

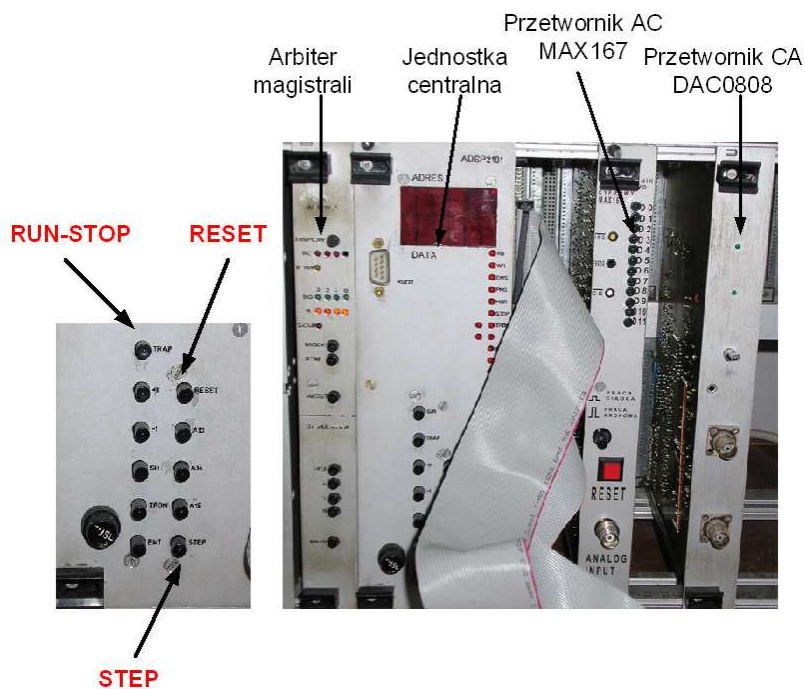
ADSP 2101

Filtr Cyfrowy

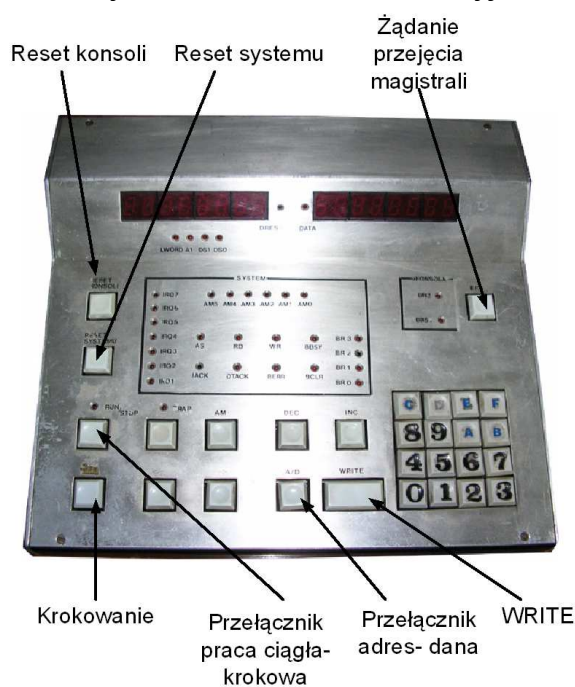
Instrukcja „Filtr Cyfrowy - μ ps 2101

Struktura stanowiska laboratoryjnego

Na rysunku 1.1. pokazano stanowisko laboratoryjne z procesorem ADSP 2101. Na rysunku 1.2 zaznaczono używane w ćwiczeniu przyciski do obsługi konsoli obserwacyjno-sterującej

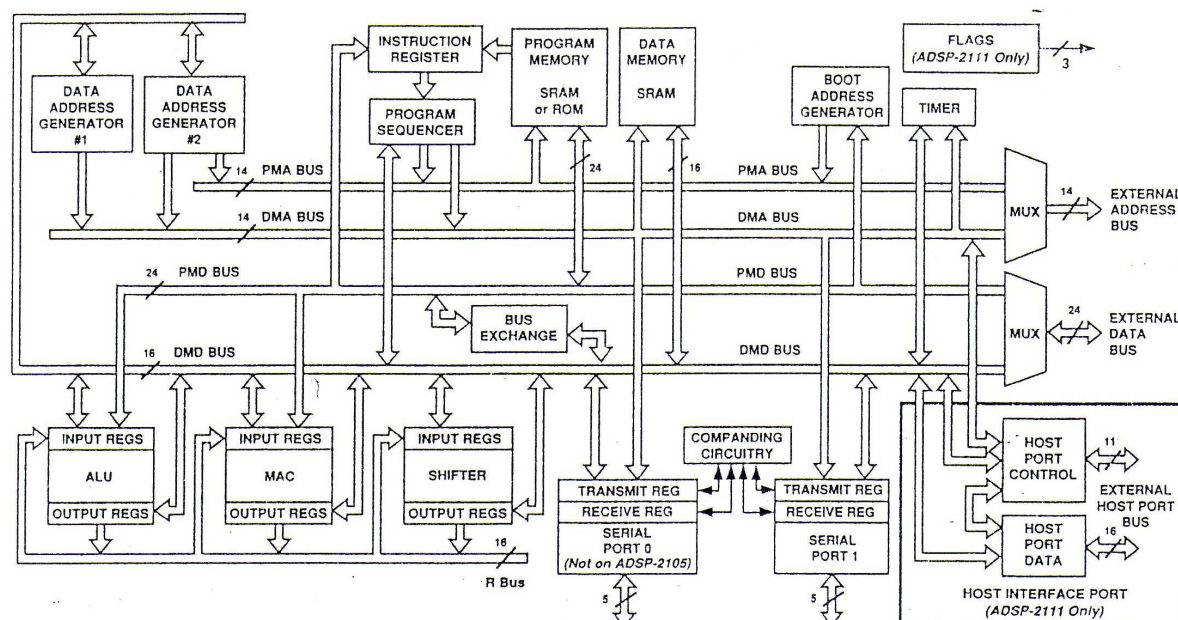


Rys.1.1. Stanowisko laboratoryjne



Architektura mikroprocesora ADSP 2101

1. Zapoznaj się z architekturą μ ps 2101- rys.1.3.



Rys.1.3. Schemat blokowy mikroprocesora sygnałowego ADSP2101

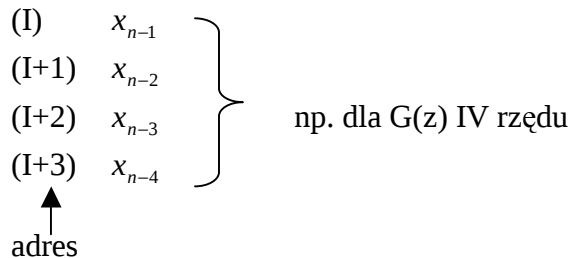
- wg rysunku przeanalizuj połączenia jednostek wykonawczych: ALU, SHIFTER, MAC,
- zapoznaj się z zapisem w ułamkowym kodzie uzupełnieniowym (tzw kod 1.15) w którym zapisywane są „próbki” sygnałów wejściowych (x_i), wyjściowych (y_i) i współczynniki wag próbek.
- μ ps 2101 może wykonać w 1 rozkazie max. 3 operacje. Są to np. operacja na MAC i 2 odczytu: z obszaru danych (próbka) i kodu (współczynnik). Dla MAC próbki są ładowane odpowiednio do rejestrów MX i MY. Tak więc μ ps wykonując mnożenie z dosumowywaniem może równocześnie wprowadzić do MX i MY argumenty dla następnego mnożenia.
- Każdy rozkaz ma identyczny format 24 bitowy.

Przykład przejścia z transmitancji $G(s)$ na ekwiwalentną $G(z)$ – dla filtru pasmowo-przepustowego $f_0=2071$ Hz 2-go rzędu.

Zapoznaj się z dołączonym przykładem. Zauważ że na wartość współczynnika $G(z)$ ma wpływ okres próbkowania tj czas między odczytami przetwornika a/c. Na podstawie $G(z)$ otrzymujemy tzw równanie różnicowe gdzie nowa próbka wyjściowa y_n jest sumą ważoną próbki wejściowej x_n i próbek „historycznych” $x_{n-1}, x_{n-2}, \dots$ a także wcześniej wyliczonych próbek $y_{n-1}, y_{n-2}, \dots$. Obliczenie y_n sprowadza się więc do wykonania odpowiedniej ilości mnożeń (2x rząd filtra) z akumulacją. Wartości x_i y_i oraz współczynników są zapisane w kodzie 1.15 (liczby $\pm$). W pamięci μ ps musimy więc przechowywać odpowiednią ilość historycznych wartości x_i y_i (ilość zależy od rzędu $G(z) \approx G(s)$).

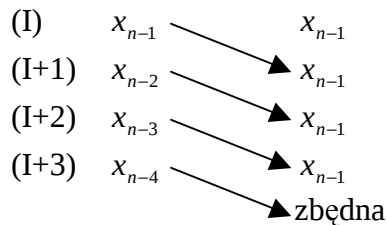
„Bufory” pamiętające próbki x i y znajdują się oczywiście w obszarze pamięci danych, a zestaw współczynników pamiętany jest w obszarze pamięci programu (współczynniki nie ulegną zmianie). Do adresacji w μ ps używane są układy DAG1,2 (odpowiedni dla danych i kodu/danych).

Każdy DAC dysponuje 4-ma rejestrami adresującymi I.



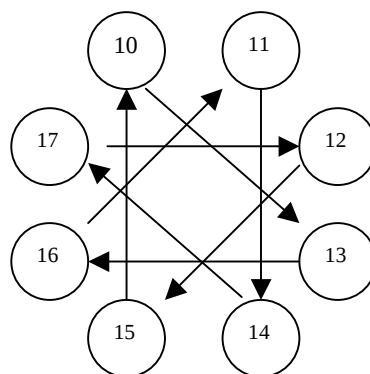
Po kolejnej iteracji tj przesunięciu na osi czasu o dyskretną wartość równą adresowi próbkowania. Tak więc próbka x_{n-1} staje się x_{n-2} , x_n przechodzi w x_{n-1}

Itd.



Należy więc przesunąć w pamięci wszystkie próbki w buforach dla x_i/y_i . Aby nie tracić na tej operacji „administracyjnie” każdy mikroprocesor μ ps mechanizmem buforów cyklicznych. W tym celu z każdym rejestrem adresującym I jest skojarzony rejestr M oraz L (odpowiednio modyfikacja i długość

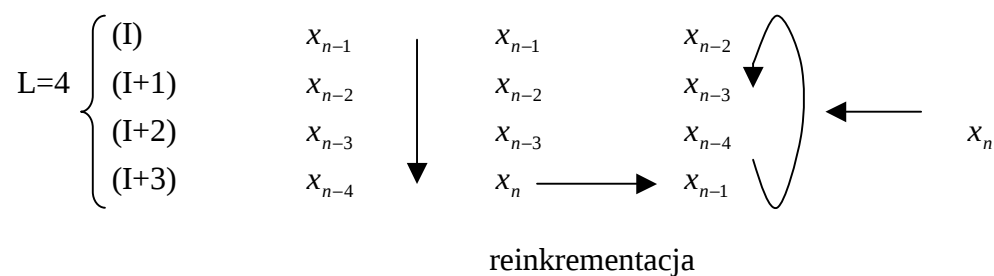
np: I=10
 L=8
 M=3



Kolejne adresy to 10,13,16,11 itd. Najczęściej $M=1$ i wtedy adresy 10,11,...,17,10,11.

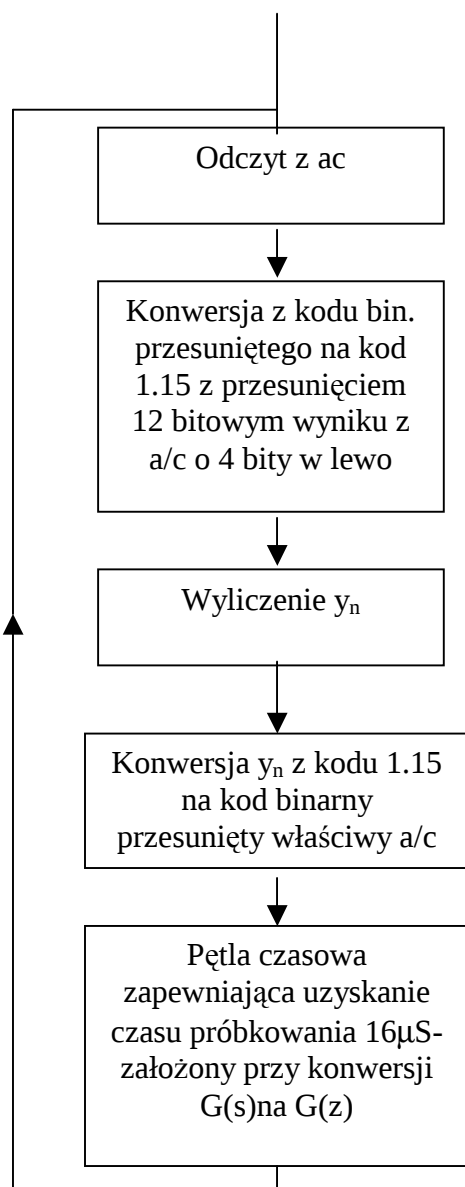
Adresując, oprócz rejestru I podajemy zawsze także M (nie muszą być „od pary”, tzn można w danym momencie podać inne $M=0$, wtedy postmodyfikacja zostanie zatrzymana.

Dla analogicznego przypadku $M_i=1$.



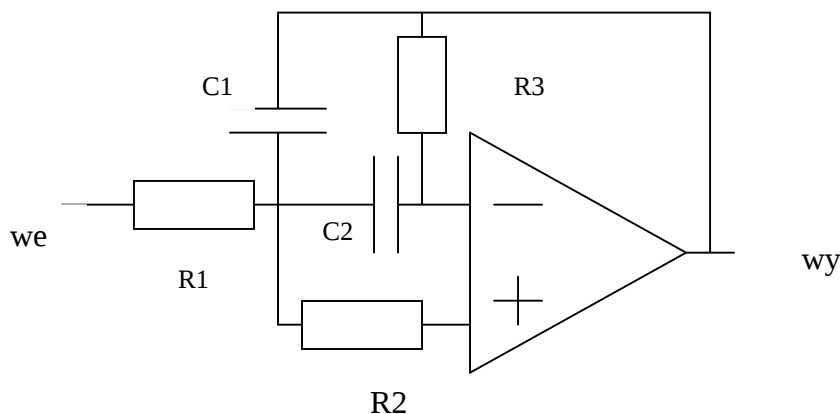
po wykorzystaniu x_{n-4} adresujemy stosując $M_j=0$ -bez postinkrementacji i w miejsce (I13) wpisujemy x_n . Nowy obieg algorytmu rozpocznie się od (I13), zakończy na I12 gdzie wpiszemy nową próbkę we x_n itd. Dzięki temu mechanizmowi przesuwania „fizyczne” danych w buforach x_n , y_n jest zbędne.

Pętla główna:



Filtr pasmowy II rzędu.

Prototyp analogowy – realizacja z wykorzystaniem wielokrotnych sprzężeń zwrotnych.



$$G(s) = \frac{A_s}{s^2 + Bs + c} \quad \text{gdzie: } A = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$B = \frac{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}{R_3}$$

$$C = \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}{R_3 C_1 C_2}$$

Założmy że projektujemy filtr o następujących parametrach:

wzmocnienie $H=1$

częstotliwość środkowa $f_0=2071$ Hz

dobroć $Q=50$ ($Q \cong \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}}$)

Ponadto dla ułatwienia doboru elementów $C=C_1=C_2$.

Zależności na $R_{1,2,3}$ wyprowadzone ze wzoru $G(s)$ mają postać:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi\Delta f H C}$$

$$R_2 = \sqrt{2\pi C \left(\frac{2f_0^2}{\Delta f} - \Delta f H \right)}$$

$$R_3 = \frac{1}{\Pi \Delta f C}$$

$$\left(\frac{R_3}{R_1} = 2H\right)$$

Wstępna kalkulacja wykazuje że ponieważ $R_1, R_3 \gg R_2$ więc $\frac{1}{R_1} \ll \frac{1}{R_2}$

Dla $H=1$ zachodzi oczywiście $R_3=2R_1$

Zależności odwrotne na f_0 i Q w funkcji elementów R, C mają postać:

$$f_0 = \frac{1}{2\Pi} \sqrt{\frac{1}{R_3 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{\sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}}{\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}}$$

$$H = \frac{R_3}{2R_1}$$

Uwzględniając wcześniejsze uproszczenia:

$$f_0 = \frac{1}{2\Pi C} \frac{1}{\sqrt{2R_1 R_2}} \quad Q = \sqrt{\frac{R_1}{2R_2}} \quad (R_1 = 2Q^2 R_2)$$

stąd zależności na R_1, R_2 (zakładając że $C=22\text{nF}$)

$$R_1 = \frac{Q}{2\Pi C f_0} \quad R_2 = \frac{1}{4\Pi f_0 Q C}$$

($R_1=174\text{k}657\Omega$ $R_2=34\Omega 93$)

a współczynniki transmitancji:

$$A = \frac{1}{R_1 C}$$

$$B = \frac{1}{R_1 C} \quad A = B$$

$$C = \frac{1}{2R_1 R_2 C^2}$$

Transmitancja układu pasmowego II rzędu w funkcji Q i ω_0 ma postać:

$$G(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

(zależność ta obowiązuje dla $Q \geq 10$, wtedy częstotliwość własna jest praktycznie równa częstotliwości środkowej, która uwzględnia tłumienie.

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{\sqrt{2R_2}}{C\sqrt{2R_1R_2R_1}} = \frac{1}{CR_1} = A = B$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{2R_1R_2C^2} = C$$

$$A = \frac{\omega_0}{Q} = 260,25$$

$$C = \omega_0^2 = 1,69332 \times 10^8$$

Do zaprojektowania filtru cyfrowego wykorzystamy przekształcenie liniowe wprowadzając zmienną zespoloną z^{-1} .

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

T- adres próbkowania ($T = \frac{1}{f_p}$)

z^{-1} – reprezentuje opóźnienie (c czas T)

Po podstawieniu otrzymujemy transmitancję w dziedzinie z^{-1} .

$$G(z) = \frac{\frac{f_p \frac{\omega_0}{Q}}{4f_p^2 + 2f_p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} (1 - z^{-2})}{1 - 2 \frac{(4f_p^2 - \omega_0^2)}{4f_p^2 + 2f_p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} z^{-1} + \frac{4f_p^2 - 2f_p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}{4f_p^2 + 2f_p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} z^{-2}}$$

$$G(z) = \frac{C'(1 - z^{-2})}{1 - A'z^{-1} + B'z^{-2}} = \frac{\sum y_n}{\sum x_n}$$

Algorytm filtracji można przedstawić w postaci równania różnicowego: (x- próbki we., y- próbki wy.)

$$y_n = C'(x_n - x_{n-2}) + A'y_{n-1} - B'y_{n-2}$$

Można wykazać że parametry A' i B' mieszczą się w zakresach:

$$1 < A' < 2$$

$$0 < B' < 1$$

konkretnie dla założonych wartości tj.

$$T = 16 \mu s \text{ tj. } f_p = 62,5 \text{ kHz}$$

$$\frac{\omega_0}{Q} + 260,25 \quad \omega_0^2 = 1,69322 \cdot 10^8$$

otrzymujemy:

$$A' = 1,953093$$

$$B' = 0,9958891$$

Program realizujący filtr pasmowo- przepustowy II rzędu na częstotliwość 2071 Hz

Filtr Cyfrowy-czynności wstępne

000	0800	18810F	JMP <0810>	Z „bootującej” pamięci EPROM został po wyzerowaniu załadowany program ograniczający się do skoku pod adres 800 na początek pamięci zewnętrznej kodu. Program jest czytany z pamięci zewnętrznej ze względu na obserwowalność działania w trybie pracy krokowej. Z tych samych względów bufory kołowe nie zostały ułożone w wewnętrznej pamięci danych.
040	0810	40001E	SR0=1	Poprzez SR0 wpisujemy 1 do lokacji (3FFF) gdzie wstawia się ilość taktów oczekiwania dla dostępu do kodu
044	0811	93FFFE	DM(3FFF)=SR0	
048	0812	436DBE	SR0=0,011,011,011,011,011	Podobnie programujemy liczbę Tw (3) dla każdego z obszarów pamięci zewnętrznej danych I w obszarze danych są też przetw. a/c c/a
04C	0813	93FFEE	DM(3FFE)=SR0	
050	0814	370000	I0=0x3000	Bufor kołowy w obszarze danych dla „próbek” wejściowych x / adresy 3000,3001/
054	0815	340028	L0=2	
058	0816	340014	M0=1	
05C	0817	370041	I1=0x30004	Bufor kołowy w obszarze danych dla „próbek” wyjściowych y /adresy 3004,3005/
060	0818	340029	L1=2	
064	0819	340015	M1=1	
068	081A	389000	I4=0x0900	Bufor koło w Obszarze kodu dla współczynników wagi w równaniu różnicowym (adresy 900,901,902,903)
06C	081B	380048	L4=4	
070	081C	380014	M4=1	
074	081D	340006	M2=0	Zerowe modyfikatory dla obu bloków DAG (dla potrzeb adresacji liniowej) – wartość M musi być zawsze podana
078	081E	380005	M5=0	
07C	081F	3403D2	I2=0x003D	Adres przetwornika a/c (we) i c/a (wy)
080	0820	A00000	DM(I0,M0)=0	Załadowanie zerowych wartości początkowych do buforów kołowych x i y
084	0821	A00000	DM(I0,M0)=0	
088	0822	A00005	DM(I1,M1)=0	
08C	0823	A00005	DM(I1,M1)=0	
090	0824	4F298E	SR0=0xF298	Załadowanie współczynników wagi do bufora kołowego w obszarze kodu („z przesiadką” poprzez rejestr SR0)
094	0825	5800E0	PM(I4,M4)=SR0	
098	0826	40D69E	SR0=0x0D69	
09C	0827	5800E0	PM(I4,M4)=SR0	
0A0	0828	47CFFE	SR0=0x7CFF	
0A4	0829	5800E0	PM(I4, M4)=SR0	
0A8	082A	48087E	SR0=0x8087	
0AC	082B	5800E0	PM(I4,M4)=SR0	
0B0	082C	090000	MODIFY(I0,M0)	Ustawienie wartości startowej adresu dla bufora x
0B4	082E	480005	AY1=0x8000	Ta wartość (10...0) służyć będzie do konwersji kodów poprzez operację sumy $\oplus$ (negacja MSB)
0B8	082F	18840F	JMP <0840>	1° z binarnego (przetwornik a/c) po dosunięciu 12-bitowego rezultatu o 4 bity w lewo 2° z kodu 1,15 z następnym przesunięciem rezultatu o 8 bitów w prawo (kodu binarnego) aby zapewnić prawidłowe przesłanie dla przetwornika c/a

Filtr cyfrowy – pętla główna

100	0840	6000EA	SR0=DM(I2,M2)	Odczyt i spraw. Próbki do kodu 1,15	1		1
104	0841	0F1604	SR0=LSHIFT SR0 BY+4		1		
108	0842	23CE0F	AR=SR0 XOR AY1		1		
10C	0843	E80002	MX0=DM(I0,M2) MY0=PM(I4,M4)		1		
110	0844	28802A	MR=MX0*MY0 MX0=AR	$x_{n-2} \bullet A2$	1	1	1
114	0845	500060	MY0=PM(I4,M4)		1	1	
118	0846	E90016	MR=MR+MX0*MY0 MX0=DM(I1,M2) MY0=PM(I4,M5)	$x_n \bullet A0 (+.....)$	1	1	1
11C	0847	E90005	MR=MR+MX0*MY0 MX0=DM(I1,M1) MY0=PM(I4,M4)	$y_{n-1} \bullet 1/2B1+....$	1	1	1
120	0848	E90006	MR=MR+MX0*MY0 MX0=DM(I1,M2) MY0=PM(I4,M4)	$y_{n-2}+1/2B1+....$	1	1	1
124	0849	6900A0	MR=MR+MX0*MY0 DM(I0,M0)=AR	$y_{n-2} \bullet B2+....$	1		1
128	084A	6800C6	DM(I1,M2)=MR1		1		1
12C	084B	23CC0F	AR=MR1 XOR AY1	Przechodzenie z kodu 1,15 na kod binarny przesunięty	1		
130	084C	0F1200	SR0=LSHIFT AR BY-8		1		
134	084D	6800EA	DM(I2,M2)=SR0		1		1
138	084E	3C03E5	CNTR=0X003E (K)	Pętla czasowa	1		
13C	084F	14850E	D0 <0850> UNTIL CE		1		
140	0850	000000	NOP		K		
144	0851	18840F	JMP <0840>		1		
138	084E	3C0405	CNTR=0x0C3E*				

Kalkulacja pętli czasowej

1. Czas próbkowania $T_P=16\mu s$ (wg tej wartości liniowo współczynniki $G_{(z)}$)

Czas cyklu μp $T_C=80ns$

Ilość cykli μp na czas próbkowania (obieg pętli) $N=T_P/T_C=16000/80=200$

2. PM – 1 cykl $=2T_C$ 160ns

DM – 1 cykl $=4T_C$ 320ns

Ilość cykli w pętli $2(k+22)+4*8=2k+76$

Tak więc $2k+76=200 \Rightarrow k=62$ (3Ehex)*

Tzn. na $200T_C$ pętli aż $128T_C$ zajmuje opóźniająca pętla czasowa (rozказы 084E-0850)

Upewnij się czy przedstawiony program jest wpisany do pamięci systemu.

Zatrzymaj mikroprocesor przyciskiem RUN-STOP (rysunek 1.1) na płycie czołowej CPU, zresetuj system przyciskiem RESET na płycie czołowej (rys.1.1.). Przekrokuje program przyciskiem STEP na płycie czołowej, zapoznając się z komentarzami w tabelach powyżej. Zwróć uwagę iż m mikroprocesorze ADSP 2101 pętla DO UNTIL również podlega krokowaniu sprzętowemu.

Ponownie wyzeruj system przyciskiem RESET, a następnie uruchom mikroprocesor w pracy ciągłej przyciskiem RUN-STOOP.

Zmieniaj częstotliwość z generatora POF 01 na zakresie 2071 Hz i zaobserwuj sygnał na wyjściu przetwornika CA. W przypadku gdy dla częstotliwości około 2000Hz sygnał wyjściowy ulegnie zniekształceniu (przesterowanie) zmniejsz amplitudę sygnału z generatora.

Obserwacja harmonicznych sygnałów niesinusoidalnych

Na generatorze przełącz sygnał wyjściowy na prostokątny.

Przy pomocy pokrętła wypełnienie, ustaw na oscyloskopie sygnał symetryczny (wypełnienie $\frac{1}{2}$).

Na zakresie częstotliwości 1kHz ustaw częstotliwość środkową i zapisz wielkość amplitudy sygnału wejściowego (na wyjściu generatora) i sygnału na wyjściu filtru.

Aby zaobserwować kolejne harmoniczne sygnału prostokątnego należałoby przestroić filtr na częstotliwości będące krotnością częstotliwości środkowej. Ponieważ jednak należałoby w tym celu modyfikować program, dla uproszczenia można tak dobrać częstotliwość sygnału z wyjścia generatora, aby częstotliwość filtru była równa częstotliwości kolejnej harmonicznej sygnału prostokątnego. Przełącz zakres częstotliwości w generatorze POF 01 na 100Hz i zmieniając w sposób płynny częstotliwość na wyjściu generatora ustaw taki sygnał, aby na wyjściu filtru pojawił się sygnał sinusoidalny. Okres tego sygnału będzie krotnością okresu sygnału prostokątnego. Policz ile okresów sinusoidy mieści się w prostokącie. Zmierz amplitudę sygnału wejściowego (z generatora) oraz sygnału na wyjściu filtru. Czynność powtarzaj dla kolejnych harmonicznych. Wyniki pomiaru zapisz w tabeli.

F generatora	Nr harmonicznej	Amplituda we	Amplituda wy	Ampl. _{we} /Ampl. _{wy}

Zauważ, które harmoniczne występują w przypadku sygnału symetrycznego.

Ustaw sygnał prostokątny, którego trzecią harmoniczną jest 2071 Hz. Następnie pokrętkiem wypełnienia na generatorze uzyskaj taki kształt sygnału prostokątnego, przy którym 3 harmoniczna zniknie. Czy jest tylko jeden taki kształt tego sygnału? - sprawdź. Przy odkształconym sygnale prostokątnym, poszukaj w sposób opisany powyżej kolejnych harmonicznych i zanotuj amplitudę sygnału na wejściu i wyjściu filtru.

F generatora	Nr harmonicznej	Amplituda we	Amplituda wy	Ampl. _{we} /Ampl. _{wy}

Powtórz powyższe czynności dla sygnału trójkątnego. Wyniki zapisz w tabeli.

F generatora	Nr harmoniczej	Amplituda we	Amplituda wy	Ampl. _{we} /Ampl. _{wy}

Odpowiedź filtru na paczkę sinusoidy o częstotliwości równej częstotliwości środkowej filtru.

Sygnałem wyjściowym z generatora ma być sygnał sinusoidalny, o częstotliwości równej częstotliwości środkowej filtru. Włącz generator impulsowy PGP 5. Wciśnij przycisk modulacji amplitudy AM na generatorze POF 01. Dobierz tak szerokość impulsu prostokątnego, aby objął on kilkadziesiąt okresów sinusoidy. Głębokość modulacji powinna powodować zerowy sygnał na wyjściu generatora POF przy niskim stanie na wyjściu generatora impulsowego. Skomentuj uzyskany na oscyloskopie sygnał z wyjścia filtru. Zwróć uwagę na niezerowy czas narastania i zaniku sygnału na wyjściu filtru. Od jakiego parametru filtru zależy ten czas?