

CYFROWY WZMACNIACZ MOCY Z UKŁADEM KSZTAŁTOWANIA SZUMÓW KWANTOWANIA

KRZYSZTOF SOZAŃSKI, RYSZARD STRZELECKI

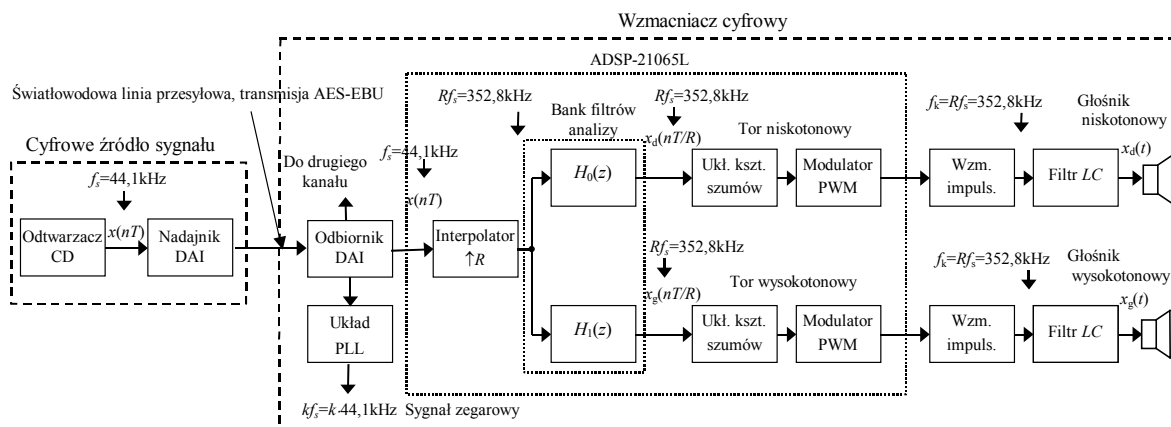
Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Inżynierii Elektrycznej,
K.Sozanski@iep.pz.zgora.pl, R.Strzelecki@iep.pz.zgora.pl

Streszczenie. W pracy przedstawiono cyfrowy wzmacniacz mocy z modulatorem PWM z kompensacją szumu kwantowania. W celu polepszenia parametrów szumowych wzmacniacza zastosowano nadpróbkowanie oraz układ kształtowania szumów kwantowania drugiego rzędu. Przedstawiono również układy interpolatorów cyfrowych służących do zwiększenia szybkości próbkowania sygnałów z 44,1kHz do 352,8kHz.

Słowa kluczowe. Cyfrowy wzmacniacz mocy, modulacja PWM, modulator delta-sigma, interpolatory.

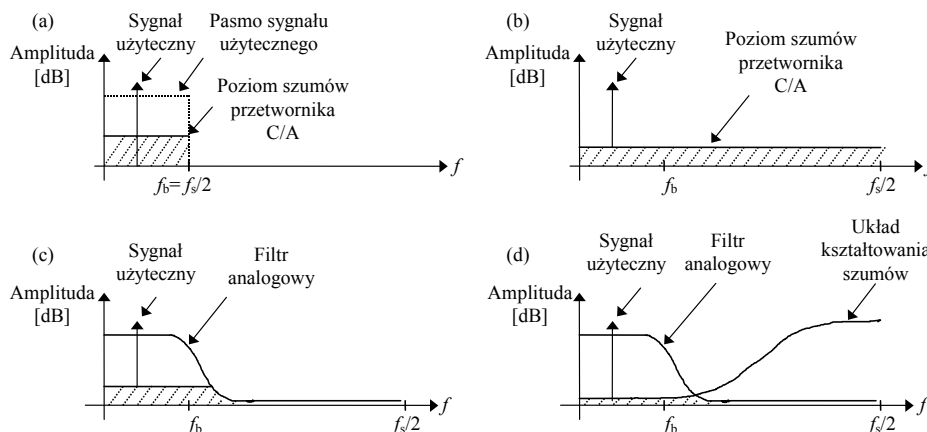
1. KONCEPCJA CYFROWEGO WZMACNIACZA MOCY

Obecnie coraz więcej urządzeń przetwarza sygnał akustyczny w postaci cyfrowej (np. takie jak: telewizja cyfrowa, radiofonia cyfrowa, kino domowe, wydawnictwa multimedialne, urządzenia zapisu i odtwarzania: CD, CDRW, DVD, DAT i Mini Disc). Jednocześnie coraz więcej źródeł sygnałów dostarcza go również w postaci cyfrowej. Tradycyjnie analogowy pozostaje ciągle jeszcze tor końcowy złożony z analogowego wzmacniacza mocy, analogowej zwrotnicy (zespół filtrów do rozdziału sygnału na podpasma odpowiednie dla głośników) i głośników. Dynamiczny rozwój technologii elektronicznej w zakresie produkcji procesorów sygnałowych i tranzystorów MOSFET pozwala obecnie na realizację cyfrowego wzmacniacza sygnałów akustycznych wysokiej jakości. Cyfrowy sygnał akustyczny można więc przetwarzać w postaci cyfrowej aż do samego końca toru elektroakustycznego czyli głośnika. Pozwoli to na utrzymanie jakości sygnału takiej, jaką miał (przynajmniej teoretycznie) on w źródle (praktycznie jakość ta może ulec pogorszeniu w wyniku np.: jitteru, zaokrągleń podczas obliczeń itd.) oraz na wyeliminowanie drogich kabli łączących i zastąpienie ich przez tańsze światłowody lub transmisję bezprzewodową w podczerwieni. Dodatkową zaletą takiego rozwiązania jest możliwość wprowadzenia dodatkowych funkcji np.: korekcja charakterystyk częstotliwościowych głośników i pomieszczeń odsłuchowych, wyrównanie opóźnienia sygnału w poszczególnych kanałach. Schemat blokowy opracowanej przez autorów koncepcji wzmacniacza cyfrowego z modulatorem PWM z filtrami cyfrowymi pokazano na rys. 1 [4]. Wejściowy sygnał cyfrowy transmitowany jest w standardzie AES-EBU z szybkością próbkowania równą $f_s=44,1\text{kHz}$. W prezentowanym układzie zastosowano modulator PWM z układem kształtowania szumów oraz impulsowy wzmacniacz mocy. Impulsowy wzmacniacz mocy jest połączony z głośnikiem przez pasywny filtr dolnoprzepustowy LC tłumiący niepożądane składowe powstające w procesie modulacji.



Rys.1. Uproszczony schemat blokowy cyfrowego wzmacniacza impulsowego z modulatorem PWM

Zastosowana technika kształtowania widma szumów wymaga nadpróbkowania sygnału wejściowego, wraz ze wzrostem tego współczynnika można łatwiej przesunąć widmo szumów w zakres wyższych częstotliwości i tym skuteczniej odfiltrować je przez dolnoprzepustowy filtr pasywny LC. Na rys. 2 przedstawiono ilustrację metod kompensacji szumów powstających w procesie przetwarzania C/A. Dodatkową zaletą zastosowania nadpróbkowania jest lepsze tłumienie sygnałów pasożytniczych wytwarzanych podczas modulacji PWM.



Rys.2. Ilustracja metod kompensacji szumów powstających w procesie przetwarzania C/A: (a) pasmo użyteczne sygnałów $0 \dots f_b$, (b) widmo szumów przetwornika C/A, (c) kompensacja części widma szumów przez filtr analogowy, (d) kompensacja szumów przez filtr analogowy i układ kształtowania szumów

Należałoby więc przyjąć możliwie dużą wartość współczynnika nadpróbkowania R . Jednak zbyt wysoka jego wartość powoduje wzrost strat przełączania i zwiększenie wpływu procesów komutacyjnych na jakość sygnału oraz problemy z wykonaniem odpowiedniego wzmacniacza impulsowego. Przyjęto więc kompromisową wartość współczynnika nadpróbkowania $R=8$ [4].

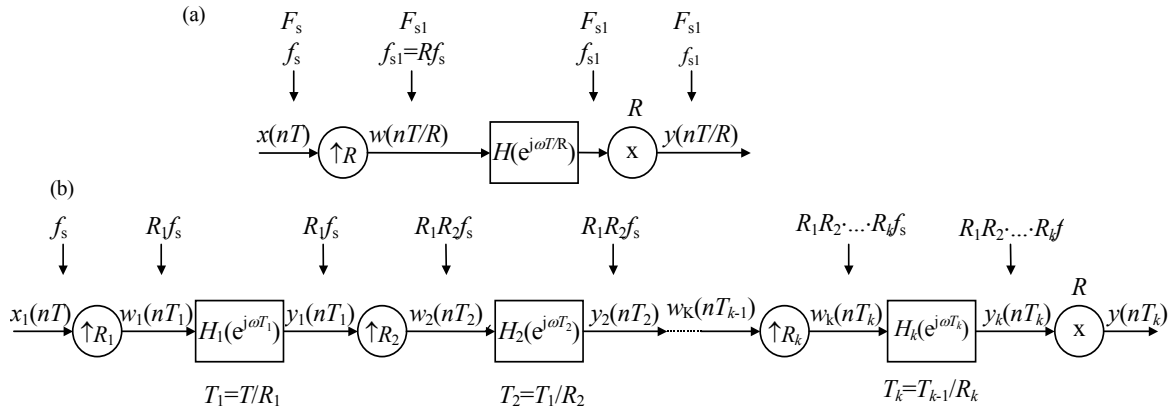
2. CYFROWE INTERPOLATORY SYGNAŁÓW

Zastosowany interpolator złożony jest z dwóch elementów: ekspandera (układu zagęszczania próbek) i filtra dolnoprzepustowego $H(z)$ (rys.3a). Działanie ekspandera próbek polega na wstawieniu pomiędzy każde dwie sąsiednie próbki $R-1$ próbek zerowych. Operator ekspansji oznaczony jest symbolem $(\uparrow R)$. Układ ekspansji próbek można opisać równaniem

$$Y(e^{j\omega T}) = X(e^{j\omega TR}) = X((e^{j\omega T})^R) \quad (1)$$

natomiast dla przekształcenia Z można zapisać równanie

$$Y(z) = X(z^R). \quad (2)$$

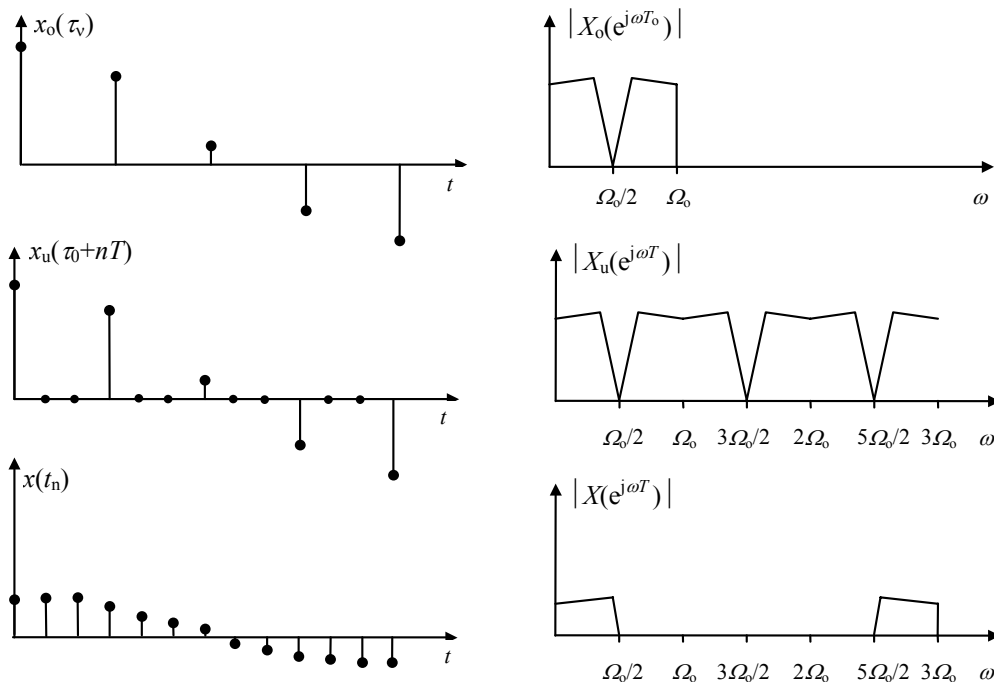


Rys.3. Schematy blokowe interpolatorów: (a) jednostopniowy, (b) kaskadowy

W układzie ekspandera dodawane są pasożytnicze lustrzane składowe widma sygnału wejściowego. Zadaniem filtra dolnoprzepustowego jest eliminacja niepożądanych składowych, idealna funkcja przenoszenia filtra przedstawiona jest następującym wzorem

$$H(e^{j\omega T}) = \begin{cases} const & \text{dla } |\omega - k\Omega| \leq \Omega_0/2, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ 0 & \text{dla pozostałych przypadków} \end{cases} \quad (3)$$

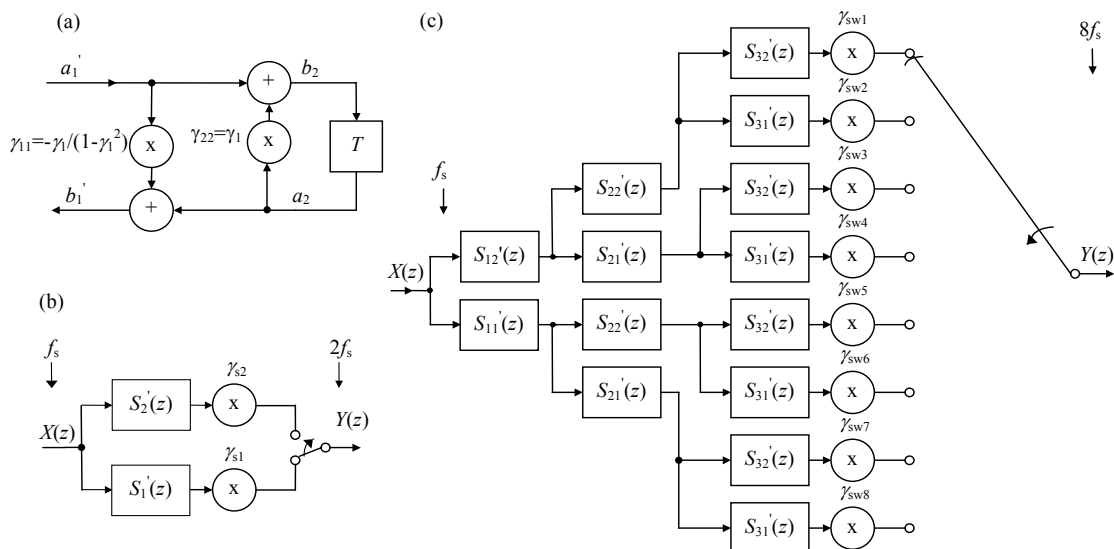
Na rys. 4 przedstawiono wykresy czasowe i widmowe sygnału poddawanego procesowi interpolacji dla $R=3$. Amplituda sygnału w takim procesie maleje R -razy. Powoduje to zmniejszenie się dynamiki sygnału.



Rys.4. Ilustracja procesu interpolacji sygnału dla współczynnika $R=3$

Jest to szczególnie istotne dla wysokich wartości współczynnika R (np. $R=128$) w układach wykonujących obliczenia za pomocą arytmetyki stałoprzecinkowej. Współczynnik interpolacji R często nazywany jest współczynnikiem nadpróbki sygnału (*oversampling ratio*).

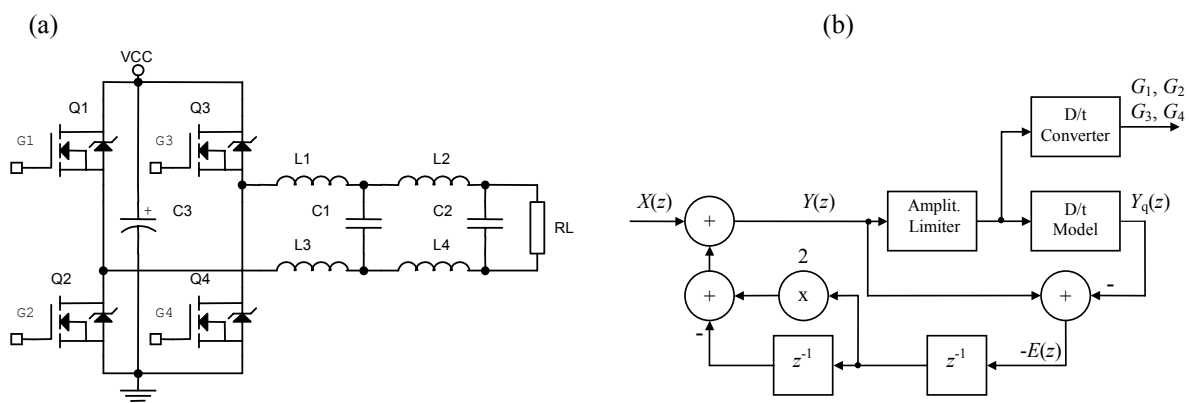
W spośród rozpatrywanych w pracy [4] układów interpolatorów jednostopniowych i kaskadowych do realizacji przyjęto kaskadowy interpolator zrealizowanego za pomocą zmodyfikowanych cyfrowych mostkowych filtrów falowych. (rys. 5) [4]. Zmodyfikowane filtry falowe są bardzo efektywne dla realizacji za pomocą współczesnych zmiennoprzecinkowych procesorów sygnałowych realizujących instrukcje równoległe [1, 2, 3, 4].



Rys.5. Kaskadowy interpolator zrealizowany za pomocą zmodyfikowanych cyfrowych mostkowych filtrów falowych: (a) zmodyfikowany filtr falowy, (b) interpolator dla $R=2$, (c) kaskadowy interpolator dla $R=8$ z pojedynczym przełącznikiem

3. MODULATOR

Uproszczony schemat wzmacniacza impulsowego w układzie mostkowym z filtrem pasywnym LC na wyjściu pokazano na rys. 6a.



Rys.6. Uproszczony schemat wzmacniacza impulsowego(a), schemat blokowy układu kształtowania szumów kwantowania UKSK drugiego rzędu(b)

Zastosowanie cyfrowej metody modulacji PWM oznacza, że ma ona skończoną rozdzielczość L_p -bitów. Zastosowanie w ramach okresu przełączania tranzystorów T_k L_p -bitowej (przez N_p

oznaczona została liczbą ziaren) cyfrowej modulacji PWM daje rozdzielczość czasową impulsów sterujących tranzystorami określoną przez równanie

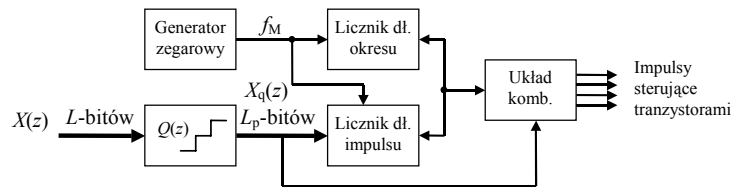
$$\Delta t_M = T_k / (2^{L_p}) \quad (4)$$

Przyjmując ilość bitów modulacji PWM $L_p=8$ uzyskuje się rozdzielczość impulsów sterujących kluczami wzmacniacza impulsowego $\Delta t_M \approx 11,07 \text{ ns}$ przy okresie $T_k = 2,834 \mu\text{s}$. Częstotliwość sygnału zegarowego liczników określona jest przez równanie

$$f_M = 1/\Delta t_M \quad (5)$$

dla powyższego przypadku jej wartość wynosi $f_M = 90,3168 \text{ MHz}$.

Schemat blokowy cyfrowego modulatora PWM przedstawiono na rys. 7. Układ składa się z dwóch L_p -bitowych liczników binarnych, z których jeden wyznacza długość okresu modulacji T_k a drugi długość impulsu sterującego tranzystorami. L -bitowy cyfrowy sygnał wejściowy $X(z)$ po zmniejszeniu rozdzielczości do L_p -bitów w bloku $Q(z)$ jest dostarczany do wejścia licznika długości impulsu i w zależności od wartości tego sygnału wyliczana jest długość impulsu.



Rys.7. Schemat blokowy L_p -bitowego modulatora PWM

W celu kompensacji szumów kwantowania zastosowany został układ kształtowania szumów kwantowania (UKSK). Zastosowanie UKSK rzędów wyższych niż dwa nie przynosi już wzrostu stosunku zakłóceń do sygnału, dlatego w cyfrowym wzmacniaczu mocy zastosowano UKSK drugiego rzędu. Modulator cyfrowego wzmacniacza mocy pokazano na rys. 6b.

UKSK oprócz kształtowania szumu kwantowania może również kompensować błędy przetwornika C/A. W przypadku, gdy są to błędy systematyczne można je uwzględnić w transmitancji bloku kwantowania $Q(z)$. Przykładowo w typowym przetworniku C/A można w ten sposób cyfrowo korygować wagi poszczególnych bitów. Autorzy zastosowali kompensację błędów przetwornika do korekcji błędów wprowadzanych przez wzmacniacz impulsowy. W prosty sposób można zmodyfikować funkcję kwantowania tak aby uwzględnić wpływ czasu martwego t_m i minimalnego czasu załączania tranzystorów $t_{on(min)}$. Zakładając, że amplituda sygnału $Y(z)$ jest w zakresie $-1 \dots 1$ można dla przetwornika L_p -bitowego (o N_p -ziarnach) napisać równanie uwzględniające wpływ czasu martwego t_m i minimalnego czasu załączania tranzystorów $t_{on(min)}$

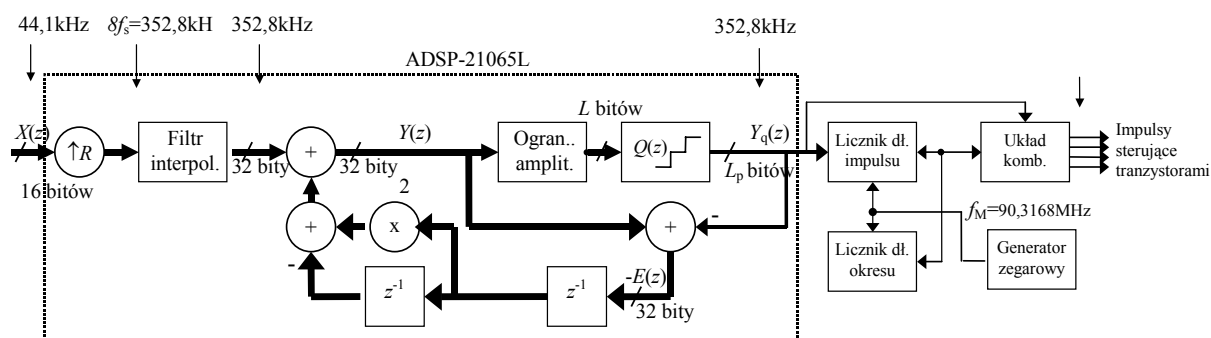
$$Y_q(z) = \begin{cases} 0 & \text{dla } |N_p/2 Y(z)| - Y_{qm} < Y_{q(min)} \\ N_p/2 - Y_{qm} & \text{dla } N_p/2 Y(z) - Y_{qm} > N_p/2 \\ -N_p/2 - Y_{qm} & \text{dla } N_p/2 Y(z) + Y_{qm} < -N_p/2 \\ \text{int}(N_p/2 Y(z)) - Y_{qm} & \text{dla pozostałych wartości } Y(z) \end{cases} \quad (6)$$

gdzie:

Y_{qm} - ilość ziaren modulatora PWM odpowiadająca czasowi martwemu t_m ,

$Y_{q(\min)}$ - ilość ziaren modulatora PWM odpowiadająca minimalnemu czasowi załączania tranzystorów $t_{on(\min)}$.

Uproszczony realizacyjny schemat blokowy układu sterowania wzmacniaczem mocy z UKSK drugiego rzędu pokazano na rys. 8. Sygnał o rozdzielczości 16-bitowej wejściowy $X(z)$ jest poddawany procesowi interpolacji o współczynnik $R=8$. Następnie sygnał ten jest przetwarzany przez UKSK. Funkcja układu ograniczania amplitudy i kwantowania jest opisana przez równanie (6). Wszystkie operacje arytmetyczne są realizowane przez zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy typu SHARC za pomocą słów 40-bitowych z 8-bitową cechą i 32-bitową mantysą.



Rys.8. Uproszczony realizacyjny schemat blokowy układu sterowania wzmacniaczem mocy z UKSK drugiego rzędu

Otrzymany sygnał $Y_q(z)$ o długości słowa $L_p=8$ bitów steruje licznikiem odliczającym czas cyfrowego modulatora PWM. Dla modelu wzmacniacza cyfrowego uzyskano odstęp sygnału od szumu rzędu 75dB w zakresie częstotliwości sygnału od 20Hz do 20kHz.

4. WNIOSKI

Rozpatrywany układ cyfrowego wzmacniacza mocy pracuje w układzie otwartym bez pętli sprzężenia zwrotnego co pozwala na uniknięcie oscylacji charakterystycznych dla układów ze sprzężeniem zwrotnym. Dodatkową zaletą wzmacniacza cyfrowego jest całkowity brak zniekształceń intermodulacyjnych, których występowanie w przypadku wzmacniacza analogowego stanowi ich poważną wadę.

W toku dalszych prac główny nacisk będzie położony na opracowanie efektywnych UKSK wyższych rzędów pozwalających na uzyskanie większego odstępu sygnału od zakłóceń.

5. LITERATURA

- [1] Sozański K., Strzelecki R., Fedyczak Z.: Digital Control Circuit for Class-D Audio Power Amplifier, Power Electronics Specialists Conference, PESC'2001, Vancouver, 2001.
- [2] Dąbrowski A.: Sozański K.: Implementation of Multirate Modified Wave Digital Filters Using Digital Signal Processors, XXI Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, KKTUIE98, Poznań, 1998.
- [3] Fettweis A.: Modified Wave Digital Filters for Improved Implementation by Commercial Digital Signal Processors, Signal Processing 16, Elsevier Science Publishers B.V. (North-Holland), 1989.
- [4] Sozański K.: Projektowanie i badanie banków filtrów cyfrowych realizowanych za pomocą procesorów sygnałowych, Rozprawa Doktorska, Politechnika Poznańska, Wydział Elektryczny, Poznań, 1999.