

STEROWANIE POZIOMEM WODY W KASKADZIE DWÓCH ZBIORNIKÓW PRZY UŻYCIU MIKROKONTROLERA SYGNAŁOWEGO TMS320F28335

Mirosław TOMERA¹, Jacek KĘSKA², Andrzej KASPROWICZ³

1. Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, ul. Morska 83, 81-225 Gdynia
tel: 058 690 1471 fax: 058 690 1445 e-mail: tomera@am.gdynia.pl
2. EL-COMP, ul. Warszawska 11, 82-300 Elbląg
tel: 055 234 2835 fax: 055 236 1747 e-mail: jik-30@o2.pl
3. Akademia Morska w Gdyni, Wydział Elektryczny, ul. Morska 83, 81-225 Gdynia
tel: 058 690 1471 fax: 058 690 1445 e-mail: anka@am.gdynia.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiony został algorytm regulatora stanu zawierający sterowanie całkujące, zaimplementowany w prototypowym stanowisku laboratoryjnym przeznaczonym do nauczania metod syntezy i implementacji algorytmów sterowania cyfrowego. Stanowisko to jest cyfrowym układem sterowania wyposażonym w mikrokontroler sygnałowy TMS320F28335 produkowany przez firmę Texas Instruments, który programowany jest w języku C przy pomocy środowiska Code Composer Studio. Obiektem sterowanym jest układ dwóch zbiorników połączonych kaskadowo, wyposażony w pompę oraz dwa czujniki do pomiaru poziomów wody. W celu przeprowadzenia badań symulacyjnych, opracowany został nieliniowy model matematyczny obiektu rzeczywistego, który następnie na potrzeby syntezy regulatora cyfrowego został zlinearyzowany w punkcie pracy. Dodatkowo, w niniejszej pracy zamieszczone zostały szczegóły techniczne wykorzystanego zestawu uruchomieniowego eZdspTMF28335 zawierającego programowany mikrokontroler sygnałowy.

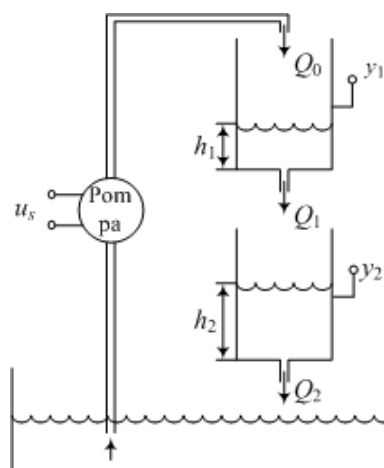
Słowa kluczowe: algorytmy sterowania cyfrowego, mikrokontroler sygnałowy, zestaw uruchomieniowy eZdspTMF28335

1. WPROWADZENIE

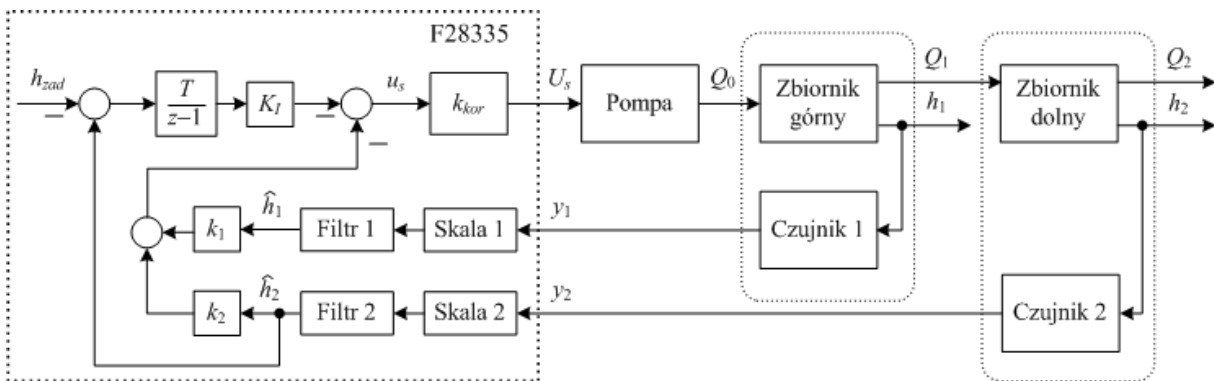
Sterowania oparte na cyfrowych urządzeniach programowalnych takich jak sterowniki programowalne PLC, mikro-kontrolery i cyfrowe procesory sygnałowe są szeroko stosowane w różnych zastosowaniach, zarówno domowych jak przemysłowych. Mikrokontrolery sygnałowe bardzo często stosowane są w układach regulatorów w związku z dużą prędkością wykonywanych przez nie operacji, poprzez specjalne dedykowane jednostki operacyjne, jak i szybkie przetworniki A/C i C/A. Szybkość operacji wykonywanych przez mikrokontrolery sygnałowe pozwala na zastosowanie ich w regulatorach cyfrowych zastępujących istniejące dotąd regulatory analogowe. Oczywiście są jeszcze istotne ograniczenia w szerokości pasma regulatorów cyfrowych w porównaniu z regulatorami analogowymi. Dodatkowo, regulatory programowalne pozwalają na dużą swobodę w implementacji dowolnych algorytmów sterowania [1,4].

Do sterowania wykorzystany został mikrokontroler sygnałowy oznaczony symbolem TMS320F28335,

produkowany przez firmę Texas Instruments [7]. Mikrokontroler ten programowany jest poprzez łącze USB z komputera na którym zainstalowane jest oprogramowanie Code Composer Studio zawierające edytor i kompilator języka C [5]. Regulator cyfrowy z użyciem wybranego mikrokontrolera sygnałowego TMS320F28335 zbudowany został w oparciu o zestaw uruchomieniowy eZdspTMF28335 [8] do którego zaprojektowana została płytką interfejsu łącząca ten zestaw ze środowiskiem zewnętrznym. Uzyskany regulator cyfrowy zastosowany został do sterowania obiektem rzeczywistym o dwóch stopniach swobody i powiązanych ze sobą stanach. Składa się z dwóch zbiorników połączonych kaskadowo z otworami w dnach, czujników poziomu, pompy i zbiornika zbiorczego (kuwety). Zbiorniki te mają takie same kształty i takie same średnice otworów wypływowych. W rozważanym układzie sterowana napięciowo pompa dostarcza wody do górnego zbiornika i przez wypływ z tego zbiornika przepływa do dolnego zbiornika. Woda wypływająca z dolnego zbiornika dostaje się do zbiornika zbiorczego z którego przez pompę przemieszczana jest do góry. Układ wodny pracuje w układzie zamkniętym. W sposób schematyczny proces sterowania wraz pokazany został na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat sterowanego procesu



Rys. 2. Struktura projektowanego układu sterowania

Powstało w ten sposób stanowisko laboratoryjne pozwalające na badanie algorytmów sterowania cyfrowego projektowanych różnymi metodami [3].

W niniejszej pracy przedstawiony zostanie przykładowy algorytm sterowania cyfrowego do stabilizacji poziomu w dolnym zbiorniku uzyskany metodą bezpośrednią na liniowym modelu matematycznym obiektu, wykorzystujący pomiary z obydwu czujników. Schemat blokowy uzyskanego układu sterowania pokazany został na rysunku 2.

Zanim uzyskana została pewność, że analizowany algorytm sterowania będzie poprawnie sterować obiektem rzeczywistym, przeprowadzone zostały badania symulacyjne w środowisku obliczeniowym Matlab/Simulink na modelu matematycznym obiektu sterowania.

2. MODELOWANIE MATEMATYCZNE OBIEKTU STEROWANIA

2.1. Model matematyczny pompy

Charakterystyka statyczna pompy odwzorowuje zależność pomiędzy napięciem sterującym U_s , a dopływem wody do górnego zbiornika Q_0 . W celu wyznaczenia tej charakterystyki przeprowadzone zostały badania eksperymentalne i linią niebieską na rysunku 3 zaznaczone zostały uzyskane wyniki. Charakterystyka pompy została aproksymowana przy użyciu następującego wzoru

$$Q_0(t) = a_w \sqrt{U_s(t) - U_{\min}} \quad (1)$$

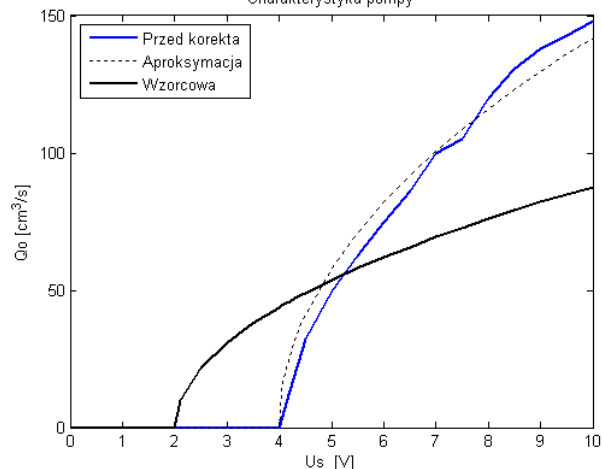
gdzie: $a = 58.0$ – współczynnik skalujący, $U_{\min} = 4.0$ [V] – minimalna wartość napięcia sterującego powyżej którego następuje dostarczanie wody do górnego zbiornika.

Niestety, na potrzeby sterowania poziomem wody w dolnym zbiorniku charakterystyka ta musi zostać skorygowana, gdyż przy wyższych wartościach napięcia sterującego pompa dostarcza do górnego zbiornika zbyt duże ilości wody w jednostce czasu co powoduje, że w dolnym zbiorniku poziom niewiele się zmienia a w górnym zbiorniku woda się przelewa. Pożądana charakterystyka pompy przedstawiona na rysunku 3 zaznaczona została linią czarną i opisana jest wzorem

$$Q_0(t) = a_w \sqrt{U_s(t) - U_{w\min}} \quad (2)$$

gdzie: $a_w = 31.0$ – współczynnik skalujący, $U_{w\min} = 2.0$ [V] –

wartość napięcia progowego



Rys. 3. Charakterystyki pompy

W celu skorygowania charakterystyki pompy pomiędzy regulatorem, a pompą umieszczone zostanie wzmocnienie korygujące

$$U_s(t) = k_{kor} u_s(t) \quad (3)$$

którego wartość zależna będzie od napięcia wyjściowego regulatora u_s według następującej zależności

$$k_{kor} = \frac{m(u_s - U_{w\min}) + U_{\min}}{u_s} \quad (4)$$

gdzie: $m = (a_w/a)^2$

2.2. Modele matematyczne zbiorników

Równanie opisujące dynamikę w zbiorniku górnym jest następujące

$$\frac{dV_1(t)}{dt} = A_1 \frac{dh_1(t)}{dt} = Q_0(t) - Q_1(t) \quad (5)$$

gdzie: V_1 – objętość, h_1 – wysokość słupa wody, $A_1 = 81$ [cm²] – pole powierzchni dna zbiornika, Q_0 – dopływ do górnego zbiornika, Q_1 – wypływ wody z górnego zbiornika.

Dla małych średnic otworów przez które odpływa woda może być zastosowane prawo Bernoulli'ego w którym wypływ opisany jest wzorem

$$Q_1(t) = c_1 S_1 \sqrt{2gh_1(t)} \quad (6)$$

gdzie: $c_1 = 0.85$ – współczynnik zależny od kształtu i gładkości otworu wypływowego, $S_1 = 0.19635$ [cm²] – pole powierzchni otworu odpływowego, $g = 981$ [cm/s²] – przyspieszenie ziemskie.

Dopływ wody do górnego zbiornika wytwarzany przez pompę nie jest proporcjonalny do przyłożonego napięcia sterującego u_s i jest funkcją nieliniową opisaną wzorem (1).

W podobny sposób wyprowadzane jest równanie opisujące dynamikę w dolnym zbiorniku. Z równania opisującego równowagę masy wody w dolnym zbiorniku uzyskuje się

$$\frac{dV_2(t)}{dt} = A_2 \frac{dh_2(t)}{dt} = Q_1(t) - Q_2(t) \quad (7)$$

gdzie: V_2 – objętość wody w zbiorniku, h_2 – wysokość słupa wody, $A_2 = 81$ [cm²] – pole powierzchni dna, Q_1 – dopływem (6), Q_2 – wypływ wody z dolnego zbiornika.

Wypływ wody z dolnego zbiornika Q_2 opisany jest przez prawo Bernoulli'ego

$$Q_2(t) = c_2 S_2 \sqrt{2gh_2(t)} \quad (8)$$

gdzie $c_2 = 0.9$, $S_2 = 0.19635$ [cm²], $g = 981$ [cm/s²].

Zadaniem czujników jest pomiar wysokości słupa wody w zbiornikach. W zależności od zmian wysokości wody h_i , różne jest napięcie na wyjściu tych czujników y_i . Wyznaczone eksperymentalnie charakterystyki statyczne czujników nieznacznie różnią się od siebie, natomiast są liniowe. Na podstawie uzyskanych eksperymentalnie wyników wyznaczone zostały modele matematyczne.

2.3. Modele matematyczne czujników

Modele matematyczne czujników przyjmują postać

$$y_i = k_{ci} h_i + b_i, \quad i = 1, 2 \quad (9)$$

gdzie: $k_{c1} = 0.0640$, $k_{c2} = 0.0583$ – wzmocnienia, $b_1 = 0.6516$, $b_2 = 0.8666$ – współczynniki przesunięcia, h_1 , h_2 – poziomy wody w zbiornikach wyrażonymi w centymetrach, y_1 , y_2 – pomierzone poziomy wyrażone w woltach.

Po podstawieniu zależności (1) i (6) do równania (5) uzyskuje się model matematyczny opisujący dynamikę zmian poziomu wody w górnym zbiorniku

$$\frac{dh_1(t)}{dt} = -\alpha_1 \sqrt{2gh_1(t)} + \beta \sqrt{u_s(t) - U_{\min}} \quad (10)$$

gdzie $\alpha_1 = (c_1 S_1) / A_1$, $\beta = a / A_1$.

Po podstawieniu zależności (6) i (8) do równania (7) uzyskuje się model matematyczny opisujący dynamikę zmian poziomu wody w dolnym zbiorniku

$$\frac{dh_2(t)}{dt} = \alpha_1 \sqrt{2gh_1(t)} - \alpha_2 \sqrt{2gh_2(t)} \quad (11)$$

gdzie $\alpha_2 = (c_2 S_2) / A_2$.

3. LINERYZACJA MODELU MATEMATYCZNEGO OBIEKTU

W celu znalezienia uproszczonego modelu liniowego przeprowadzona zostanie linearyzacja, wyznaczonego w poprzednim podrozdziale nieliniowego modelu matematycznego w otoczeniu punktu pracy, polegająca na rozwinięciu w szereg Taylora i pominięciu pochodnych wyższego rzędu. Linearyzacja dla układu kaskadowego dwóch zbiorników odbywa się w otoczeniu punktu pracy $(u_s^0, h_1^0, h_2^0, y_2^0) = (3.06; 11.3; 10.0; 1.42)$ co dla równań (10) i (11) po zastosowaniu rozwinięcia w szereg Taylora i odrzuceniu różnic wyższego rzędu pozwala na uzyskanie następującego zestawu przyrostowych równań zlinearyzowanych

$$\frac{d(h_1 - h_1^0)}{dt} = -\frac{\alpha_1 \sqrt{2g}}{2\sqrt{h_1^0}} (h_1 - h_1^0) + \frac{\beta}{2\sqrt{u_s^0 - U_{\min}}} (u_s - u_s^0) \quad (12)$$

$$\frac{d(h_2 - h_2^0)}{dt} = \frac{\alpha_1 \sqrt{2g}}{2\sqrt{h_1^0}} (h_1 - h_1^0) - \frac{\alpha_2 \sqrt{2g}}{2\sqrt{h_2^0}} (h_2 - h_2^0) \quad (13)$$

Co można zapisać jako

$$\frac{d\Delta h_1(t)}{dt} = -\frac{1}{T_1} \Delta h_1(t) + k \Delta U_s(t) \quad (14)$$

$$\frac{d\Delta h_2(t)}{dt} = \frac{1}{T_1} \Delta h_1(t) - \frac{1}{T_2} \Delta h_2(t) \quad (15)$$

gdzie: $k = \frac{\beta}{2\sqrt{u_s^0 - U_{\min}}} = 0.1679$, $T_1 = \frac{1}{\alpha_1} \sqrt{\frac{2h_1^0}{g}} = 73.5663$ [s]

$$T_2 = \frac{1}{\alpha_2} \sqrt{\frac{2h_2^0}{g}} = 65.5129$$
 [s]

Po wprowadzeniu następującego oznaczeń

$$\begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \Delta h_1(t) & \Delta h_2(t) \end{bmatrix}^T, \quad u(t) = U_s(t) \quad (16)$$

uzyskuje się zlinearyzowane równania stanu

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_1} & 0 \\ \frac{1}{T_1} & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (17)$$

i równanie wyjścia

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

4. SYNTEZA DYSKRETNEGO REGULATORA STANU ZE STEROWANIEM CAŁKUJĄCYM

Schemat blokowy projektowanego układu regulacji znajduje się na rysunku 2, bloki objęte linią przerywaną zostaną zaimplementowane w procesorze sygnałowym. Regulator stanu będzie korzystał z informacji o poziomach w obydwu zbiornikach, mierzonych przy użyciu czujników ciśnieniowych, na których wyjściach informacja o poziomach wody wyrażona jest w woltach. Aby nie trzeba było uwzględniać charakterystyk czujników, sygnały pomierzone przechodzą przez bloki 'Skala 1' i 'Skala 2' które mają za zadanie przeskalowane sygnału pomierzonego na centymetry i zawierają odwrotne charakterystyki czujników. Dzięki tym operacjom na wyjściach tych bloków są takie wartości liczbowe jakie są obserwowane na podziałkach przyklejonych do zbiorników. W blokach tych przetwarzanie sygnału odbywa się w oparciu o liniowe zależności

$$h_{izm} = m_{si} y_i + b_{si}, \quad i = 1, 2 \quad (19)$$

gdzie: $m_{s1} = 15.7594$, $m_{s2} = 17.1157$ – wzmocnienia, $b_{s1} = -10.5068$, $b_{s2} = -14.8050$ – współczynniki przesunięcia, h_{1zm} , h_{2zm} – zmierzone poziomy wody w zbiornikach wyrażone w centymetrach, y_1 , y_2 – pomierzone poziomy wody wyrażone w woltach na wyjściach czujników

Kolejnymi blokami przetwarzającymi sygnały pomierzone są bloki filtrów 'Filtr 1' i 'Filtr 2' mające za zadanie usunięcie szumów pomiarowych. W obydwu torach pomiarowych zastosowane zostały identyczne filtry dolnoprzepustowe o transmitancji

$$G_{fi}(s) = \frac{\hat{h}_i(s)}{h_{izm}(s)} = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}, \quad i = 1, 2 \quad (20)$$

Filtry te zostały zaimplementowane w procesorze sygnałowym w postaci równań dynamicznych

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1fi} \\ \dot{x}_{2fi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{1fi} \\ x_{2fi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u_{fi}, \quad i = 1, 2 \quad (21)$$

$$\text{gdzie: } x_{1f1} = \hat{h}_1, \quad x_{2f1} = d\hat{h}_1/dt, \quad u_{f1} = h_{1zm} \\ x_{1f2} = \hat{h}_2, \quad x_{2f2} = d\hat{h}_2/dt, \quad u_{f2} = h_{2zm}$$

i były całkowane metodą Rungego-Kutty IV rzędu z okresem próbkowania $T = 0.01$ [s].

Opisane tutaj bloki skalowania i filtracji zostaną pominięte przy wyznaczaniu wzmocnień regulatora stanu.

Regulator stanu ze sterowaniem całkującym, zaprojektowany został w dyskretnym przestrzeni stanu. W tym celu, uzyskany ciągły, liniowy model matematyczny obiektu sterowania opisanym równaniami dynamicznymi (17), (18) musi zostać poddany dyskretyzacji.

4.1. Dyskretyzacja liniowych, równań dynamicznych ciągłych

Opis liniowych układów ciągłych w przestrzeni stanu zapisywany jest w następującej postaci ogólnej

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (22)$$

$$y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (23)$$

Rozwiązaniem powyższego układu równań dynamicznych ciągłych jest równanie [2]

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)} \mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} \mathbf{B}u(\tau) d\tau \quad (24)$$

Aby uzyskać równanie różnicowe, należy uzyskane rozwiązanie (24) zapisać dla pojedynczego okresu, przyjmując notację $t = kT + T$ oraz $t_0 = kT$, można uzyskać szczególną postać rozwiązania (24)

$$\mathbf{x}(kT + T) = e^{\mathbf{A}T} \mathbf{x}(kT) + \int_{kT}^{kT+T} e^{\mathbf{A}(kT+T-\tau)} \mathbf{B}u(\tau) d\tau \quad (25)$$

Uzyskany wynik nie zależy od typu ekstrapolacji, ponieważ u jest określone w zależności od czasu ciągłego, $u(t)$, poza przedział próbkowania. Zazwyczaj przyjmuje się, że obiekt poprzedzony jest ekstrapolatorem zerowego rzędu, co daje

$$u(\tau) = u(kT), \quad kT \leq \tau < kT + T \quad (26)$$

W celu ułatwienia rozwiązania równania (25) dla ekstrapolatora zerowego rzędu, zmienia się zmienną w całce z τ na η

$$\eta = kT + T - \tau \quad (27)$$

i wówczas otrzymuje się

$$\mathbf{x}(kT + T) = e^{\mathbf{A}T} \mathbf{x}(kT) + \int_0^T e^{\mathbf{A}\eta} d\eta \mathbf{B}u(kT) \quad (28)$$

Jeśli wprowadzi się nowe oznaczenia macierzy [2]

$$\mathbf{F} = e^{\mathbf{A}T} \quad (29)$$

$$\mathbf{G} = \int_0^T e^{\mathbf{A}\eta} d\eta \mathbf{B} \quad (30)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{C} \quad (31)$$

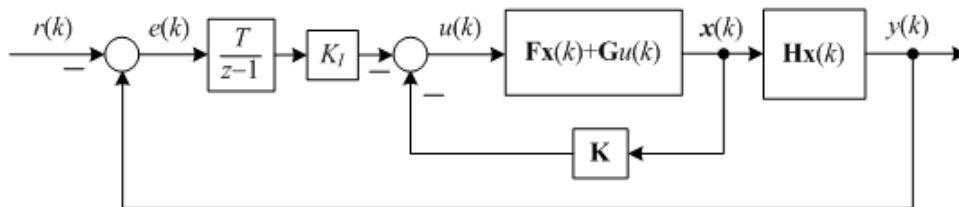
to równania (28) i (23) zredukują się do standardowej postaci równań różnicowych

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{F}\mathbf{x}(k) + \mathbf{G}u(k) \quad (32)$$

$$y(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) \quad (33)$$

W celu numerycznego wyznaczenia dyskretnego macierzy stanu \mathbf{F} stosuje się rozwinięcie w szereg o postaci [2]

$$\mathbf{F} = e^{\mathbf{A}T} = \mathbf{I} + \mathbf{A}T + \frac{\mathbf{A}^2 T^2}{2!} + \frac{\mathbf{A}^3 T^3}{3!} + \dots \quad (34)$$



Rys. 4. Model matematyczny układu regulacji ze sterowaniem całkującym w dyskretnym przestrzeni stanów

Co również zapisywane jest następująco

$$\mathbf{F} = \mathbf{I} + \mathbf{A}T \Phi \quad (35)$$

$$\text{gdzie: } \Phi = \mathbf{I} + \frac{\mathbf{A}^2 T^2}{2!} + \frac{\mathbf{A}^3 T^3}{3!} + \dots$$

Macierz \mathbf{G} będącą rozwiązaniem całki (30) w sposób numeryczny, wyznaczana jest w oparciu o sumę szeregu o postaci [2]

$$\mathbf{G} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}^k T^{k+1}}{(k+1)!} \mathbf{B} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}^k T^k}{(k+1)!} T \mathbf{B} = \Phi T \mathbf{B} \quad (36)$$

W celu ułatwienia wyznaczania macierzy Φ w sposób numeryczny, sumę szeregu zapisuje się w postaci następującego wzoru rekurencyjnego

$$\Phi \approx \mathbf{I} + \frac{\mathbf{A}T}{2} \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{A}T}{3} \left(\dots \frac{\mathbf{A}T}{N-1} \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{A}T}{N} \right) \dots \right) \right) \quad (37)$$

gdzie: N – liczba kroków rekurencji.

Powyższa konwersja, z okresem próbkowania $T_p = 0.75$ [s], zastosowana została do posiadanego modelu matematycznego obiektu opisanego równaniami (20) i (21). Macierze \mathbf{F} i \mathbf{G} wyznaczone zostały przy użyciu wzorów (35) i (36) dla $N = 16$, przyjmując następujące wartości

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0.9899 & 0.0 \\ 0.0101 & 0.9886 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0.2579 \\ 0.0013 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\mathbf{H} = [0 \quad 1] \quad J = 0 \quad (39)$$

4.2. Wyznaczenie wzmocnień dyskretnego regulatora stanu ze sterowaniem całkującym

Sterowanie całkujące wprowadzane jest do regulatora stanu w celu eliminowania uchybów w stanie ustalonym powodowanych przez zakłócenia lub wejściowe sygnały odniesienia.

W rozważanym przypadku, obiekt regulacji jest nieliniowy i charakteryzuje się różnymi wartościami wzmocnienia przy różnych wartościach zadanych i w projektowanym układzie regulacji konieczne jest zastosowanie sterowania całkującego w regulatorze stanu. Idea sterowania całkującego polega na wprowadzeniu integratora w taki sposób aby całkowany był uchyb regulacji wyznaczany w oparciu o pomierzony sygnał wyjściowy tak jak to zostało pokazane na rysunku 4. Integrator ten będzie zaimplementowany jako część równań regulatora stanu. W celu ujednoczenia wyznaczania wzmocnień zarówno dla oryginalnego wektora stanu jak i dla integratora, rozszerzony zostanie model obiektu o integrator poprzez dodanie wyjścia

z integratora będącego scałkowanym uchybem regulacji do istniejących równań stanu obiektu.

Oryginalny model matematyczny obiektu opisany jest równaniami (32), (33) i rozszerzony zostanie o stan x_I , będący całką uchybu regulacji $e = y - r$. Całkę uchybu dyskretnego wyznacza się bardzo łatwo przez zsumowanie wszystkich poprzednich wartości uchybu co może zostać zapisane w postaci następującego równania różnicowego

$$x_I(k+1) = x_I(k) + e(k) = x_I(k) + \mathbf{H}\mathbf{x}(k) - r(k) \quad (40)$$

Wprowadzając powyższe równanie do oryginalnego modelu matematycznego obiektu uzyskuje się następujący model rozszerzony obiektu

$$\begin{bmatrix} x_I(k+1) \\ \mathbf{x}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{H} \\ 0 & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_I(k) \\ \mathbf{x}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} r(k) \quad (41)$$

Prawo sterowania opisane jest równaniem

$$u(k) = -[K_I \quad \mathbf{K}] \cdot \begin{bmatrix} x_I(k) \\ \mathbf{x}(k) \end{bmatrix} \quad (42)$$

Uzyskane równania modelu rozszerzonego (41), (42) zapisane zostaną w postaci ogólnej

$$\mathbf{x}_c(k+1) = \mathbf{F}_c \mathbf{x}_c(k) + \mathbf{G}_c u(k) + \mathbf{N}_c r(k) \quad (43)$$

$$u(k) = -\mathbf{K}_c \mathbf{x}_c(k) \quad (44)$$

i wykorzystane do wyznaczenia wartości poszukiwanych wzmocnień regulatora stanu $\mathbf{K}_c = [K_I \quad k_1 \quad k_2]$ metodą lokowania biegunów.

Podstawiając równanie (44) do równania (43) uzyskuje się

$$\mathbf{x}_c(k+1) = [\mathbf{F}_c - \mathbf{G}_c \mathbf{K}_c] \mathbf{x}_c(k) + \mathbf{N}_c r(k) \quad (45)$$

Poddając równanie (45) obustronnemu przekształceniu Z i odpowiednio je przekształcając, uzyskuje się następujące macierzowe równanie charakterystyczne

$$|z\mathbf{I} - \mathbf{F}_c - \mathbf{G}_c \mathbf{K}_c| = 0 \quad (46)$$

którego wartości własne zależą od poszukiwanych wartości wzmocnień wektora \mathbf{K}_c . Dalsze operacje polegają na znajdowaniu takich wartości wektora \mathbf{K}_c przy których wartości własne projektowanego układu (46) będą znajdowały się dokładnie w pewnych pożądanym położeniach.

Kolejny krok polega na znalezieniu wzorcowych położenia biegunów, które będą tożsame z wartościami

własnymi projektowanego układu. Ponieważ projektowany układ jest trzeciego rzędu to również muszą zostać znalezione trzy bieguny wzorcowe na płaszczyźnie z . W tym celu rozpatrzony zostanie wzorcowy układ trzeciego rzędu o transmitancji

$$G_w(s) = \frac{\alpha\omega_n^3}{(s + \alpha\omega_n^3)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (47)$$

gdzie: $\alpha = 0.7$, $\zeta = 0.7$, $\omega_n = 0.08$

którego odpowiedź skokowa charakteryzuje się pożądanymi wartościami wskaźników czasowych obejmujących: czas narastania, maksymalne przeregulowanie i czas ustalania (regulacji). Bieguny transmitancji wzorcowej s_i (47) zostały przetransformowane na płaszczyznę z przy użyciu przekształcenia

$$z_i = e^{s_i T_p} \quad (48)$$

gdzie: $z_{1,2} = 0.9580 \pm j0.0411$, $z_3 = 0.9589$

Pożądane równanie charakterystyczne przyjmuje postać

$$\alpha_c(z) = (z - z_1)(z - z_2)(z - z_3) = z^3 - 2.8748z^2 + 2.7566z - 0.8816 = 0 \quad (49)$$

Po odpowiednich podstawieniach do równania (46) i przekształceniach uzyskuje się drugie równanie charakterystyczne zawierające poszukiwane wartości wzmacnień regulatora stanu.

$$+ (0.0013K_I - 0.5129k_1 + 2.9571)z + (0.0013K_I + 0.2550k_1 - 0.0013k_2 - 0.9786) = 0 \quad (50)$$

Porównując współczynniki równania (49) z odpowiadającymi sobie współczynnikami z równania (50) uzyskuje się następujący układ równań

$$\begin{cases} 0.2579k_1 + 0.013k_2 - 2.9785 = -2.8748 \\ 0.0013K_I - 0.5129k_1 + 2.9571 = 2.7566 \\ 0.0013K_I + 0.2550k_1 - 0.0013k_2 - 0.9786 = -0.8816 \end{cases} \quad (51)$$

Z rozwiązania powyższego układu równań (51) uzyskuje się poszukiwane wartości wzmacnień sterowania

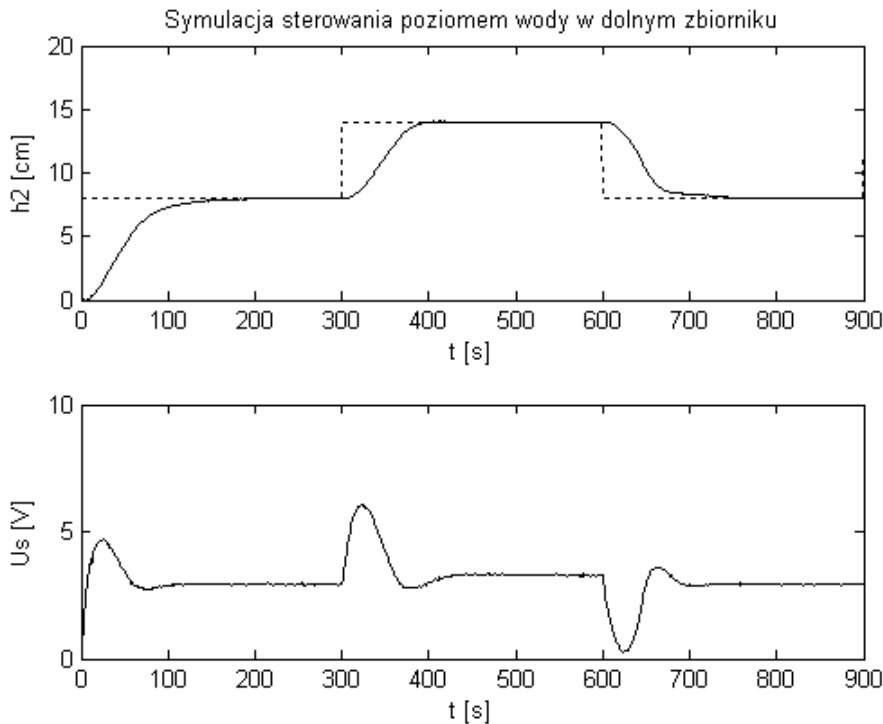
$$\mathbf{K}_c = [K_I \quad k_1 \quad k_2] = [0.0544 \quad 0.3909 \quad 2.1339] \quad (52)$$

5. IMPLEMENTACJA ZAPROJEKTOWANEGO UKŁADU REGULATORA W MIKROKONTROLERZE SYGNAŁOWYM

Zanim wszystkie te bloki objęte linią przerywaną zaimplementowane zostały w procesorze sygnałowym to wcześniej prowadzone były badania symulacyjne w środowisku obliczeniowym Matlab/Simulink. Dojście do ostatecznego kodu programu implementowanego w procesorze sygnałowym składało się z trzech kroków. W pierwszym kroku zbudowany został w Simulinku model matematyczny układu regulacji o strukturze identycznej jak ta pokazana na rysunku 2.

W drugim kroku, działania realizowane w pojedynczych blokach regulatora zaimplementowane zostały w postaci S-funkcji zapisanej w kodzie programu Matlaba.

$$z^3 + (0.2579k_1 + 0.0013k_2 - 2.9785)z^2$$



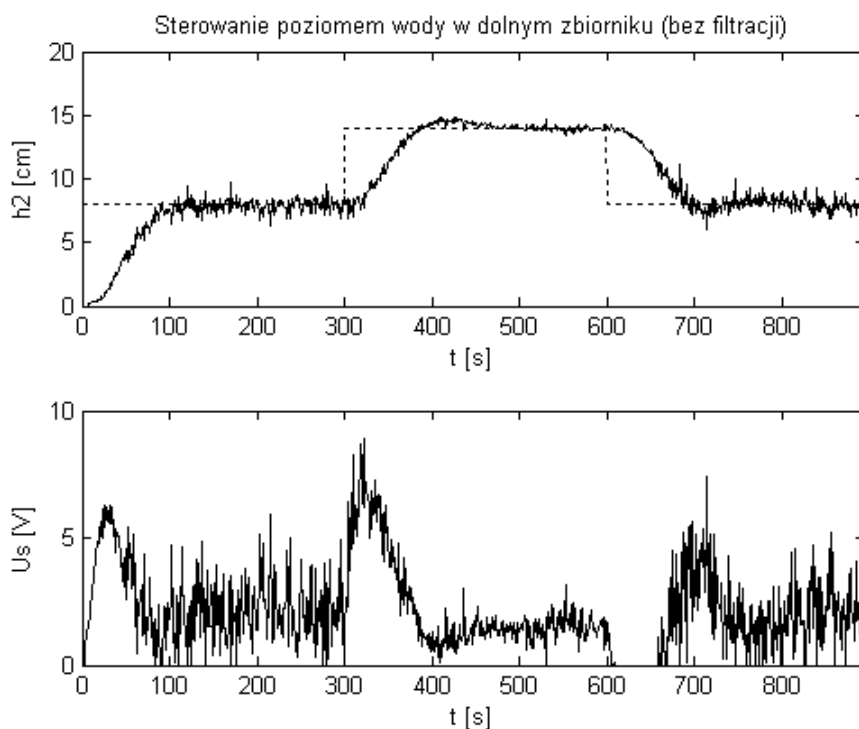
Rys. 5. Wyniki badań symulacyjnych przeprowadzonych w środowisku obliczeniowym Matlab/Simulink

W ostatnim, trzecim kroku prowadzonych badań symulacyjnych S-funkcja zapisana w kodzie Matlaba została

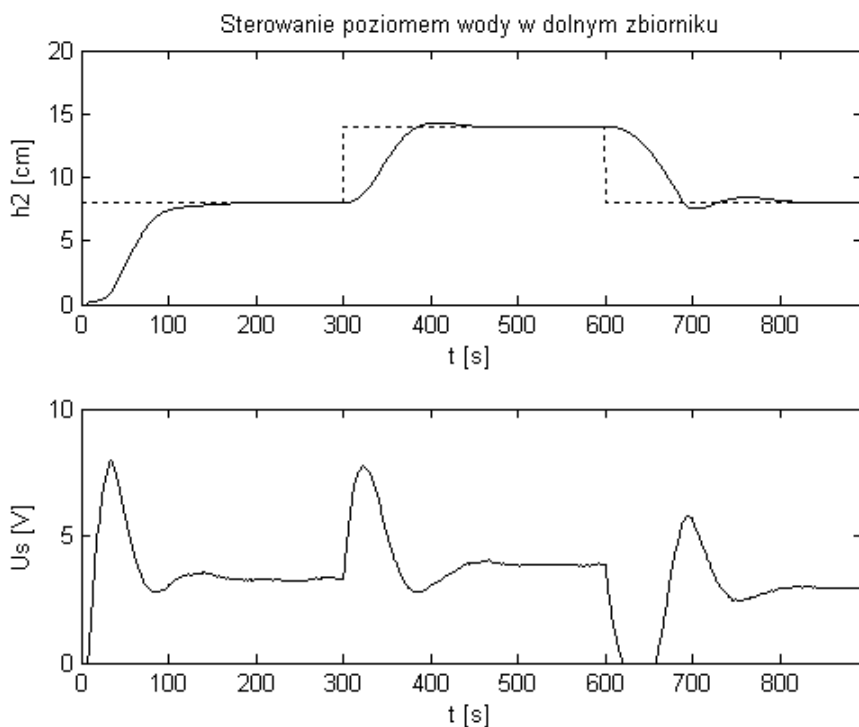
przetłumaczona na język C. Na rysunku 5 znajdują się wyniki badań symulacyjnych uzyskanych w środowisku

obliczeniowym Matlab/Simulink. Do testowania jakości sterowania zaprojektowanych układów regulacji zastosowana została fala sygnału zadanego o kształcie prostokątnym, amplitudach na poziomach 8 cm i 14 cm oraz o czasie trwania pojedynczego poziomu równym 300 sekund. Po poprawnym zrealizowaniu trzeciego kroku badań symulacyjnych, czyli zapisaniu wszystkich bloków

implementowanych w procesorze sygnałowym F28335 w języku C, zawartość uzyskanej S-funkcji została przekopiowana do programu znajdującego się w edytorze Code Composer Studio. Środowisko Code Composer Studio służy do pisania, kompilowania i ładowania programów do mikrokontrolera sygnałowego TMS320F28335 [5, 6]



Rys. 6. Wyniki sterowania uzyskane na obiekcie rzeczywistym z użyciem mikrokontrolera sygnałowego TMS320F28335, przy braku filtracji pomierzonych wysokości wody w zbiornikach



Rys. 7. Wyniki sterowania uzyskane na obiekcie rzeczywistym z użyciem mikrokontrolera sygnałowego TMS320F28335 z zastosowaniem filtracji

oraz uruchamiania i zatrzymywania sterowania w czasie rzeczywistym. Pierwsza implementacja układu regulacji nie zawierała filtracji pomierzonych sygnałów i uzyskane w tym przypadku wyniki pokazane zostały na rysunku 6. Po zastosowaniu w każdym torze pomiarowym filtrów analogowych opisanych wzorem (21) uzyskane wyniki sterowania pokazane zostały na rysunku 7.

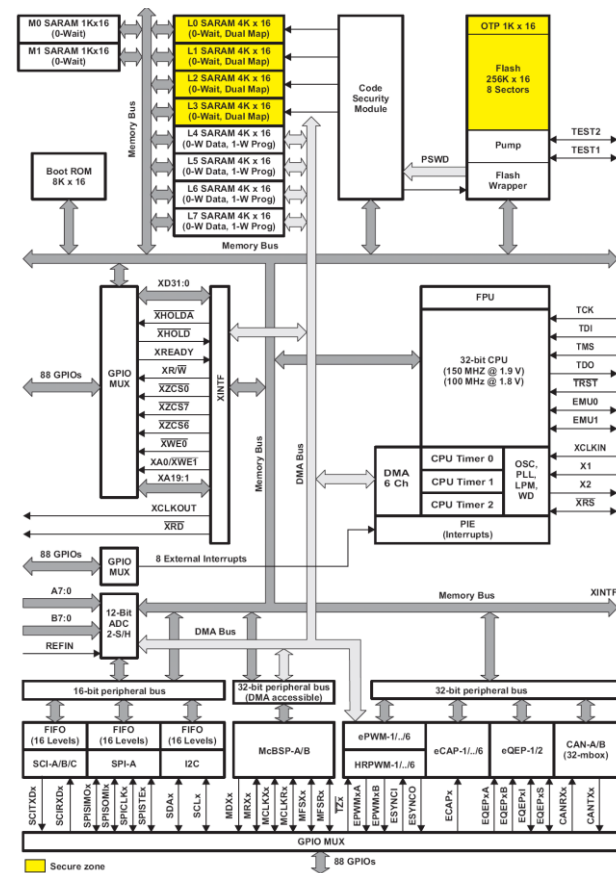
6. CHARAKTERYSTYKA ZESTAWU STARTOWEGO Z MIKROKONTROLEREM SYGNAŁOWYM TMS320F28335

Właściwości mikrokontrolera sygnałowego F2833x: wykonany w wysoko wydajnej technologii Static CMOS [7, 8].

- zegar do 150Mhz (cykl zegara - 6.67ns)
- zasilanie: rdzeń procesora 1.9V/1.8V, układy I/O 3.3V, wejście przetworników ADC 3.0V
- wysoko wydajna 32-Bitowa Centralna Jednostka Obliczeniowa CPU (zgodna z TMS320C28x)
- jednostka obliczeniowa FPU (zmiennie precyzyjna) pojedynczej precyzji, obliczenia zgodne ze standardem IEEE-754
- mnożenie z akumulacją 16 Bitów x 16 Bitów oraz 32 Bity x 32 Bity
- architektura Harvard Bus z rozdzielonymi obszarami pamięci
- szybka reakcja na przerwania i szybkie przetwarzanie w obsłudze przerwań
- zunifikowany model programowanej pamięci
- efektywny kod (prog. w C/C++ i Asemblerze), wsparcie ze strony MATLAB/SIMULINK, PSIM v9, VisSim v8
- sześciokanałowy kontroler DMA (dla ADC, ePWM, XINTF oraz SARAM)
- 16 Bitowy lub 32 Bitowy interfejs zewnętrzny (XINTF)
- możliwość adresacji pamięci zewnętrznej powyżej 2M x 16 Bitów
- pamięć w strukturze 'On-Chip'
- Flash 256K x 16-B, SARAM 34K x 16-B, OTP ROM 1K x 16-B

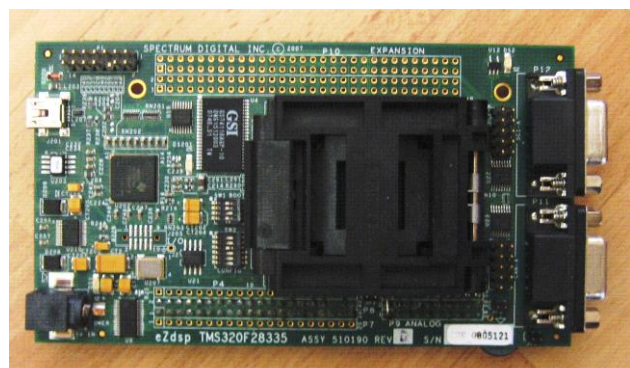
- Boot-ROM o organizacji (8k x 16 Bitów)
- rozpoznaje tryby Boot-owania (poprzez SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF i równoległe I/O)
- zawiera standardowe tablice matematyczne
- piny układu od GPIO0 do GPIO63 mogą być dołączone do jednego z ośmiu głównych przerwań zewnętrznych
- blok kontrolera przerwań (PIE) obsługuje 58 przerwań od układów peryferyjnych
- peryferia o zaawansowanym sterowaniu
- do 18 wyjść PWM o standardowej rozdzielczości
- do 6 wyjść PWM o wysokiej rozdzielczości HRPWM (rozdzielczość 150 ps.)
- do 6 wejść eCAP do rejestracji zdarzeń
- do 2 interfejsów eQEP dla enkodera kwadrat.
- 12-Bitowy przetwornik ADC, 16 multipleks. kanałów
- czas konwersji jednego kanału 80-ns (12.5 MSPS)
- dwa multipleksery wejściowe 2 x 8 kanałów
- dwa układy pamiętające – próbujące
- konwersja metodą start/stop lub ciągle przetwarzanie
- wewnętrzne lub zewnętrzne źródło odniesienia
- do 88 indywidualnie programowanych pinów I/O z filtracją wejścia
- tryby niskiego poboru mocy i oszczędności energii
- IDLE, STANDBY, HALT Modes Supporte
- indywidualne blok. zegarów układów peryferyjnych

Na rysunku 8 przedstawiono schemat funkcjonalny mikrokontrolera. Zostały na nim przedstawione elementy, które były wcześniej wymienione. Dodatkowe elementy przedstawione na rysunku gwarantują synchronizację pracy, wymianę danych pomiędzy poszczególnymi blokami, przechowywanie danych oraz możliwość współpracy z elementami otoczenia.



Rys. 8. Funkcjonalny schemat blokowy mikrokontrolera sygnałowego TMS320F28335

Opisany mikrokontroler jest głównym elementem zestawu startowego. Ten zestaw startowy został wykorzystany do sterowania w czasie rzeczywistym poziomem wody w modelu kaskady dwóch zbiorników.

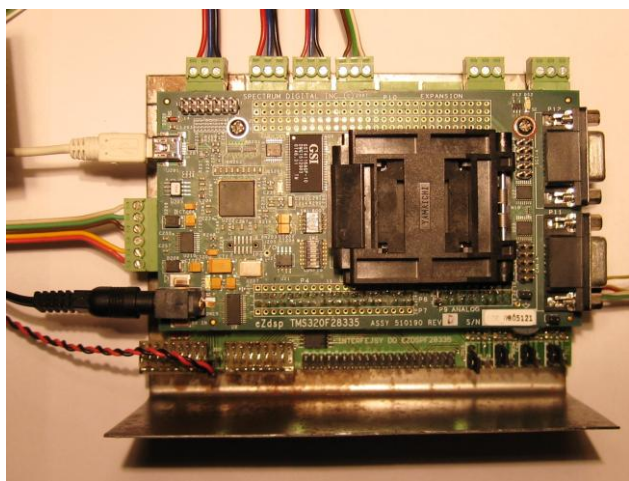


Rys. 9. Zestaw startowy eZdspTMF28335 firmy SPECTRUM DIGITAL

Rysunek 9 przedstawia zestaw startowy eZdspTMF28335. W zaawansowanej podstawie znajduje się procesor sygnałowy. Otoczenie stanowią gniazda obiektowe i szpilkowe dla łączy szeregowych różnych typów, pamięć zewnętrzna, przełączniki konfiguracyjne. Występują również

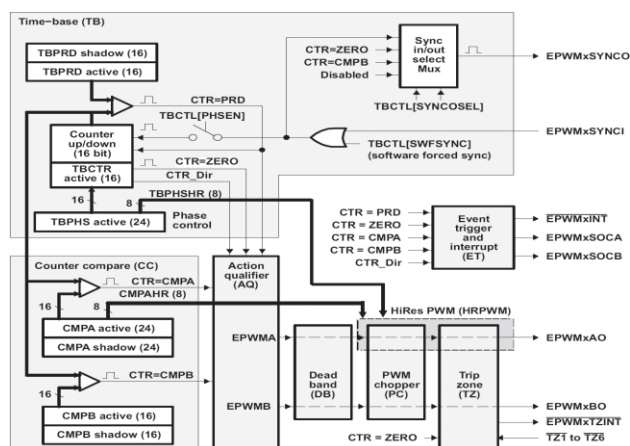
nieobsadzone złącza rozszerzające: adresowe i wyjściowe układów peryferyjnych. Odrębnym elementem zestawu jest konwerter USB – JTAG. Służy on do ładowania programu z komputera do sterownika. Tą drogą odbywa się również debugowanie w czasie rzeczywistym wykonywania programu. Tędy też wyprowadzane są dane pomiarowe z procesu sterowania do wizualizacji.

Do sterowania procesor wykorzystuje dane z zewnętrznych czujników pomiaru poziomu wody w zbiornikach. Zastosowany mikrokontroler dopuszcza na wejściach przetworników ADC poziomy napięcie z zakresu 0 do 3V. W związku z tym pomiędzy czujnikami a wejściami przetworników została umieszczona płytką interfejsów dopasowujących poziomy. Sygnał wyjściowy z mikrokontrolera steruje silnikiem prądu stałego, który napędza pompkę wodną. Do generacji sygnału sterującego zostało wykorzystane jedno z wyjść PWM o standardowej rozdzielczości. Również i w tym przypadku na płycie interfejsów znajdują się układy dopasowujące poziomy sygnałów i gwarantujące odpowiednią moc do zasilania silnika.



Rys. 10. Zestaw startowy + karta interfejsów do eZdsp™F28335

Zestaw startowy + karta interfejsów do eZdsp™F28335 zostały przedstawione na rysunku 10.



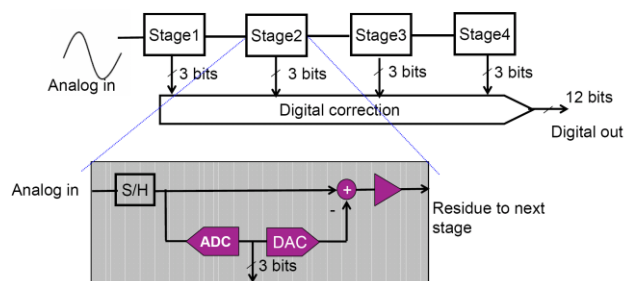
Rys. 11. Schemat pojedynczego układu ePWM

Jednymi z najbardziej rozbudowanych układów mikrokontrolera sygnałowego TMS320F28335 są układy ePWM (ang. Enhanced PWM Module). Na rysunku 11 przedstawiono strukturę pojedynczego ePWM.

W swej strukturze zawierają one:

- dedykowany timer dla każdego modułu (TB),
 - sterownik fazy przebiegów wyjściowych,
 - układ kwalifikatora sygnału wyjściowego (AQ),
 - układ niezależnego programowania czasu RED i FED modułu (DB),
 - moduł choppera wysokiej częstotliwości dla sygnału wyjściowego ePWM (PC),
 - programowany moduł blokady indywidualnej wyjść ePWM z 6 źródeł Trip-zone (TZ),
 - dwa typy blokad wyjść ePWM: jednorazowa lub cykliczna.
- Mikroprocesor jest wyposażony w sześć takich modułów. Mogą one współdziałać ze sobą lub pozostawać niezależne. Każdy taki moduł obsługuje 2 niezależne wyjścia PWM (A i B). Można również zsynchronizować czas dla wszystkich modułów.

Drugim elementem mikrokontrolera wykorzystanym w układzie sterującym był przetwornik ADC. Jest to szybki przetwornik o bardzo krótkim czasie konwersji. Tak krótki czas przetwarzania uzyskano stosując konwersję potokową. Ideę tego typu konwersji przedstawiono na rysunku 12.



Rys. 12. Architektura 12 – Bitowej Potokowej Konwersji ADC

Konwersja wielkości wejściowej na daną binarną odbywa się w czterech etapach. Na każdym etapie konwersji uzyskuje się trzy bity wyniku. Również na każdym etapie dokonywana jest konwersja analog – cyfra oraz cyfra – analog. Pozostałość z wielkości wejściowej po konwersji na danym etapie jest przekazywana do następnego etapu. Ostateczny wynik uzyskuje się w wyniku złożenia trójek bitów z poszczególnych etapów w całość. Takie działanie gwarantuje bardzo dużą szybkość przetwarzania.

7. WNIOSKI KOŃCOWE

W niniejszej pracy zaprezentowany został przykładowy algorytm sterowania poziomem wody w układzie kaskadowym dwóch zbiorników do stabilizacji poziomu w dolnym zbiorniku. W celu uzyskania niezaszumionych pomiarów, każdy pomierzony sygnał został przepuszczony przez analogowy filtr dolnoprzepustowy. Algorytm sterowania i filtry dolnoprzepustowe zaimplementowane zostały w zestawie eZdsp™F28335 rozbudowanym o kartę interfejsów sprzężonych z czujnikami i pompą.

8. BIBLIOGRAFIA

1. Emadi A., Khaligh A., Nie Z., Lee Y.J., Integrated Power Electronic Converters and Digital Control, CRC Press 2009. (ISBN: 978-1-4398-0069-0), (DOI: 10.1201/9781439800706)

2. Franklin G.F., Powell J.D., Workman M., Digital Control of Dynamic Systems, 3rd edition, Addison Wesley Longman, 1998, (ISBN: 0-201-82054-4)
3. Kęska J.: Sterowanie obiektem rzeczywistym przy użyciu cyfrowego procesora sygnałowego, Praca inżynierska, Akademia Morska, Gdynia 2010, s. 56.
4. Masten M.K., Panahi I.: Digital signal processors for modern control systems, Control Engineering Practice, Vol. 5, No 4, pp. 449-458, 1997.(DOI: :10.1016/S0967-0661(97)00024-5)
5. Texas Instruments. Code Composer Studio IDE Getting Started Guide. User's Guide (SPRU509F), 2005.
6. Texas Instruments. C2000 Code Examples: F2833x (Delfino) / F2823x C/C++ Header Files and Peripheral Examples (SPRC530) (<http://focus.ti.com/mcu/docs/mcuprocodeexamples.tsp?sectionId=96&tabId=1470>)
7. Texas Instruments. TMS320F28335 Digital Signal Processor Data Manual (<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320f28335.html>), 2010.
8. Texas Instruments. eZdspTM F28335 board with Code Composer Studio, DSK tools and power supply (http://www.spectrumdigital.com/product_info.php?&products_id=198), 2009.

THE WATER LEVEL CONTROL IN A DOUBLE TANK CASCADE WITH THE AID OF THE DIGITAL SIGNAL PROCESSOR TMS320F28335

Key-words: digital control algorithms, digital signal processor, starter kit system eZdspTM F28335

The paper presents an algorithm of the state controller with integral control which has been implemented in a prototype laboratory station used for teaching the methods of synthesis and implementation of digital control algorithms. This laboratory station is the digital control system equipped with a digital signal processor TMS320F28335, made by Texas Instruments, which is programmed in C language with the aid of the Code Composer Studio environment. The object of control is a system of two tanks arranged in a cascade and equipped with a pump and two sensors for measuring the water levels. For the purpose of simulation tests a nonlinear mathematical model of the real object was worked out, and then linearised at the operating point for the purpose of the synthesis of the control algorithms. The paper includes technical details of the starter kit system eZdspTM F28335 which makes use of the digital signal processor.