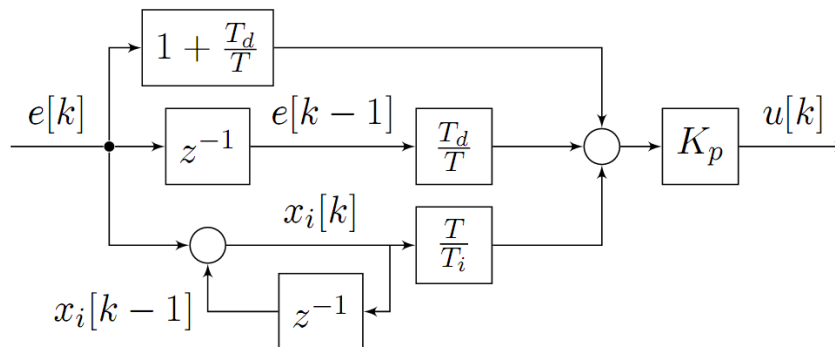
$$x_i[k] = K_p \frac{T}{T_i} \sum_{n=0}^k e[n] = K_p \left(x_i[k-1] + \frac{T}{T_i} e[k] \right)$$

$$x_d[k] = K_p T_d \frac{e[k] - e[k-1]}{T}$$

otrzymano:

$$\begin{aligned} u[k] &= x_p[k] + x_i[k] + x_d[k] \\ &= K_p \left[e[k] + \left(x_i[k-1] + \frac{T}{T_i} e[k] \right) + T_d \frac{e[k] - e[k-1]}{T} \right] \end{aligned}$$

Jest to tzw. struktura równoległa regulatora PID, przedstawiona szczegółowo na rysunku 6.



Rys. 6. Struktura równoległa dyskretnego regulatora PID

Alternatywną postacią cyfrowego regulatora PID jest struktura szeregową (rysunek 7), umożliwiającą stworzenie prędkościowego algorytmu PID. Algorytm prędkościowy wykorzystuje policzoną w poprzedniej próbce wartość sterowania $u[k-1]$ oraz trzy ostatnie próbki pomiarowe uchybów. Nie wymaga natomiast obliczania w każdym kroku sumy uchybów dla członu całkującego $x_i[k]$ [3]. Struktura szeregową może realizować regulator cyfrowy zarówno w formie pozycyjnej jak i przyrostowej, natomiast struktura równoległa umożliwia wyłączenie stworzenie pozycyjnego regulatora PID.

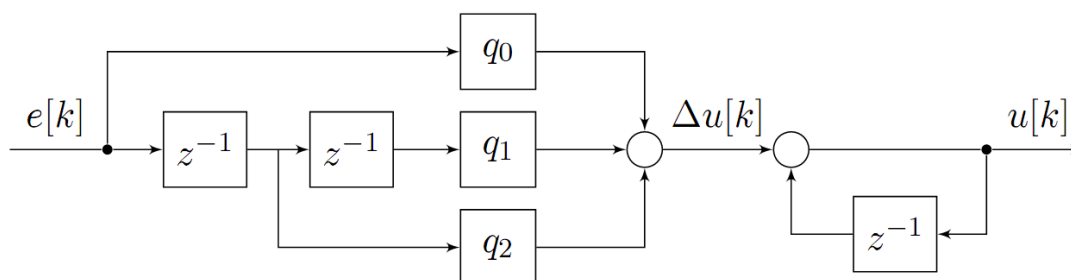
$$\Delta u[k] = u[k] - u[k - 1] = q_0 e[k] + q_1 e[k - 1] + q_2 e[k - 2]$$

$$q_0 = K_p \left(1 + \frac{T_d}{T} \right)$$

$$q_1 = -K_p \left(1 + 2 \frac{T_d}{T} - \frac{T}{T_i} \right)$$

$$q_2 = K_p \frac{T_d}{T}$$

Dobór nastaw regulatora (K_p , T_i , T_d) za pomocą klasycznych inżynierskich metod strojenia, takich jak np. pierwsza metoda Zieglera-Nicholsa [1] nie daje dobrych rezultatów w prototypowym układzie, ze względu na niepewność sprzężenia zwrotnego, spowodowaną niską dokładnością pomiaru kąta, które zostały fabrycznie zintegrowane z układem wykonawczym. Dlatego do strojenia regulatora wykorzystano modele symulacyjne i narzędzie Signal Constraint pakietu Matlab uwzględniając kryterium całki z kwadratu uchybu (podrozdział 3.2).

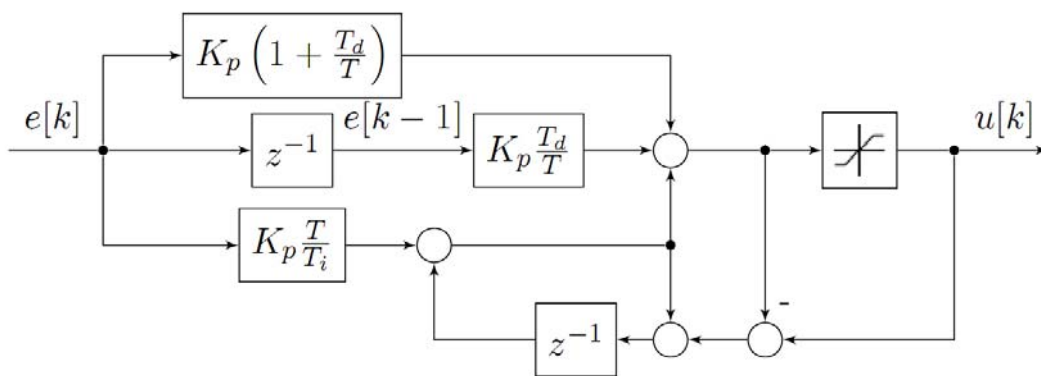


Rys. 7. Struktura szeregową dyskretnego regulatora PID

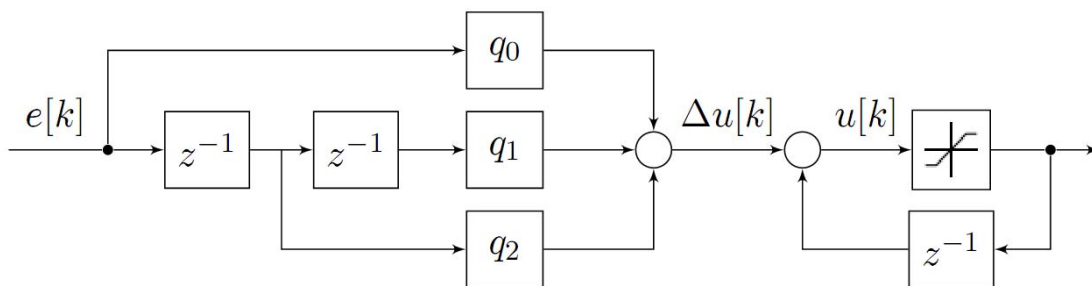
4.2. Algorytm sterowania proporcjonalno – całkowo – różniczkowego, uwzględniający efekt nasycenia członu całkującego

Struktury regulatora PID, przedstawione w podrozdziale 4.1 nie uwzględniają niekorzystnego zjawiska, związanego z ograniczeniami maksymalnych wartości sygnału regulacji (warunek 3 wymagań stawianych regulatorowi w podsekcji 3.1). Gdy człon wykonawczy, znajdujący się za regulatorem, wchodzi w obszar nasycenia, generuje stałą wartość niezależną od sygnału sterującego. Regulator dostarcza coraz większych sygnałów sterujących, jednak niemożliwych do zrealizowania [1]. W tym przypadku wartość całki $x_i[k]$ regulatora nieograniczona

niczenie rośnie. Dlatego konieczne jest stosowanie zabezpieczenia przed nieograniczonym wzrostem wartości wewnętrznych (ang: *Integral Anti-Windup*). Jednym ze sposobów rozwiązania tego problemu jest wyłączenie całkowania w chwili, gdy wartość całki wykroczy poza dozwolony obszar. Inny sposób przewiduje ograniczenie wartości sterowania na wyjściu regulatora (blok saturacji). Jednakże konsekwencją wprowadzenia zabezpieczenia likwidującego zjawisko nasycenia, jest nieliniowe działanie regulatora [3].



Rys. 8. Struktura równoległa dyskretnego regulatora PID z zastosowaniem pętli *anti-windup*



Rys. 9. Struktura szeregową dyskretnego regulatora PID z zastosowaniem pętli *anti-windup*

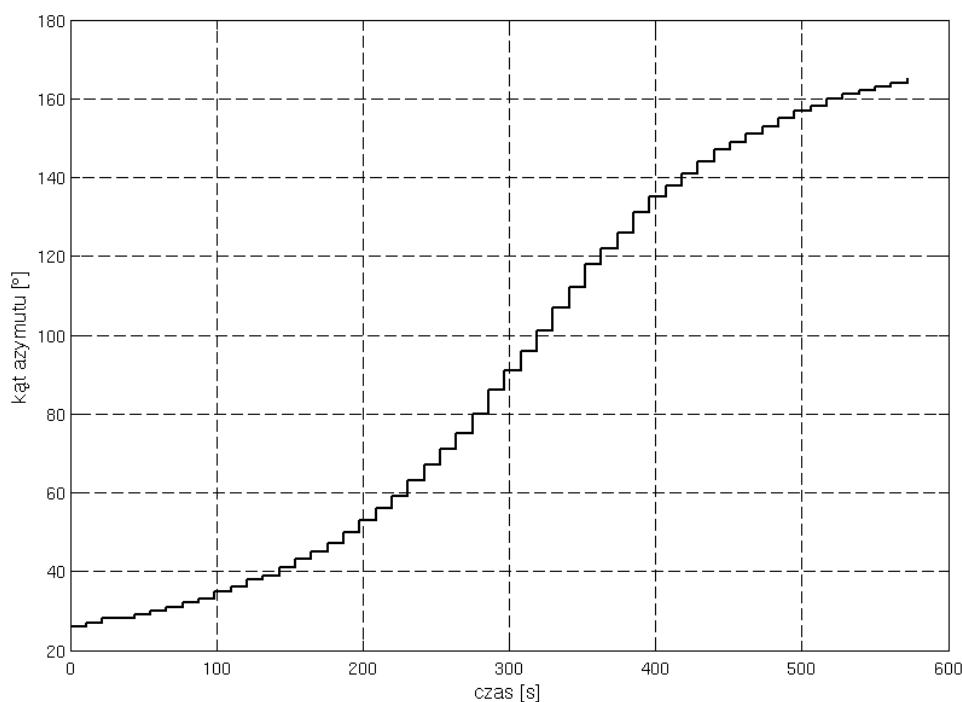
4. WYNIKI BADAŃ I WNIOSKI

Przeprowadzono eksperymenty na rzeczywistym obiekcie, jakim jest rotor antenowy *RAS* firmy *Alfa Radio Ltd*. Sterownik wbudowany kontroluje pracę wirnika i pobiera wartości zadane z oprogramowania śledzącego ruch satelity. Eksperymenty przeprowadzono dla tych samych wartości zadanych,

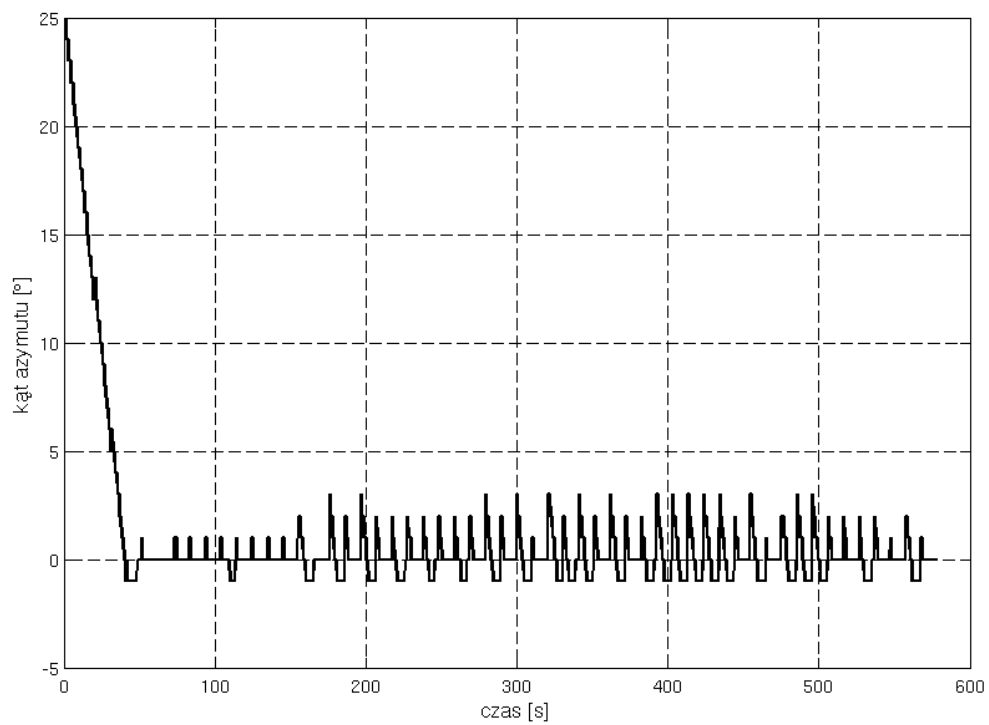
czyli rzeczywistego przelotu satelity AO-27, dnia 21.06.2010 od godziny 00:33:58 dla lokalizacji miasta Krakowa: szerokości geograficznej 50,0833 północnej, długości geograficznej 19.8 wschodniej i wysokości 237 m n.p.m. Rysunek 10 przedstawia zmianę wartości zadanej kąta azymutu w czasie 5 minut.

Wykresy na rysunku 11 i 12 przedstawiają przebieg wartości uchybu regulacji w zamkniętym układzie regulacji z zastosowaniem dyskretnego regulatora PID. Na wykresie 11 widoczne są wyraźne przeregulowania, wynikające z faktu przekroczenia dopuszczalnej wartości przez człon integratora. Przebieg regulacji nie jest aperiodyczny.

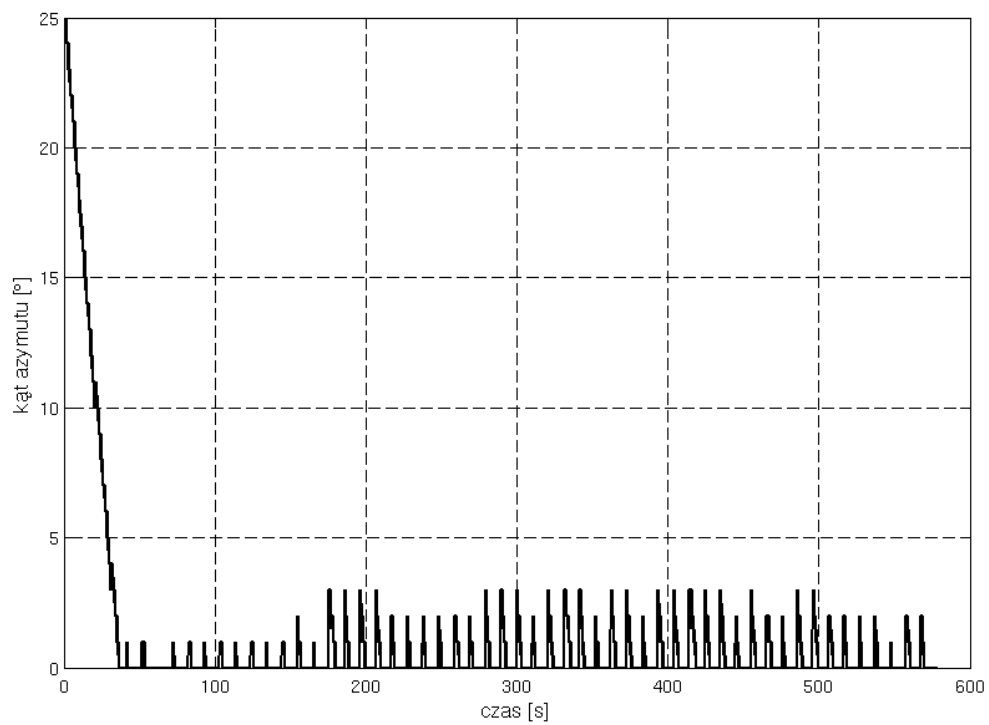
Dodanie pętli *anti-windup* skutkuje pożądaną pracą układu regulacji – brak przeregulowań, aperiodyczny charakter. Porównując wskaźnik jakości J_{ISE} obydwu układów regulacji (tab. 1), regulator z zabezpieczeniem *integral anti-windup* oceniony został o 12% wyżej.



Rys. 10. Przebieg wartości zadanej, odpowiadającej ustawieniu kąta azymutu dla przelotu satelity AO-27 z dokładnością 1° (wynikającą z dokładności enkoderów inkrementalnych)



Rys. 11. Uchyb regulacji kąta azymutu w układzie z zastosowaniem dyskretnego, równoległego regulatora PID



Rys. 12. Uchyb regulacji kąta azymutu w układzie, z zastosowaniem dyskretnego, równoległego regulatora PID zawierającego pętlę *anti-windup*

TABELA 1

Ocena układów regulacji przy pomocy wskaźnika ISE (podrozdział 3.2)

Regulator	wskaźnik ISE
dyskretny regulator PID	62495
dyskretny regulator PID z zastosowaniem zabezpieczenia <i>anti-windup</i>	55533

Podsumowując wyniki badań, można przyjąć, że zastosowanie dyskretnego regulatora PID z zabezpieczeniem *integral anti-windup* jest wystarczające dla potrzeb sterowania orientacją anteny satelitarnej, pomimo nieliniowego charakteru obiektu, wprowadzanego przez sterowanie silnikiem za pomocą sygnału PWM. Prawidłowy dobór nastaw regulatora dla konkretnego zadania regulacji (prędkość obrotu zależna od wysokości orbity satelity) pozwala na utrzymanie łączności z satelitą przez cały okres jego widoczności.

Dalsze badania nad zagadnieniem nadążnego sterowania anteną satelitarną przewidują integrację systemu z układem określania orientacji za pomocą magnetometru i akcelerometru. Dzięki temu, o ile będzie to możliwe, planowane jest stworzenie toru komunikacji satelitarnej, niezależnego od bazowego ustawienia anteny. Docelowo system przeznaczony będzie do komunikacji z nano-satelitami naukowymi.

LITERATURA

1. Byrski W.: *Obserwacja i sterowanie w systemach dynamicznych*. Kraków: Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, 2007.
2. Ha T. T.: *Digital satellite communications*. Monterey, California: McGraw-Hill Publishing Company, 1990.
3. Kowal J.: *Podstawy automatyki*. Kraków: Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, 2006.
4. Koziński W.: *Projektowanie regulatorów. Wybrane metody klasyczne i optymalizacyjne*. Warszawa: Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2004.
5. Sokół M.: *Podstawy Automatyki*. Kraków: Uczelniane Wydawnictwo Naukowo-Dydaktyczne AGH, 2005.
6. Szóstka J.: *Fale i anteny*. Warszawa: Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, 2001.
7. Zieliński R.: *Satelitarne sieci teleinformatyczne*. Warszawa: Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2009.

DESIGN OF TRACKING UNIT CONTROLLER FOR SATELLITE ANTENNA

Tomasz DZIWIŃSKI

ABSTRACT *This paper contains introductory information on satellite communications. It takes up issues of antenna pointing precision and minimal tracker velocity. On that account it takes attempt of verification efficiency of regulation algorithm implementations. It also presents author's own work on practical satellite antenna tracking device.*