

Cyfrowe zwrotnice głośnikowe (3)

Projekt filtrów cyfrowych z użyciem DSP



W poprzedniej części opisano cyfrową transmisję sygnału audio w standardzie SPDIF. Omówiono problem synchronizacji sygnału zegarowego przetworników C/A z sygnałem zegarowym nadajnika oraz podano przykładowe rozwiązania układowe. W tej części artykułu opisano odbiornik SPDIF i procesor DSP oraz sposoby projektowania i implementacji zwrotnic cyfrowych.

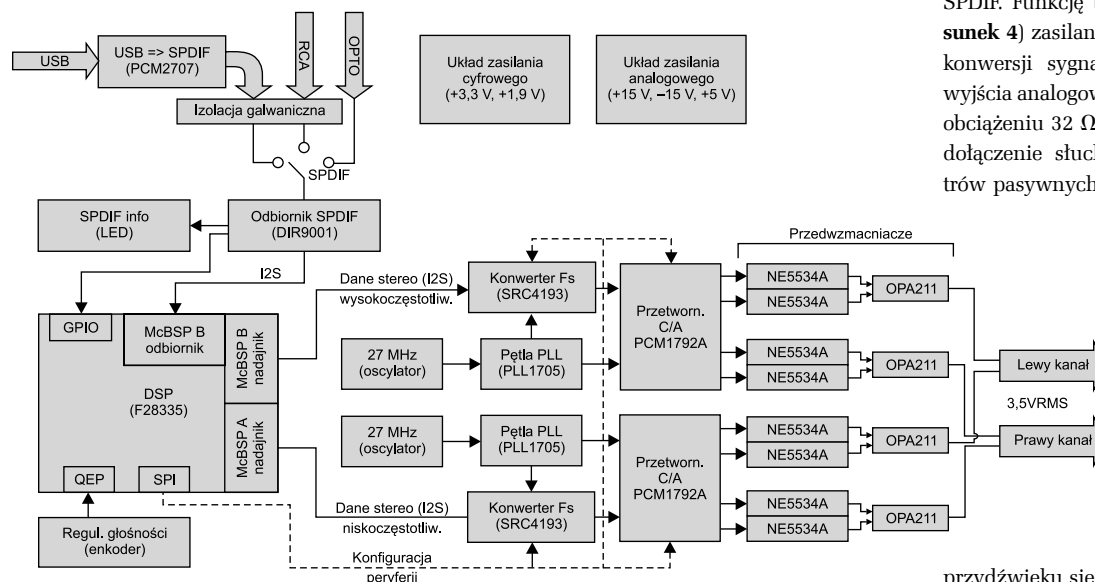
Na **ryśunku 1** przedstawiono schemat blokowy zaprojektowanego systemu odsłuchowego. Dzieli się on na kilka bloków, których rolę omówiono dalej.

Odbiornik SPDIF

W odbiorniku sygnału cyfrowego audio zastosowano układ DIR9001 firmy Texas Instruments, który zapewnia konwersję sygnału SPDIF na PCM. Ten układ może odbierać sygnał próbkowany z częstotliwością z zakresu 28...108 kHz, o długości słowa do 24 bitów. Ma wbudowaną pętlę fazową, która umożliwia dostrajanie się do odbieranego sygnału i przekazywanie na wyjście sygnału PCM zsynchronizowanego z sygnałem odbieranym. Po podaniu go na przetworniki C/A można uzyskać najprostsze rozwiązanie, omówione

w poprzednim artykule, w którym w niewielkim stopniu jest tłumione drżenie fazy sygnału (jitter). W opisywanym systemie odsłuchowym DIR9001 służy jedynie do wyodrębnienia próbek dźwiękowych z sygnału SPDIF, które następnie są przekazywane do procesora.

Przypomnijmy, że SPDIF jest sygnałem bifazowym, samotaktującym się, a zatem do jego transmisji jest potrzebna tylko jedna linia. Na jego podstawie DIR9001 generuje 3 sygnały wyjściowe: danych oraz sygnały zegarów ramki (L/R) i bitowego. Częstotliwość sygnału ramki jest równa częstotliwości próbkowania (f_s), a częstotliwość sygnału zegara bitowego równa się jego 64-krotnej wartości i określa szybkość przesuwania bitów danych. Format danych wyjściowych określa się za pośrednictwem pinów układu i w opisywanym systemie



Rysunek 1. Schemat blokowy systemu odsłuchowego stereo ze zwrotnicami cyfrowymi

Dodatkowe materiały na CD/FTP:
<ftp://ep.com.pl>, user: 16732, pass: 630v2nfb
 • poprzednie części kursu

przyjęto popularny I²S o 24-bitowej długości próbki (**rysunek 2**).

Sekcja wejściowa zawiera interfejs z trzema gniazdami: optycznym Toslink, elektrycznym ze złączem RCA oraz elektrycznym ze złączem USB (**rysunek 3**).

W odbiorniku optycznym zastosowano układ TORX147, który przekształca odebrany sygnał optyczny na sygnał elektryczny o parametrach spełniających wymagania wejścia DIR9001. Zaletą transmisji światłowodowej jest odizolowanie galwaniczne odbiornika od nadajnika (np. komputera) oraz możliwość transmisji na stosunkowo duże odległości.

Do złącza RCA może być doprowadzany sygnał elektryczny, który należy wzmocnić do poziomu wymaganego na wejściu DIR9001. Zrealizowano to przy użyciu dwóch inwertorów układu SN74LVC2GU04. Jego zadaniem jest „wyostrzenia zboczy” sygnału, który został odebrany ze światłowodu.

W przypadku wejścia USB, niezbędne było zastosowanie konwertera sygnału USB na SPDIF. Funkcję tę pełni układ PCM2707 (**rysunek 4**) zasilany z szyny USB. Oprócz bloku konwersji sygnałów PCM2707 ma również wyjścia analogowe stereo o mocy 12 mW (przy obciążeniu 32 Ω). Umożliwia to bezpośrednie dołączenie słuchawek, po zastosowaniu filtrów pasywnych zgodnie z opisem noty katalogowej.

W wypadku złącza RCA i USB, odbiornik jest odizolowany od nadajnika przy użyciu transformatorów sygnałowych DA100 o przekładni 1:1. Układy te są dedykowane do transmisji cyfrowych sygnałów audio i spełniają normy AES/EBU. Ich zadaniem jest eliminacja przydźwięku sieciowego oraz innych szumów pochodzących od nadajnika.

Procesor sygnałowy

Do sterowania peryferiami oraz przetwarzania sygnałów został wybrany 32-bitowy procesor sygnałowy F28335 firmy Texas Instruments. Podstawową funkcją procesora jest odbiór sygnału PCM w formacie I²S z układu DIR9001, jego podział na 2 pasma: nisko-średniczotłotliwościowe i górnoczęstotliwościowe, a następnie wysłanie przetworzonych danych do sekcji przetworników C/A. Do odbierania i transmisji danych zastosowano wielokanałowe, buforowane porty szeregowo (McBSP), umożliwiające wybór formatu odbieranych/nadawanych danych. W projektowanym systemie jest to format I²S.

Zadaniem procesora jest również kontrola poziomu głośności sygnału. Odbywa się ona przy użyciu portu QEP współpracującego z zewnętrznym enkoderem. Jednostka centralna odczytuje liczbę impulsów z dwóch wejść portu. Na tej podstawie wylicza wartość tłumienia i przekazuje ją do układu SRC4193 (poprzez port SPI), w którym odbywa się cyfrowe tłumienie sygnału. Kierunek obrotu enkodera jest określany na podstawie przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałami na pinach QEP.

Kolejnym zadaniem procesora jest konfigurowanie układów SRC4193 oraz PCM1792A poprzez port szeregowy SPI.

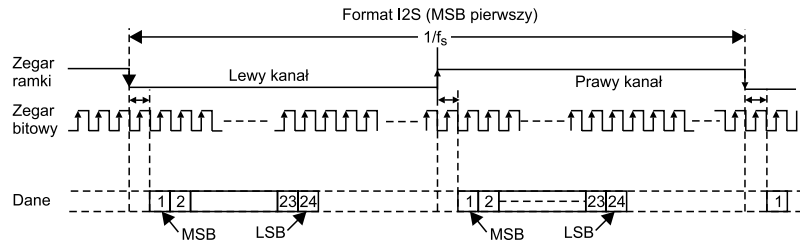
Zaletą układu F28335 decydująca o jego wyborze jest możliwość programowania go przez interfejs RS232, bez potrzeby stosowania drogich programatorów J-TAG. Drugą ważną zaletą wybranego modelu jest zaimplementowana sprzętowo arytmetyka zmienoprzecinkowa umożliwiająca operowanie na danych typu rzeczywistego. Jest to ważne w przypadku filtracji sygnałów audio. Pozwala zachować dużą rozdzielczość sygnału bez potrzeby stosowania skomplikowanych algorytmów obliczeniowych. Ponadto, omawiany DSP ma wbudowaną nieulotną pamięć Flash o pojemności 512 kB służącą do przechowywania programu oraz pamięć SARAM (Single Access RAM) o pojemności 64 kB używaną do wykonywania algorytmów obliczeniowych.

Program obsługi procesora F28335 napisano w języku C. Producent układu dostarcza darmową, 120-dniową wersję Code Composer Studio – zintegrowanego środowiska IDE umożliwiającego tworzenie programów oraz ich kompilowanie, emulowanie, debugowanie i programowanie procesora przez J-TAG. Jak wspomniano, w projekcie użyto programatora szeregowego (poprzez port RS232), dlatego to oprogramowanie zastosowano do napisania i skompilowania programu, natomiast do zaprogramowania procesora użyto darmowego programu SD Flash firmy Spectrum Digital. Jego zadaniem jest wgranie plików wynikowych do nieulotnej pamięci Flash procesora. Aby zwiększyć szybkość pracy programu wszystkie zmienne, tablice i stałe są po rozruchu kopiowane z Flash do pamięci SARAM.

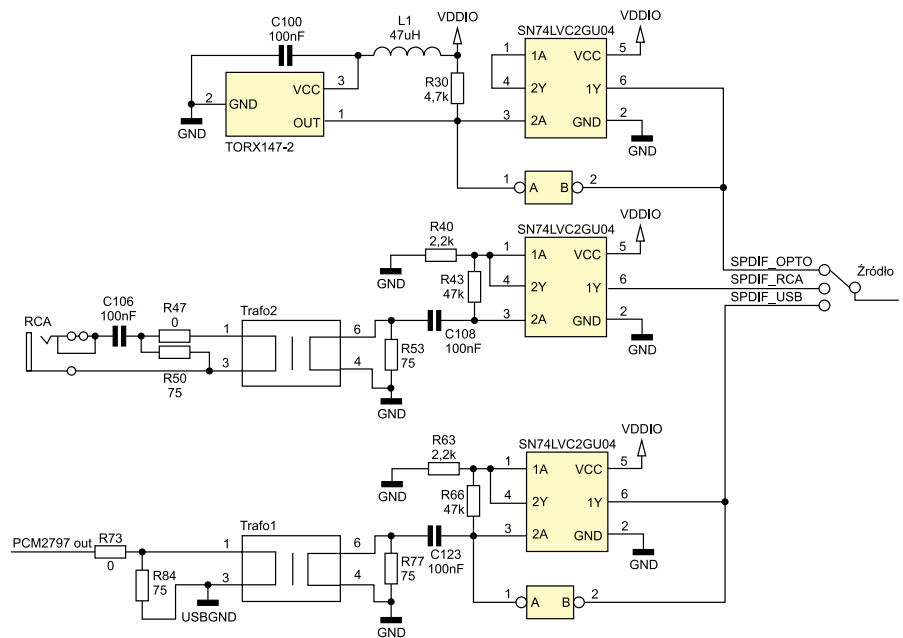
Projekt i implementacja filtrów z DSP

Założeniem projektu było wyeliminowanie zwrotnic pasywnych poprzez zastąpienie ich filtrami cyfrowymi zaimplementowa-

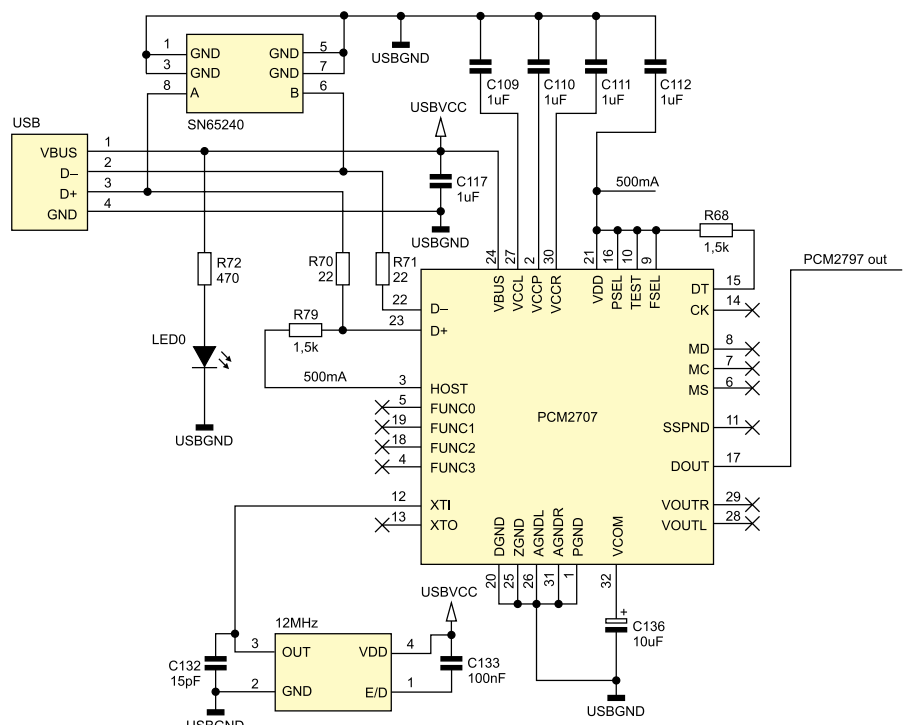
nymi w procesorze sygnałowym. Zamiast 2 torów analogowych (dla kanałów lewego i prawego) układ ma 4 takie tory: sygnał wysokoczęstotliwościowy dla lewego i prawego kanału oraz nisko-średniczotłotliwościowo-



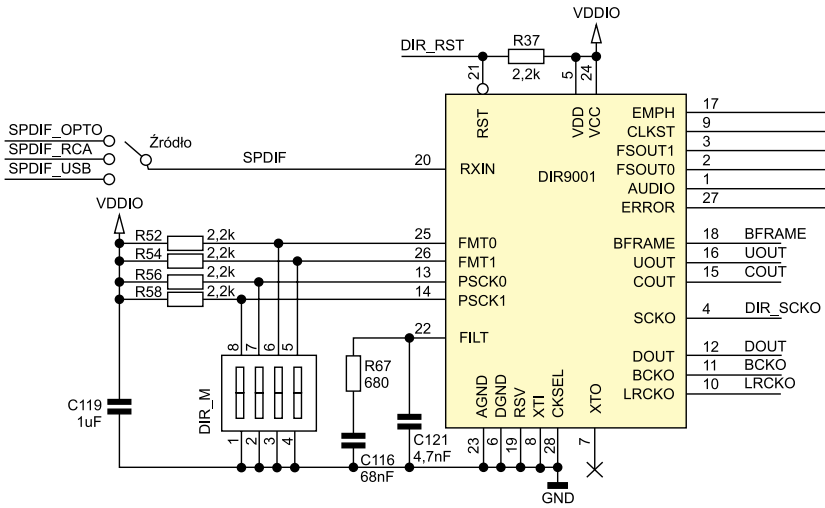
Rysunek 2. Dane w formacie I²S. Pokazano 3 linie: danych oraz sygnałów zegara ramki i bitowego



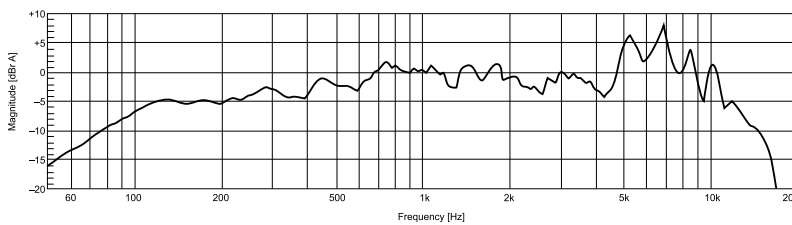
Rysunek 3. Konwerter sygnału USB na SPDIF



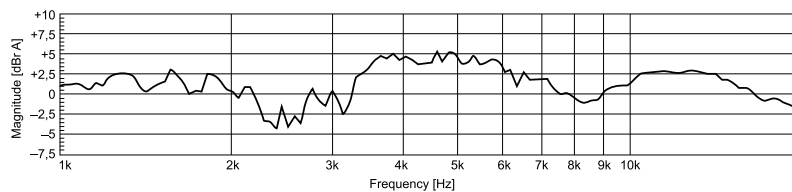
Rysunek 4. Wejścia układu: RCA, Toslink oraz USB



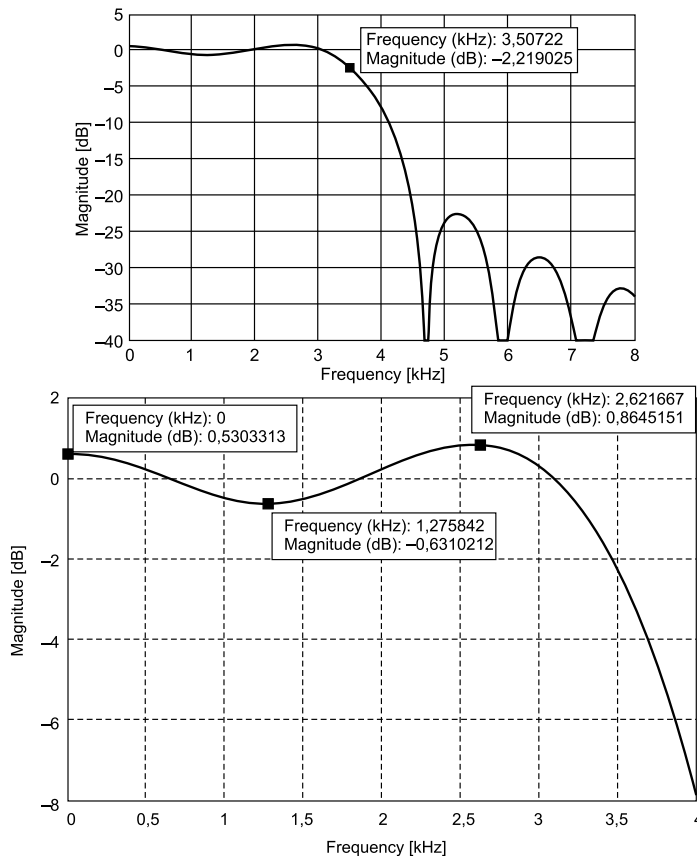
Rysunek 5. Konwerter sygnału SPDIF na PCM z układem DIR9001



Rysunek 6. Charakterystyka głośnika nisko-średniotonowego



Rysunek 7. Charakterystyka głośnika wysokotonowego



Rysunek 8. Zaprojektowany filtr dolnoprzepustowy FIR typu najmniejszych kwadratów

wy dla lewego i prawego kanału. Ponieważ przetwarzanie danych następuje w czasie rzeczywistym, to muszą one być przetworzone w odpowiedniej kolejności i w odpowiednim czasie. Próbkę sygnału nadawane są przez DIR9001 z częstotliwością 88,2 kHz (44,1 kHz * 2 kanały). A zatem procesor ma 11,3 μs na przefiltrowanie danej próbki i wysłanie jej do konwertera częstotliwości sygnału. Częstotliwość taktowania rdzenia procesora wynosi 150 MHz. Dzieląc ją przez 88,2 kHz uzyskujemy 1700 taktów, które procesor może przeznaczyć na jedną próbkę. W praktyce wykonuje on mniej niż 1 instrukcję w czasie 1 taktu. Należy to uwzględnić przy doborze rzędu filtra, tak aby procesor zdążył przetworzyć dane.

Do filtrowania sygnału zastosowano filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR). Filtry te charakteryzują się dużą stabilnością oraz liniowością fazy. Filtry FIR są mniej efektywne od filtrów IIR (o nieskończonej odpowiedzi impulsowej), ale dla systemu odsłuchowego są one rozwiązaniem optymalnym. Rząd filtra zaimplementowanego na DSP jest ograniczony jedynie przez wydajność procesora. Im jest większego rzędu, tym filtr jest bardziej zbliżony do filtra idealnego, a zatem ma bardziej strome zbocza, większe tłumienie w paśmie zaporowym i mniejsze zafalowania w paśmie przepustowym. W sprzęcie audio nie stosuje się jednak filtrów o bardzo stromych zboczach, gdyż – jak wynika z subiektywnych wrażeń – wpływa to negatywnie na percepcję dźwięku. Wysoki rząd filtra zwiększa również opóźnienie sygnału, gdyż każda próbka wyjściowa po filtracji jest obliczana na podstawie n+1 próbek wejściowych sygnału (n – rząd filtra):

$$y(i) = \sum_{j=1}^{n+1} h(j) * x(i - j)$$

gdzie: h(j);

j=1, 2, ... n+1 - współczynniki filtra,

x(i); j=1,2,... n+1 – próbki sygnału wejściowego,

y(i); j=1,2,... n+1 – próbki sygnału wyjściowego.

Przy częstotliwości próbkowania sygnału $f_s = 44,1$ kHz i przy filtrze 32-go rzędu uzyskuje się opóźnienie $t = 7,3 \times 10^{-4}$ s. Oczywiście jest to wartość pomijalnie mała. Jednak przy projektowaniu systemów, w których wykorzystuje się kaskadowe łączenie filtrów oraz inne układy wprowadzające opóźnienie, należy je brać pod uwagę.

Aby przystąpić do projektowania filtrów, należy znać charakterystykę częstotliwościową przenoszenia głośników. Przykładowe charakterystyki, dla których przyjmujemy częstotliwość podziału równą 3,5 kHz, przedstawiono na rysunku 6 i rysunku 7.

Dla tych charakterystyk zgodnie z założeniami zaprojektowano dwa filtry cyfrowe typu FIR: dolnoprzepustowy oraz górno-

przepustowy. Rząd filtra określa się metodą prób i błędów, po wstępnym oszacowaniu na podstawie liczby instrukcji potrzebnych do wykonania filtracji pojedynczej próbki. Jeżeli dobraliśmy zbyt długi filtr, będzie słycać wyraźnie trzaski w odtwarzanym przez system dźwięku.

Należy zastanowić się nad przeniesieniem funkcji filtracji z poziomu C do assemblera. Stosunkowo niedużym nakładem pracy uzyskamy optymalizację kodu, a tym samym możliwość zastosowania filtra wyższego rzędu. W naszym przypadku, rząd ten wynosi 32. Filtry zaprojektowano za pomocą narzędzia FDATool z pakietu Matlab.

Filtr dolnoprzepustowy

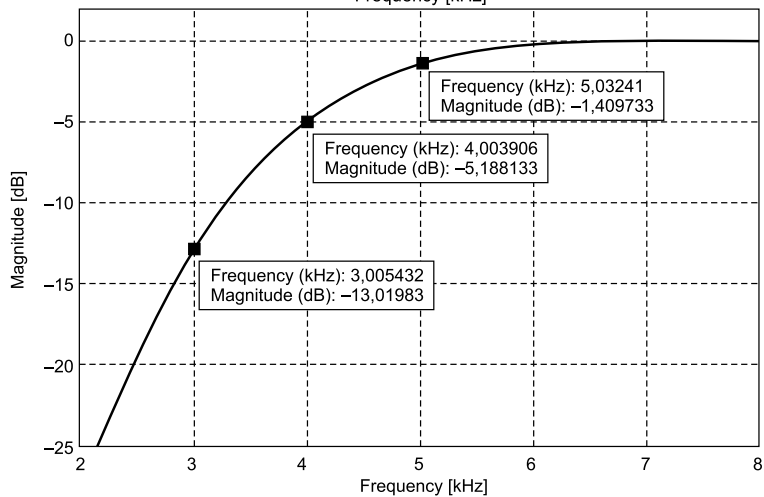
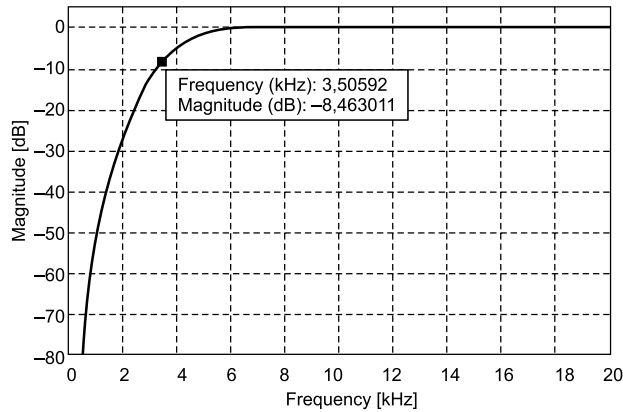
Z charakterystyki głośnika nisko-średnionotonowego wynika, że niektóre przedziały częstotliwości charakterystyki przenoszenia głośnika są nierównomierne względem innych, a mianowicie w przedziale dolnym do 670 Hz oraz górnym (1,9...3) kHz, efektywność głośnika jest średnio o 2...3 dB niższa, niż w przedziale (0,67...1,9) kHz. Projektując więc filtr o nieznacznych zafalowaniach będących odwrotnością charakterystyki głośnika można uzyskać bardziej równomierną charakterystykę wypadkową. Optymalne wyniki uzyskano dla filtra dolnoprzepustowego FIR typu najmniejszych kwadratów (rysunek 8).

Uzyskano filtr, którego charakterystyka dla częstotliwości podziału 3,5 kHz maleje o 2,2 dB (nie 3 dB, gdyż efektywność głośnika dla tej częstotliwości jest mniejsza od średniej efektywności o -1...-2 dB), natomiast dla częstotliwości 4,5 kHz maleje o 22 dB. Tłumienie w paśmie zaporowym rośnie ze wzrostem częstotliwości i waha się od 23 do 46 dB. Uzyskano liniową zmianę fazy do częstotliwości 4,7 kHz.

Filtr górnoprzepustowy

W przypadku głośnika wysokotonowego, jego charakterystyka bardziej odbiega od równomiernej przedziale częstotliwości (3,5...6) kHz. Aby więc ją wyrównać należało zaprojektować filtr o mniejszej stromości zbocza, które zaczyna opadać już dla częstotliwości 5...6 kHz, a dla częstotliwości podziału 3,5 kHz będzie miał spadek -6dB ze względu na efektywność głośnika dla tej częstotliwości (rysunek 9). Również w tym wypadku najlepszym rozwiązaniem okazał się filtr górnoprzepustowy FIR typu najmniejszych kwadratów.

Uzyskano filtr, dla którego charakterystyka częstotliwościowa zaczyna opadać przy około 6,5 kHz ze spadkiem -1 dB przy częstotliwości 5 kHz. Dla częstotliwości podziału $f_p=3,5$ kHz spadek wynosi zgodnie z założeniem około 6 dB. Nachylenie zbocza wynosi 24 dB/oktawę. Tłumienie w paśmie



Rysunek 9. Zaprojektowany filtr górnoprzepustowy FIR typu najmniejszych kwadratów

zaporowym wynosi około 85 dB. Faza zmienia się liniowo w zakresie (0,5...20) kHz.

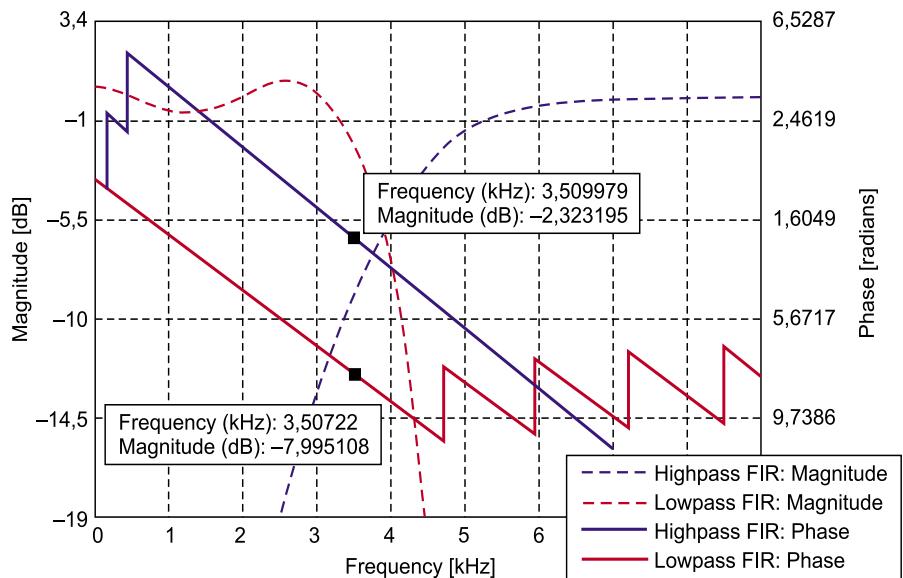
Uzyskanie liniowej zmiany fazy filtrów dla obu głośników z osobna jest niewystarczające. Także przesunięcie pomiędzy ich fazami powinno być równe wielokrotności 360°, co zostało również spełnione (rysunek 10).

Jak wynika z rys. 10 przesunięcie fazy pomiędzy jednym a drugim filtrem wynosi 360°. Na wykresie widać również, że charakterystyki częstotliwościowe obydwu filtrów

przecinają się dla częstotliwości wyższej niż 3,5 kHz. Jest to zgodne z założeniami, że przy projektowaniu filtrów będą brane pod uwagę rzeczywiste charakterystyki głośników.

W kolejnym artykule zostaną opisane pozostałe bloki projektowanego układu: przetworniki C/A, przedwzmacniacze, wzmacniacze mocy oraz zasilacze.

Roman Bogusz
Piotr Pietrzyk



Rys. 10. Charakterystyki częstotliwościowa i fazowa zaprojektowanych filtrów