

# DEMODULACJA FM

(wkładki DA09C, DPF1)

## CEL ĆWICZENIA

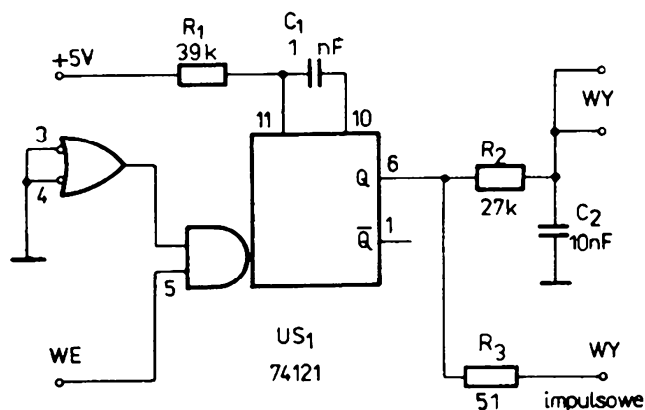
Przedmiotem ćwiczenia są zagadnienia związane z transmisją sygnałów elektrycznych przeniesionych poza pasmo macierze za pomocą tzw. modulacji kąta – modulacji częstotliwości oraz fazy. Zostaną przedstawione przykładowe rozwiązania demodulatorów częstotliwości.

## 1. OPIS TECHNICZNY BADANYCH UKŁADÓW

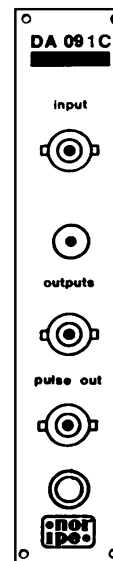
### 1.1. Demodulator częstotliwości (wkładka DA091C)

Wkładka DA091C zawiera licznikowy demodulator częstotliwościowy. Schemat ideowy wkładki przedstawiano na rys.1, a płytę czołową - na rys.2.

Na wyjściach układu badanego można zaobserwować: kształt impulsów generowanych przez przerzutnik monostabilny 74121 (gniazdo oznaczone „pulse output”) oraz efekt całkowania tego ciągu impulsów.



Rys.1. Schemat ideowy wkładki DA091C



Rys.2. Płyta czołowa wkładki DA091C

### 1.2. Pętla fazowa jako detektor FM (wkładka DPF1)

Układ z pętlą sprzężenia fazowego można w prosty sposób zastosować jako detektor FM, czyli demodulator (rys.3). Gdy pętla fazowa jest w stanie synchronizacji z sygnałem zmodulowanym częstotliwościowo (FM), to częstotliwość VCO wynosząca:

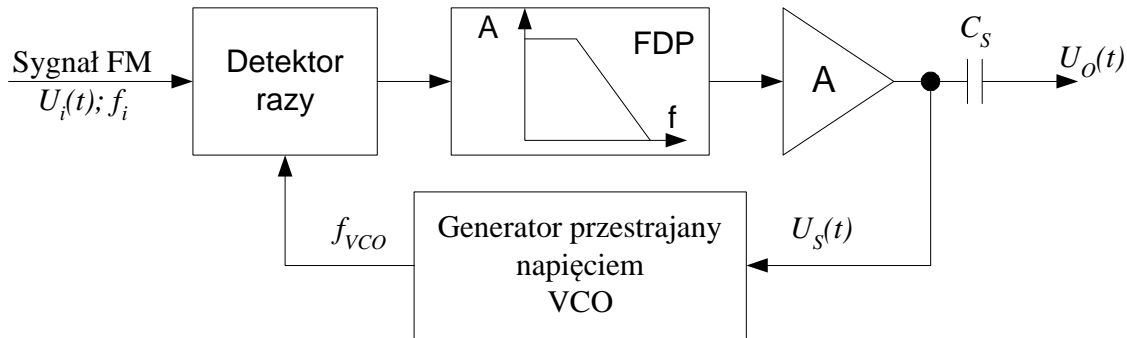
$$f_{VCO} = f_0 + k_G U_S \quad (1)$$

jest równa wartości chwilowej  $f_i$  częstotliwości sygnału wejściowego, a więc:

$$f_i = f_0 + k_G \cdot U_S. \quad (2)$$

Zatem napięcie przestrajające generator wynosi:

$$U_s = \frac{(f_i - f_0)}{k_G}. \quad (3)$$



Rys.3. Pętla fazowa jako demodulator FM

Dla sygnału FM chwilowa wartość częstotliwości wynosi:

$$f_i(t) = f_c + \Delta f \cdot \sin \varpi_m t, \quad (4)$$

przy czym:  $f_c$  - jest nośną (sygnału niezmodulowanego),

$\varpi_m$  - jest pulsacją sygnału modulującego,

$\Delta f$  - jest dewiacją częstotliwości.

Bazując na poprzednich zależnościach napięcie na wejściu VCO można przedstawić jako:

$$U_s(t) = \frac{f_i(t) - f_0}{k_G} = \frac{f_c - f_0 - \Delta f \cdot \sin \varpi_m t}{k_G}, \quad (5)$$

ostatecznie napięcie przestrajające generator wynosi:

$$U_s = \frac{f_i - f_0}{k_G}. \quad (6)$$

Ponieważ składowa zmienna napięcia  $U_s(t)$  jest równa:

$$u_s(t) = \frac{\Delta f \cdot \sin \varpi_m \cdot t}{k_G}, \quad (7)$$

stanowi zatem dokładne odtworzenie napięcia modulującego nośną w modulatorze częstotliwości. Należy dodać, że napięcie  $u_s(t)$  jest linową funkcją chwilowego odstrojenia częstotliwości od wartości  $f_c$ , przez co demodulowany sygnał FM jest bez zniekształceń lub z bardzo małymi zniekształceniami. Do prawidłowej pracy demodulatora z sygnałem o dużej dewiacji częstotliwości konieczny jest symetryczny wokół częstotliwości  $f_c$  oraz pokrywający przedział  $(f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f)$  zakres trzymywania pętli. Największa wartość napięcia przestrajającego generator dana jest zależnością:

$$U_{s \max} = \pm k_D \left( \frac{\pi}{2} \right) A |H(f_m)|, \quad (8)$$

przy czym  $H(f_m)$  jest transmitancją filtru dolnoprzepustowego dla częstotliwości sygnału  $f_m$ .

Dla  $f_m > 3 \cdot f_{3dB}$  mamy:

$$H(f_m) = \frac{f_{3dB}}{f_m}, \quad (9)$$

gdzie  $f_{3dB}$  jest częstotliwością trzydecybelowego załamania charakterystyki filtru dolnoprzepustowego. Wówczas

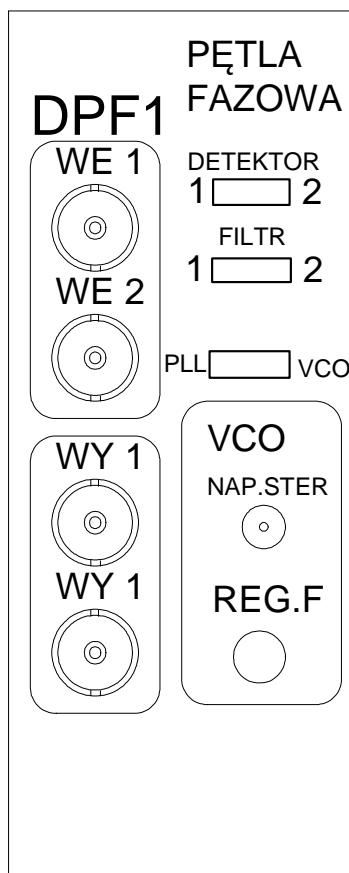
$$U_{s \max} \approx \pm k_D \left( \frac{\pi}{2} \right) A \left( \frac{f_{3dB}}{f_m} \right). \quad (10)$$

Jeżeli pętla jest właściwie zaprojektowana to  $f_0 = f_c$  i otrzymujemy:

$$(f_m \cdot \Delta f) \approx k_G k_D \frac{\pi}{2} A f_{3dB} \approx \Delta f_L f_{3dB} = (\Delta f_z)^2 \quad (11)$$

Jeżeli iloczyn częstotliwości modulującej i dewiacji częstotliwości przekracza zakres trzymywania pętli to zmiany częstotliwości generatora VCO przestają nadążać za zmianami chwilowej wartości częstotliwości sygnału FM. Ponieważ napięcie wyjściowe detektora przestaje być dokładnym odwzorzeniem sygnału modulującego pojawiają się zniekształcenia demodulacji. Są one bardzo duże wówczas gdy sygnał modulujący ma dużą amplitudę (przekłada się to na dużą dewiację) oraz dużą częstotliwość modulującą  $f_m$ .

### 1.3. Opis wkładki DPF1



Rys.4. Wygląd płyty czołowej modułu DPF1

Moduł DPF1 jest zbiorem elementów niezbędnych do konstrukcji i badania pętli fazowej. Wygląd płyty czołowej przedstawia rys.4, natomiast schemat blokowy rys.5, a pełny schemat ideowy rys.8.

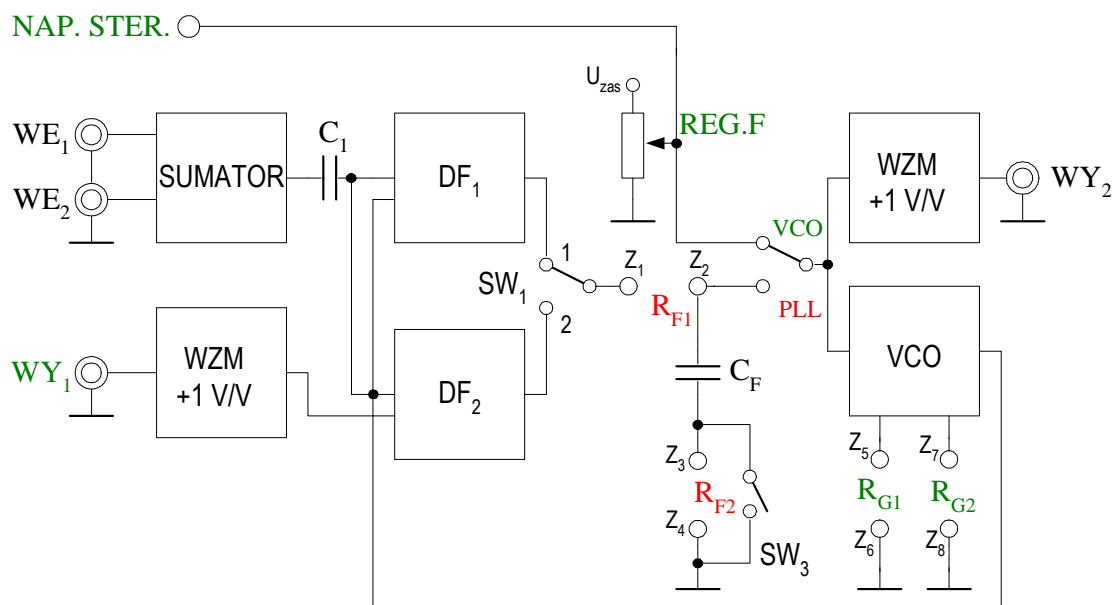
Pętlę fazową tworzą: komparator fazy DF1 lub DF2, filtr dolnoprzepustowy  $R_{F1}$ ,  $R_{F2}$ ,  $C_F$  oraz generator przestrajany napięciem VCO. Detektory fazowe oraz VCO są umieszczone wewnątrz układu scalonego CD4046. Wyboru detektora dokonuje się za pomocą przełącznika SW1, który znajduje się na płycie czołowej modułu pod napisem „DETEKTOR” (odpowiednio DF1 – pozycja 1, DF2 pozycja 2 przełącznika). Filtr dolnoprzepustowy może być dwuelementowy (elementy  $R_{F1}$  oraz  $C_F$ ), gdy SW3 jest zwarty (pozycja 1) lub trzejelementowy (składa się z elementów  $R_{F1}$ ,  $R_{F2}$ ,  $C_F$ ), gdy SW3 jest rozwarty (pozycja 2). Przełącznik ten znajduje się na płycie czołowej modułu pod napisem „FILTR”. Rezystory  $R_{F1}$  i  $R_{F2}$  są elementami wymiennymi, których wartość ustala się w części projektowej ćwiczenia. Kondensator  $C_F$  o wartości 470nF jest wmontowany na stałe (na schemacie ideowym oznaczony jako  $C_3$ ). Do montażu płytki z rezystorem  $R_{F1}$  służą zaciski  $Z_1$  oraz  $Z_2$ , natomiast do mocowania  $R_{F2}$  wykorzystuje się  $Z_3$  i  $Z_4$  (patrz rys.5).

Na płycie czołowej znajduje się jeszcze jeden przełącznik dwupozycyjny oznaczony jako „PLL-VCO” (na schemacie blokowym SW3). Służy on do przełączania sygnału wejściowego generatora przestrajanego napięciem. W pozycji VCO jest to sygnał z suwaka potencjometru  $R_{15}$

i pozwala na wyznaczenie zakresu przestrajania generatora. Do regulacji wartości  $R_{15}$  służy pokrętko „REG.F”, natomiast wartość napięcia na wejściu VCO mierzy się woltomierzem podłączonym do gniazda „NAP.STER”. W pozycji PLL na wejście generatora dostarczany jest sygnał z wyjścia filtra dolnoprzepustowego, w tej konfiguracji moduł pracuje jako pętla fazowa.

Generator przestrajany napięciem jest drugim podzespołem pętli fazowej o wartości parametrów ustalanych przez użytkownika pętli. Jako wynik projektowania otrzymuje się wartości elementów  $R_{G1}$ ,  $R_{G3}$  oraz  $C_G$ . W przypadku modułu DPF1 projektowanie VCO

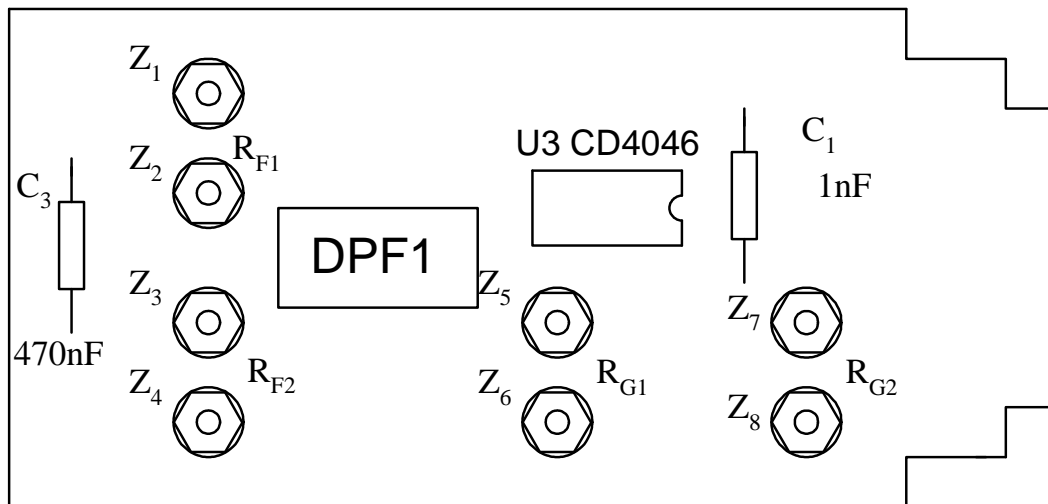
sprowadza się do wyznaczenia  $R_{G1}$  i  $R_{G2}$ , gdyż  $C_G$  jest montowany na stałe (na schemacie ideowym  $C_2$ ) i posiada wartość **1nF**. Rezystory  $R_{G1}$  i  $R_{G2}$  montuje się odpowiednio w zaciskach  $Z_5$  i  $Z_6$  oraz  $Z_7$  i  $Z_8$ .



Rys.5. Schemat blokowy wkładki DPF1.

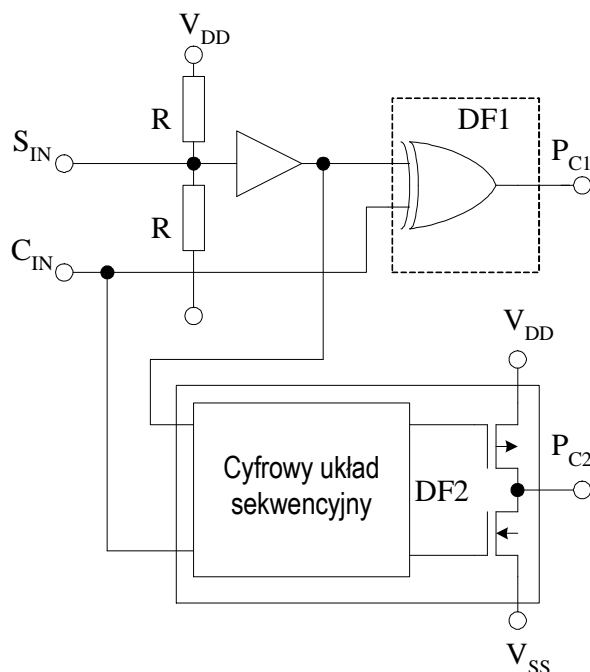
Do zasilania układu CD 4046 wykorzystano napięcie o wartości ok. 7V stabilizowane za pomocą diody Zenera wbudowanej w układ. Na schemacie napięcie to oznaczono jako  $U_{zas}$  i dołączyło je do końcówki  $V_{DD}$  układu scalonego (końcówek zasilających układy cyfrowe nie oznacza się na schematach ideowych urządzeń zawierających te układy). Na płytce drukowanej DPF1 znajdują się jeszcze trzy układy pomocnicze: dwa wtórniki, wykonane z użyciem wzmacniaczy operacyjnych  $U_{2A}$  oraz  $U_{2B}$ , oraz dwuwejściowy sumator sygnałów sterujących pętlą fazową, wykonany na  $U_{1A}$  oraz  $U_{1B}$ . Wyjścia wtórników napięciowych połączono przez rezystory dopasowujące z gniazdami wyjściowymi modułu. Gniazdo „WY1” jest źródłem wzmacnionego prądowo sygnału z VCO, natomiast do „WY2” doprowadzony został sygnał z wejścia VCO, w położeniu PLL przełącznika SW2 jest to również sygnał wyjściowy filtra dolnoprzepustowego.

Sygnały doprowadzone do wejść „WE1” i „WE2” modułu DPF1 są sumowane z odwróceniem fazy za pomocą sumatora ze wzmacniaczem  $U_{1A}$ , a następnie są odwracane w fazie za pomocą  $U_{1B}$  o wzmacnieniu  $-1V/V$ . Sygnał z wyjścia tego wzmacniacza doprowadzany jest do wejścia  $S_{IN}$  bloku detektorów fazowych układu 4046 poprzez dołączone szeregowo: kondensator  $C_1$  separujący składową stałą oraz rezystor  $R_{14}$ , ograniczający wartość prądu wejściowego w chwilach zadziałania diod zabezpieczających wejście układu CMOS.



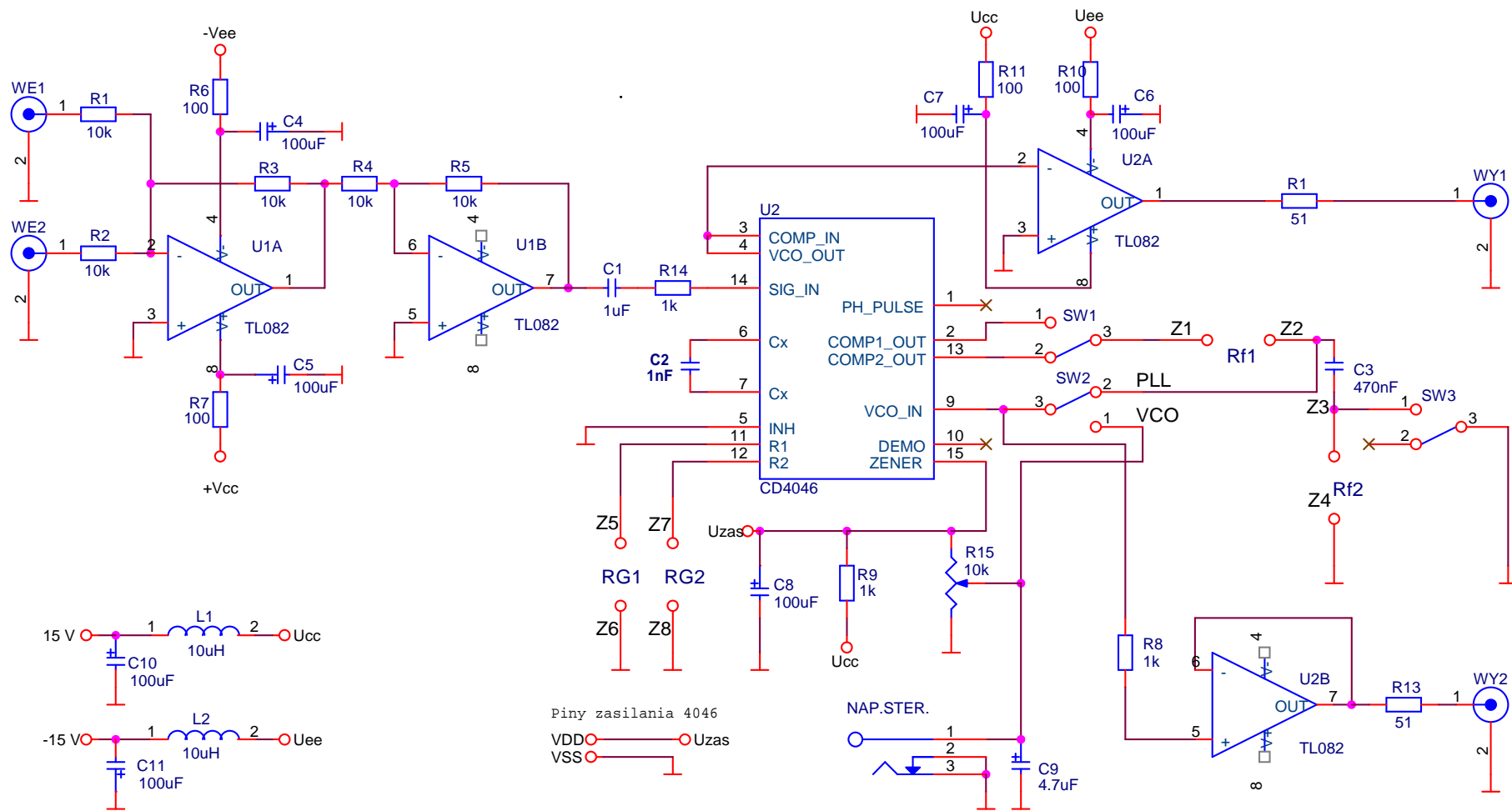
Rys.6. Wygląd płytki drukowanej modułu DPF1

Układ 4046 zawiera dwa detektory przesunięcia fazy między sygnałem zewnętrznym doprowadzonymi do wejść  $S_{IN}$ , a sygnałem referencyjnym podanym na wejście  $C_{IN}$ , którego źródłem jest najczęściej fala prostokątna wytwarzana przez VCO lub dzielnik częstotliwości włączony między wyjście VCO, a wejście detektora. Między wyprowadzeniem wejściowym, do którego doprowadza się sygnał zewnętrzny, a rzeczywistym wejściem obu detektorów znajduje się wzmacniacz o dużym wzmacnieniu (rys.7). Przetwarza on sygnał o dowolnym kształcie, z wejścia  $S_{IN}$ , na falę zbliżoną do prostokątnej, która jest niezbędna do prawidłowej pracy bloku cyfrowego detektora. Punkt pracy wzmacniacza został ustalony w fazie projek-



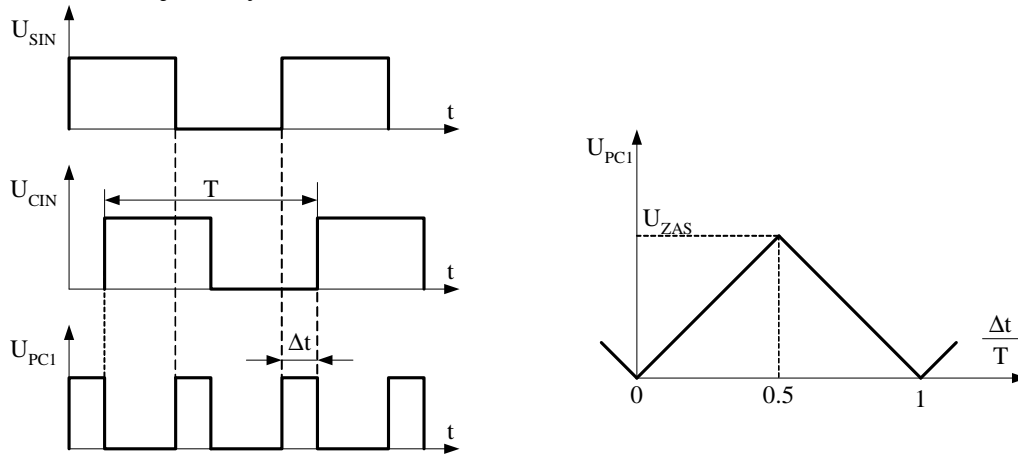
Rys.7. Schemat bloku detektorów fazy układu 4046.

towania struktury wewnętrznej układu w części charakterystyki przejściowej o największym nachyleniu, czyli napięcie między wejściem wzmacniacza a wyprowadzeniem  $V_{SS}$  jest równe ok.  $0,5(V_{DD}-V_{SS})$ , co symbolicznie zaznaczono na rys.7 za pomocą rezystorowego dzielnika napięcia. Zastosowanie przed detektorami wejściowymi stopnia wzmacniającego determinuje sposób dołączania sygnału zewnętrznego. Do wejścia  $S_{IN}$  należy doprowadzić bezpośrednio jedynie sygnały w standardzie CMOS o napięciu zasilania  $V_{DD}-V_{SS}$  (w module laboratoryjnym  $V_{DD}-V_{SS} = U_{zas} = 7V$ ), natomiast wszelkie inne sygnały powinny być doprowadzone przez kondensator przepuszczający jedynie składową zmienną tych sygnałów.



Rys.8. Schemat ideowy modułu DPF1

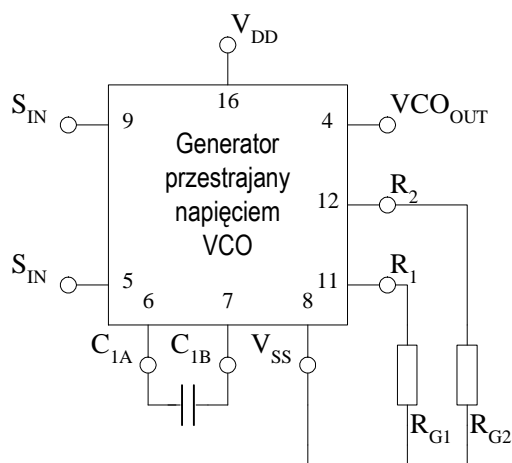
Detektor fazowy DF1 jest zwykłą bramką Exclusive-OR. Detektor tego typu pracuje poprawnie, gdy do jego wejścia doprowadza się falę impulsów prostokątnych o współczynniku wypełnienia bliskim lub najlepiej równym 50%. Na wyjściu detektora otrzymuje się falę impulsów prostokątnych o częstotliwości dwukrotnie większej niż częstotliwość sygnałów wejściowych i o wartości średniej proporcjonalnej do przesunięcia czasowego  $\Delta t$  obu fal wejściowych.



Rys.9. Charakterystyka przejściowa DF1.

Detektor fazowy DF2 jest układem cyfrowym złożonym z czterech przerzutników, układów sterujących ich pracą oraz stopnia wyjściowego wykonanego na tranzystorach komplementarnych MOS. DF2 reaguje jedynie na narastające zbocza sygnałów doprowadzonych do jego wejść, toteż współczynnik wypełnienia nie ma żadnego wpływu na wynik porównania faz sygnałów wejściowych. Ma to jednak bardzo poważne konsekwencje praktyczne – detektor DF2 jest bardzo wrażliwy na impulsy zakłócające. Używa się go więc tylko wtedy, gdy

sygnał wejściowy oczyszczony jest z szumów i wszelkich zakłóceń. Wyjście detektora musi być obciążone kondensatorem, który magazynuje ładunek wstrzykiwany przez tranzystory stopnia końcowego w czasie ich aktywności. Z tego też powodu ten typ detektora nazywany jest detektorem z pompą ładunkową.



Rys.10. Generator przestrajany napięciem układu CD4046

Kolejnym elementem wchodzącym w skład układu scalonego CD4046 jest generator przestrajany napięciem VCO (od ang. *Voltage Controlled Oscillator*). Elementami ustalającymi zakres generowanych częstotliwości są: kondensator  $C_G$  oraz rezystory  $R_{G1}$  i  $R_{G2}$ . Wartość pojemności  $C_G$  powinna być większa niż 50pF, przy czym najlepszą liniowość przestrajania generatora zasilanego napięciem 7V uzyskuje się

dla  $C_G = 1nF$  (kondensator o takiej właśnie wartości wmontowano na stałe w model dydaktyczny). Przez dobór rezystora  $R_{G2}$  (dla danego  $C_G$ ) ustala się najmniejszą częstotliwość  $f_{min}$  zakresu przestrajania generatora, jego wartość można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$R_{G2} = \frac{K_1}{f_{min} \cdot (C_G + 32pF)} \quad (13)$$

przy czym:

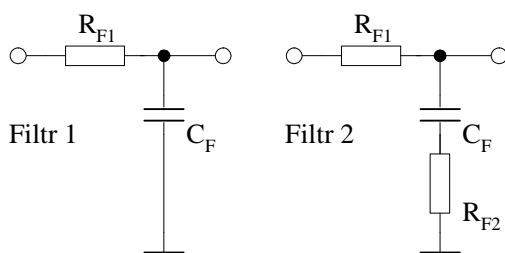
$K_1 = 1.7V$  dla  $U_{zas} = 7V$ . Wartość  $R_{G2}$  można również wyznaczyć z wykresów noty katalogowej układu (patrz. Figure 5 w Dodatku). Ze względu na duży rozrzut technologiczny wartości

parametrów układu CMOS dość często wyznaczona wartość  $R_{G2}$  jest różna od wytwarzanej przez VCO, dlatego należy ją wyznaczyć doświadczalnie. W przypadku znaczącej różnicy między mierzoną i obliczoną  $f_{min}$  należy skorygować wartość rezystora  $R_{G2}$  lub pojemności  $C_G$ . Podobnie należy postępować przy doborze wartości rezystora  $R_{G1}$ . Jest on odpowiedzialny za ustalenie największej częstotliwości zakresu przestrajania generatora  $f_{max}$ . Wartość jego rezystancji można obliczyć ze wzoru:

$$R_{G1} = K_2 \cdot R_{G2} \cdot \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} - 1 \right), \quad (14)$$

przy czym  $K_2 = 1,25$  dla napięcia zasilania układu  $U_{zas} = 7V$ . Wartość  $R_{G2}$  można również wyznaczyć z wykresów noty katalogowej układu (patrz. Figure 7 w Dodatku). Zaleca się aby wartość rezystorów  $R_{G1}$  oraz  $R_{G2}$  mieściła się w przedziale  $10k\Omega \div 1M\Omega$ .

Kolejnym niezbędnym elementem pętli fazowej jest filtr dolnoprzepustowy (rys.3).



Rys.11. Konfiguracje filtrów pętli fazowej

Teoretycznie możliwa jest również praca pętli bez filtra, ale w praktyce nie jest to niewykonalne. Jako filtr stosowany jest zwykły dwuelementowy filtr RC o transmitancji jednobiegunowej (filtr całkujący) lub, częściej, trójelementowy filtr RC o transmitancji zawierającej pojedynczy biegun i pojedyncze zero (filtr proporcjonalno – całkujący). Od wartości jego parametrów (położenie zera oraz bieguna) zależą właściwości całej pętli.

Z danych katalogowych układu CD4046 wynika, że zakres trzymania pętli fazowej  $2f_L$ , wykonanej z użyciem tego układu, nie zależy od rodzaju zastosowanego detektora fazy i wynosi:

$$2f_L = f_{max} - f_{min}. \quad (15)$$

Zakres zaskoku (chwywania)  $2f_z$  pętli zależy od typu komparatora fazy i rodzaju filtru dolnoprzepustowego. Dla DF2  $2f_L = 2f_z$  niezależnie od rodzaju filtru. Dla DF1 i filtru  $R_{F1}, C_F$  do oszacowania zakresu zaskoku można posłużyć się następującą zależnością:

$$\omega_z = 2 \cdot \pi \cdot f_z = \sqrt{\omega_L \omega_b}, \quad (16)$$

gdzie:  $\omega_b$  - pulsacja bieguna filtru dolnoprzepustowego,  $\omega_L = 2 \cdot \pi \cdot f_L$ . Dla filtru  $R_{F1}, R_{F2}, C_F$  spotyka się w literaturze wzór przybliżony:

$$\omega_z = 2 \cdot \pi \cdot f_z = K_{det} \cdot \omega_L \cdot \sqrt{\frac{\omega_b}{\omega_0}}, \quad (17)$$

przy czym:  $\omega_0$  - pulsacja zera filtru dolnoprzepustowego,  $K_{det}$  - zależy od typu detektora fazy. Bardzo poważnym problemem przy projektowaniu pętli jest zagwarantowanie jej stabilności. Okazuje się bowiem, że pętla z najprostszym filtrem dolnoprzepustowym może samoistnie modulować częstotliwościowo sygnał wyjściowy generatora przestrajanego napięciem. W celu poprawy stabilności (pętla z wystarczającym marginesem fazy) wprowadza się zero do jej transmitancji, co w praktyce oznacza użycie filtru proporcjonalno-całkującego.

## 2. WYKAZ APARATURY POMOCNICZEJ

generator

GFG - 3015



### 3. ZAGADNIENIA WSTĘPNE I PROJEKTOWE

1. Opracować i narysować w protokóle schematy połączeń układów pomiarowych do wszystkich eksperymentów przeprowadzanych w ćwiczeniu.
2. Obliczyć czas trwania impulsów wyjściowych przerzutnika monostabilnego 74121 (wkładka DA091C).
3. Obliczyć wartości elementów pętli fazowej z filtrem „1” pozwalające na demodulację sygnału FM o parametrach jak w tabeli 1.

Tabela 1.

Numer zespołu	Parametr	
	$f_c$ [kHz] – nośna sygnału FM	$\Delta_f$ [kHz]-dewiacja sygnału FM
1	20,0	4,0
2	20,0	5,0
3	20,0	6,0
4	21,0	4,5
5	21,0	5,0
6	21,0	6,0
7	22,0	4,5
8	22,0	5,5
9	22,0	6,5

4. Obliczyć zakresy trzymywania i zaskoku pętli.
5. Obliczyć wartości elementów pętli fazowej z filtrem „2” pozwalające na demodulację sygnału FM o parametrach jak w tabeli 1.
6. Obliczyć zakresy trzymywania i zaskoku pętli.

## 4. OBSERWACJE I POMIARY

### 4.1. Pomiary charakterystyki demodulatora częstotliwościowego (wkładka DA091C)

1. Zmierz charakterystykę statyczną demodulatora częstotliwościowego, tzn. zależność wartości średniej napięcia wyjściowego od częstotliwości sygnału wejściowego. Jednocześnie należy obserwować kształt przebiegów napięć na wyjściach wkładki DA091C. Jako źródło sygnału wejściowego zastosować generator fali prostokątnej TTL GFG-3015 (wyjście TTL).
2. Zmierz charakterystykę dynamiczną demodulatora częstotliwości, tzn. zależność maksymalnej wartości amplitudy sygnału demodulowanego od dewiacji wejściowego sygnału FM (lub amplitudy sygnału modulującego). Do wytworzenia sygnału zmodulowanego częstotliwościowo należy wykorzystać generator GFG-3015. **Pomiarów dokonać dla częstotliwości sygnału modulującego 25Hz, 50Hz i 100Hz.** Częstotliwość spoczynkową generatora należy ustawić w środku zakresu liniowej pracy demodulatora.

### 4.2. Pomiary charakterystyki demodulatora częstotliwościowego z pętlą fazową (wkładka DPF1)

1. Uzupełnij układ generatora brakującymi elementami  $R_{G1}$  i  $R_{G2}$  o wartościach rezystancji zgodnych z otrzymanymi w części projektowej ćwiczenia i uruchom generator VCO. Zannotuj wartości  $f_{min}$  oraz  $f_{max}$ . Zmieniaj wartości  $R_{G1}$  i  $R_{G2}$ , aż otrzymasz najmniejszy błąd między wartością założoną a zmierzoną. Oceń zgodność projektu z doświadczeniem. Zmierz i wykreśl charakterystykę przejściową generatora. Oblicz błąd nieliniowości dla zmiany napięcia strojącego w zakresie  $2,5V \div 4,5V$  i porównaj otrzymane wyniki z wartością katalogową. Skomentuj przebieg charakterystyki na krańcach zakresu przestrajania.
2. Wyznacz zakres trzymania i zaskoku zaprojektowanej pętli fazowej (eksperymenty powtórz dla pętli z filtrem I oraz II).  
*Należy pamiętać iż pętla fazowa z filtrem całkującym może być i zwykle jest niestabilna!!!*
3. Zmierz charakterystykę statyczną demodulatora częstotliwościowego, tzn. zależność wartości średniej napięcia wyjściowego od częstotliwości sygnału wejściowego. Jako źródło sygnału wejściowego należy zastosować generator GFG3015. Zmierz najmniejszą wartość sygnału prostokątnego oraz sinusoidalnego niezbędną do poprawnej pracy demodulatora.
4. Zmierzyć charakterystykę dynamiczną demodulatora częstotliwości, tzn. zależność amplitudy sygnału demodulowanego od dewiacji wejściowego sygnału FM (lub amplitudy sygnału modulującego). Do wytworzenia sygnału zmodulowanego częstotliwościowo należy wykorzystać generator GFG-3015 oraz GFG-8255A. **Pomiarów dokonać dla częstotliwości sygnału modulującego 25Hz, 50Hz i 100Hz.** Częstotliwość spoczynkową generatora należy ustawić w środku zakresu liniowej pracy demodulatora. Zaobserwuj relację między częstotliwością i amplitudą sygnału modulującego, a synchronizacją pętli.

## 6. OPRACOWANIE WYNIKÓW POMIARÓW

- 6.1. Ile wynosi maksymalna wartość napięcia wyjściowego w badanym układzie?
- 6.2. Wyjaśnić, jak można zwiększyć nachylenie statycznej charakterystyki demodulatora FM.
- 6.3. Określić maksymalną częstotliwość oraz amplitudę sygnału wejściowego przy której badane układy demodulatorów pracują poprawnie.

## 7. LITERATURA

1. S. Kuta, G. Krajewski, J. Jasielski, *Układy elektroniczne cz. II*
2. Skrypt Warszawski
3. M. Niedźwiecki, M. Rasiukiewicz, *Nieliniowe elektroniczne układy analogowe*
4. A. Filipkowski, *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe.*
5. S. Soclof, *Zastosowania analogowych układów scalonych.*
6. W.Hill, P.Horowitz, *Sztuka elektroniki tom II*