

**Daniel KRÓL**

PAŃSTWOWA WYŻSZA SZKOŁA ZAWODOWA W TARNOWIE, INSTYTUT POLITECHNICZNY

**Generowanie i akwizycja sygnałów testowych w metodach pomiarowych elementów toru audio**

Mgr inż. Daniel KRÓL

Urodzony w 1980 roku w Rzeszowie. Absolwent wydziału EAIiE Akademii Górniczo-Hutniczej. Studia na kierunku Automatyka i Robotyka ukończył w 2006 roku. Jest zatrudniony na stanowisku asystenta w Instytucie Politechnicznym w Państwowej Wyższej Szkole Zawodowej w Tarnowie. Zainteresowania naukowe dotyczą cyfrowego przetwarzania sygnałów, metod diagnostycznych w technice audio oraz automatycznego rozpoznawania mowy. Specjalista Izby Rzeczoznawców SEP w zakresie Elektroakustyka oraz Automatyki i Techniki Pomiarowa.



e-mail: danielkrol@poczta.onet.pl

**Streszczenie**

W artykule przedstawiono wyniki badań, dotyczących wpływu sposobu generowania oraz akwizycji sygnałów testowych na dokładność metod pomiarowych elementów toru audio. Sygnał testowy generowano za pomocą efektywnej metody MLS (*Maximum Length Sequence*). Do pełnego wykorzystania jej zalet muszą jednak zostać spełnione określone wymagania odnośnie przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych. W badaniach wykorzystano przetworniki z modulacją Sigma-Delta oraz typu SAR (*Successive Approximation Register*). W artykule zaprezentowano analizę porównawczą wyników otrzymanych w eksperymentach z wykorzystaniem dwóch torów pomiarowych bazujących na różnych typach przetworników.

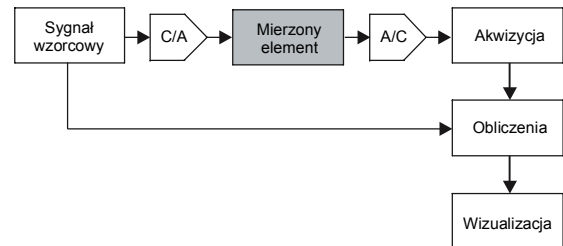
**Słowa kluczowe:** metody pomiarowe, przetworniki, A/C, C/A, MLS**Generating and acquisition of test signals in measuring methods of audio devices****Abstract**

This paper describes research results concerning influence of generating and acquisition test signals in precision measurements methods of audio devices. The test signal was generated by effective algorithm MLS (*Maximum Length Sequence*). However for full take advantage of MLS algorithm, specified requirements must be fulfilled regarding of analog-to-digital and digital-to-analog converters. In research was used converters with Sigma-Delta modulation and SAR (*Successive Approximation Register*) type. Superior performance of the SAR analog to digital converters over Sigma Delta ones has been shown.

**Keywords:** measurement technology, converters, ADC, DAC, MLS**1. Wstęp**

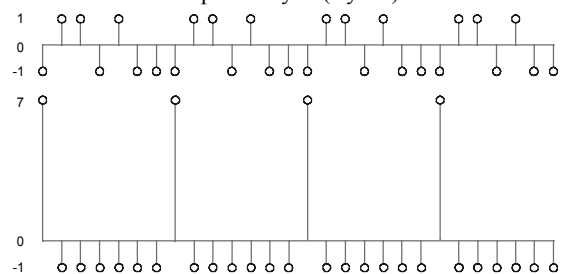
Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe są najważniejszym ogniwem łączącym analogowy świat z cyfrowymi procesorami sygnałowymi. Przede wszystkim od jakości zastosowanych przetworników zależy dokładność odwzorowania analogowego sygnału w postaci cyfrowej. Komputerowe systemy pomiarowe wykorzystują przetworniki cyfrowo-analogowe do generowania sygnału wzorcowego, który podawany jest na wejście mierzonego elementu. Z kolei przetworniki analogowo-cyfrowe służą do zamiany odpowiedzi tego elementu na reprezentację cyfrową, możliwą do akwizycji w pamięci i obróbki w procesorze sygnałowym (Rys. 1). Podstawowymi parametrami przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych są rozdzielczość i szybkość

przetwarzania. Klasyczne metody wykorzystywane do pomiarów charakterystyk urządzeń audio bazują na sygnałach sinusoidalnych, jednak nie umożliwiają one uzyskania pełnej informacji o mierzonym obiekcie.



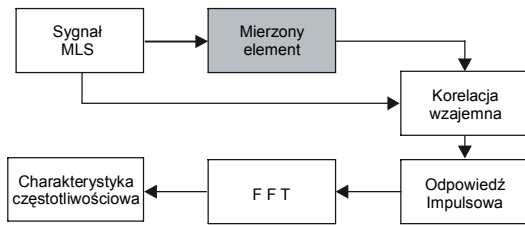
Rys. 1. Schemat blokowy systemu pomiarowego audio  
Fig. 1. Block diagram of audio measurement system

Niedoskonałości metod pomiarowych bazujących na generacji i akwizycji sygnałów sinusoidalnych wymusiły wprowadzenie doskonalszych narzędzi jakimi są metody wykorzystujące pomiar odpowiedzi impulsowej obiektu. Jedną z metod bazujących na pomiarze odpowiedzi impulsowej, jest metoda oparta na algorytmie MLS (*Maximum Length Sequence*). Implementacja algorytmu MLS w komputerowych systemach pomiarowych umożliwia wyznaczenie odpowiedzi impulsowych oraz charakterystyk częstotliwościowych urządzeń takich jak: wzmacniacze, zespoły głośnikowe, zespoły filtrów a nawet parametry akustyczne pokoju odsłuchowego. Dodatkowo pomiar odpowiedzi impulsowej umożliwia modelowanie transmitancji obiektów a co za tym idzie wykorzystanie ich w symulacjach komputerowych. Przykładem jest grupa programów CAD (*Computer Aided Design*) służących do projektowania zespołów głośnikowych przy wykorzystaniu modeli rzeczywistych głośników i zespołów filtrów. Końcowy efekt symulacji komputerowej zależy przede wszystkim od dokładności użytych modeli, a ta z kolei od dokładności pomiaru parametrów obiektu rzeczywistego. Sekwencja MLS  $[1 \div 6]$  jest szumem pseudolosowym o dwóch wartościach 1 oraz  $-1$ . Autokorelacja ciągu MLS o długości  $M$ , daje w wyniku  $M$  dla pierwszego elementu oraz  $-1$  dla elementów pozostałych (Rys. 2).



Rys. 2. Sygnał MLS o długości  $M=7$  (góra) i jego funkcja autokorelacji (dół)  
Fig. 2. Autocorrelation of MLS for  $M=7$

Sygnał MLS z wyjścia badanego urządzenia jest korelowany z oryginalną sekwencją podawaną na wejście tego obiektu (Rys. 3). W wyniku korelacji wzajemnej uzyskuje się odpowiedź impulsową urządzenia [2]. Ponieważ wyznaczanie korelacji wzajemnej jest procesem złożonym obliczeniowo, w celu redukcji operacji stosuje się transformację Hadamarda [7, 8]. Transformacja Hadamarda umożliwia szybką realizację korelacji o złożoności obliczeniowej  $n \log_2 n$ .



Rys. 3. Schemat blokowy algorytmu MLS  
Fig. 3. Block diagram of MLS algorithm

Obliczona odpowiedź impulsowa transformowana jest z dziedziny czasu do dziedziny częstotliwości za pomocą szybkiej transformaty Fouriera FFT. Po tej operacji możliwa jest wizualizacja charakterystyki amplitudowej, fazowej oraz modułu impedancji w funkcji częstotliwości, a także wykresu Nyquista na płaszczyźnie zespolonej.

## 2. Przedstawienie problemu

W technice audio najczęściej stosowane są przetworniki A/C i C/A, oparte na modulacji Sigma-Delta. Ten typ przetworników bardzo dobrze przetwarza przebiegi sinusoidalne, jakimi są sygnały audio. Sekwencja MLS jest binarnym sygnałem pseudo losowym. Na wyjściu przetwornika C/A sygnał MLS posiada cechy fali prostokątnej (Rys. 4). Specyfika takiego sygnału wymaga od toru pomiarowego dokładnego przeniesienia wysokich harmonicznych oraz sygnałów impulsowych.

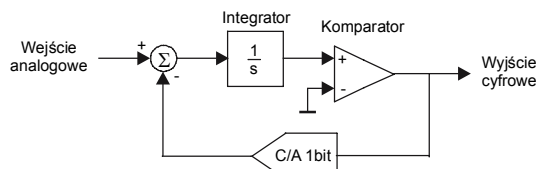


Rys. 4. Sygnał MLS na wyjściu przetwornika C/A  
Fig. 4. MLS signal on DAC output

Zdecydowana większość komercyjnych systemów pomiarowych opartych na algorytmie MLS, wykorzystuje w torze pomiarowym konwertery A/C i C/A typu Sigma-Delta. Celem eksperymentu jest porównanie parametrów takiego rozwiązania z urządzeniem zaprojektowanym specjalnie pod kątem implementacji algorytmu MLS.

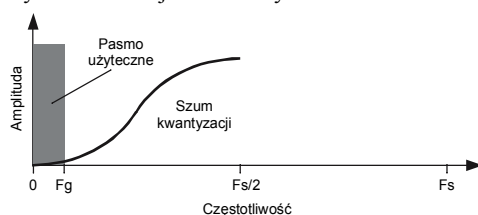
### 2.1. Przetworniki Sigma Delta

Technika Sigma-Delta bazuje na nadpróbkowaniu sygnału, kształtowaniu szumu kwantyzacji oraz decymacji strumienia jednobitowego.



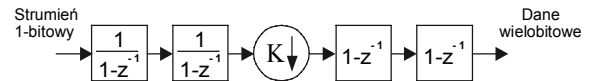
Rys. 5. Schemat blokowy modulatora Sigma-Delta  
Fig. 5. Block diagram of Sigma-Delta modulator

Modulator Sigma-Delta (Rys. 5) zamienia analogowy sygnał wejściowy na strumień jedno bitowy.



Rys. 6. Kształtowanie szumu kwantyzacji w przetworniku Sigma-Delta  
Fig. 6. Noise Shaping in Sigma-Delta ADC

Dzięki znacznemu nadpróbkowaniu modulatora (najczęściej  $64 \div 256$  razy) możliwe jest przesunięcie szumu kwantyzacji [9] poza pasmo użyteczne (Rys. 6) które ograniczone jest częstotliwością graniczną  $F_g$  filtra decymatora. Jedno-bitowy strumień z modulatora Sigma-Delta jest poddawany decymacji w filtrze decymatora, który najczęściej realizowany jest w postaci struktury CIC (Cascaded Integrator Comb) [12], przedstawionej na rysunku 7. Na wyjściu decymatora otrzymuje się dane wielobitowe o częstotliwości próbkowania  $K$ -razy mniejszej niż strumień wejściowy.

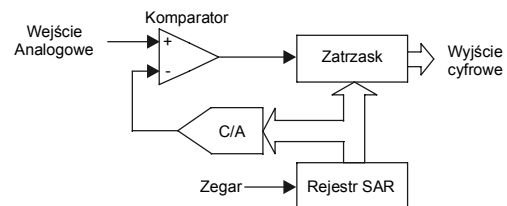


Rys. 7. Schemat blokowy filtra decymującego CIC drugiego rzędu  
Fig. 7. Block diagram of second order CIC decimation filter

Rozdzielczość przetworników Sigma-Delta dochodzi do 24 bitów. W celu poprawy kształtowania szumu kwantyzacji stosuje się modulatory wyższego rzędu z kilkoma integratorami [10] oraz modulatory wielobitowe [11]. Wadą przetworników Sigma-Delta jest generowanie oscylacji przy przetwarzaniu składowych stałych oraz sygnałów o stromych zboczach.

### 2.2. Przetworniki typu SAR

Przetworniki SAR (*Successive Approximation Register*) działają na zasadzie porównywania napięcia wejściowego z napięciem wytwarzanym przez wewnętrzny przetwornik C/A (Rys. 8).

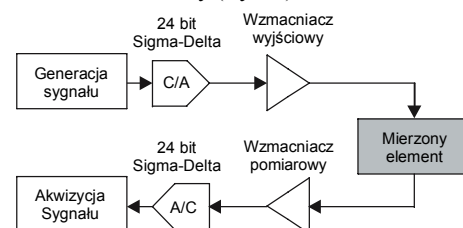


Rys. 8. Schemat blokowy przetwornika A/C z rejestrem SAR  
Fig. 8. Block diagram of SAR AD converter

Zastosowanie rejestru kolejnych przybliżeń (SAR) umożliwia przetworzenie sygnału analogowego na próbkę  $n$ -bitową w  $n$ -krokach. Rozdzielczość przetworników z sukcesywną aproksymacją sięga 18 bitów [13]. Podstawowym problemem występującym w analogowo-cyfrowych przetwornikach SAR jest konieczność uzyskania wysokiej liniowości wewnętrznego przetwornika C/A, a co za tym idzie wysoki koszt produkcji układów o rozdzielczości powyżej 10 bitów.

## 3. Eksperymenty

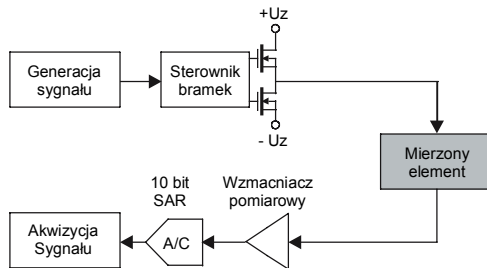
W eksperymencie dokonano analizy porównawczej dwóch torów pomiarowych. W pierwszym przypadku użyto przetworników A/C i C/A z wielobitowymi modulatorami Sigma-Delta o rozdzielczości 24 bity (Rys. 9).



Rys. 9. Schemat blokowy typowego toru pomiarowego audio  
Fig. 9. Block Diagram of typical audio measurement path

Drugi tor pomiarowy, zaprojektowano specjalnie dla algorytmu MLS. Jako przetwornik A/C zastosowano 10 bitowy konwerter

z rejestrów SAR. Ponieważ sekwencja MLS jest sygnałem dwu stanowym zamiast przetwornika C/A i wzmacniacza analogowego zastosowano cyfrowy stopień mocy na tranzystorach MOSFET (Rys. 10). Stopień mocy zasilany jest napięciem stabilizowanym. Takie rozwiązanie gwarantuje dokładne odtwarzanie przebiegów prostokątnych. Brak ujemnego sprzężenia zwrotnego zapobiega powstawaniu oscylacji w przebiegach o stromych zboczach oraz ich dużą szybkość narastania.

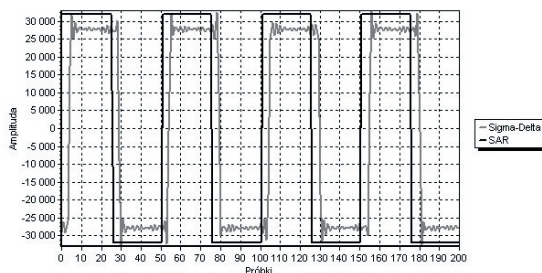


Rys. 10. Schemat blokowy toru pomiarowego dla analizy MLS  
Fig. 10. Block diagram of measurement path for MLS analysis

W obydwu przypadkach częstotliwość próbkowania sygnału wynosiła 48 kHz. Dane wejściowe dla analizy MLS z przetworników analogowo-cyfrowych zostały znormalizowane do przedziału  $-1 \div 1$ .

### 3.1. Generowanie oraz akwizycja fali prostokątnej

Porównanie przetworników A/C polegało na podaniu na ich wejścia fali prostokątnej o częstotliwości z zakresu 12 Hz do 24 kHz z generatora sygnałowego. Częstotliwość próbkowania przetworników wynosiła 48 kHz. Przetwornik Sigma-Delta wykorzystany w eksperymencie pracował ze 128-krotnym nadpróbkowaniem (częstotliwość modulatora 6.144 MHz). Na rysunku 11 pokazano falę prostokątną, o częstotliwości 960 Hz, zarejestrowaną przetwornikami obydwu typów. Przetwornik SAR dokładnie odwzorował sygnał prostokątny, natomiast przetwornik Sigma-Delta wprowadził oscylacje do konwertowanego sygnału.

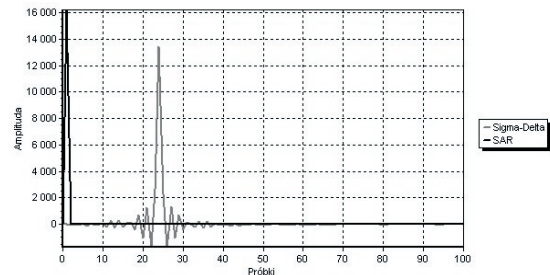


Rys. 11. Akwizycja sygnału fali prostokątnej  
Fig. 11. Square wave signal acquisition

Porównanie przetwornika C/A i stopnia cyfrowego polegało na wygenerowaniu fali prostokątnej w systemie i obserwacji na oscyloskopie. Sygnał generowany przez przetwornik C/A z modulatorem Sigma-Delta posiadał oscylacje podobne jak na rysunku 11, podczas gdy układ z kluczem cyfrowym generował sygnał bez zniekształceń.

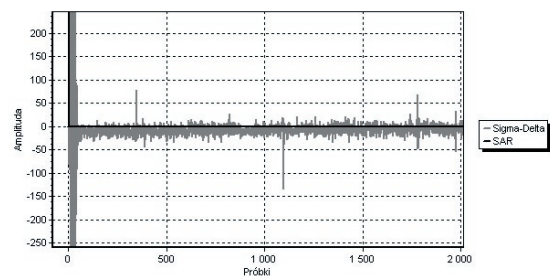
### 3.2. Porównanie charakterystyk torów pomiarowych

Rysunki 12 i 13 przedstawiają impuls powstały w wyniku korelacji wzajemnej sekwencji MLS o długości  $M=16383$  z wyjściem systemu pomiarowego. Tor z przetwornikiem A/C typu SAR generuje w pierwszym elemencie wektora impuls o wartości  $M$  oraz wartości  $-1$  dla pozostałych elementów.



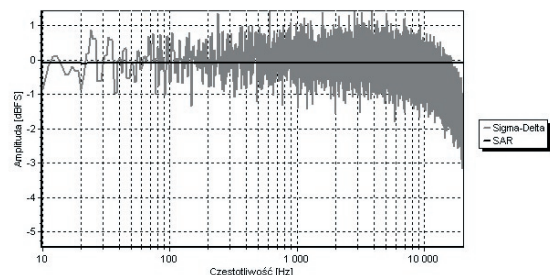
Rys. 12. Odpowiedź impulsowa torów pomiarowych  
Fig. 12. Impulse response of measurement paths

W przypadku toru z konwerterami Sigma-Delta widoczny jest wpływ oscylacji wprowadzanych do sekwencji MLS przez przetworniki A/C i C/A.



Rys. 13. Błędy korelacji spowodowane oscylacjami w przetworniku A/C  
Fig. 13. Correlation errors produced by oscillations in ADC

Porównanie charakterystyk częstotliwościowych obydwu torów zostało pokazane na rysunku 14.

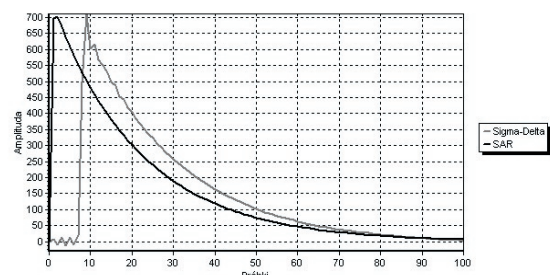


Rys. 14. Charakterystyka częstotliwościowa torów pomiarowych  
Fig. 14. Frequency response of measurement paths

Charakterystyka częstotliwościowa toru pomiarowego bazującego na przetwornikach Sigma-Delta jest silnie zaszumiona i nieliniowa (powyżej 10 kHz widoczny spadek amplitudy), podczas gdy użycie konwertera SAR daje linię prostą w całym paśmie.

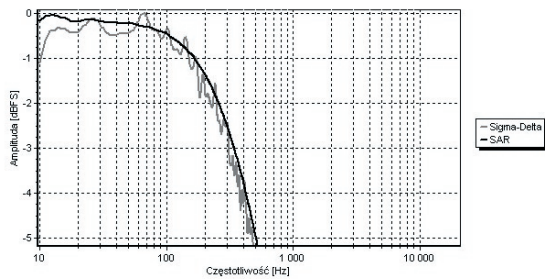
### 3.3. Pomiar charakterystyki filtrów

W celu przejrzystego zobrazowania problemu do analizy porównawczej wybrano dwa filtry RC pierwszego rzędu.



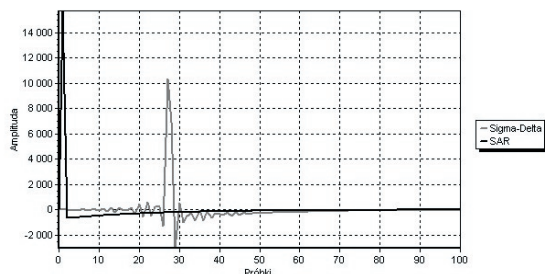
Rys. 15. Odpowiedź impulsowa filtra dolnoprzepustowego  
Fig. 15. Impulse response of low-pass filter

Odpowiedź impulsowa filtru dolnoprzepustowego (Rys. 15) jest wyraźnie zdeformowana przez oscylacje generowane w przetwornikach Sigma-Delta.



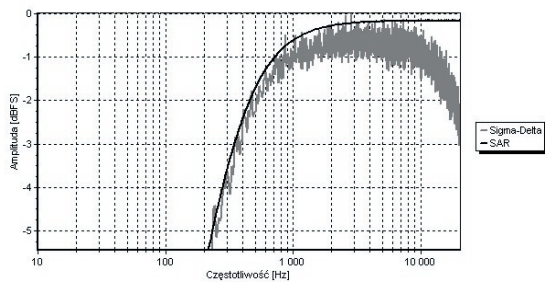
Rys. 16. Charakterystyka częstotliwościowa filtru dolnoprzepustowego  
Fig. 16. Frequency response of low-pass filter

Charakterystyka częstotliwościowa (Rys. 16) tego samego filtru jest zaszumiona. Na rysunku 17 pokazano porównanie pomiaru odpowiedzi impulsowej filtru górnoprzepustowego obydwo torami pomiarowymi.



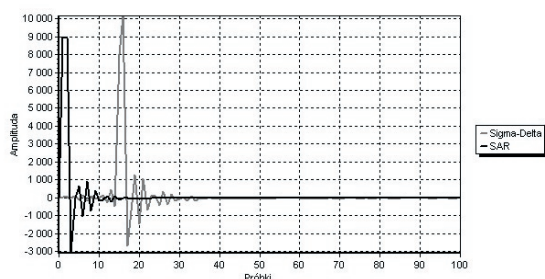
Rys. 17. Odpowiedź impulsowa filtru górnoprzepustowego  
Fig. 17. Impulse response of high-pass filter

Charakterystyka częstotliwościowa filtru górnoprzepustowego (Rys. 18) zmierzona przy użyciu przetworników Sigma-Delta jest zaszumiona i dodatkowo widać wpływ nierównomierności charakterystyki przetwarzania toru powyżej 10kHz.



Rys. 18. Charakterystyka częstotliwościowa filtru górnoprzepustowego  
Fig. 18. Frequency response of high-pass filter

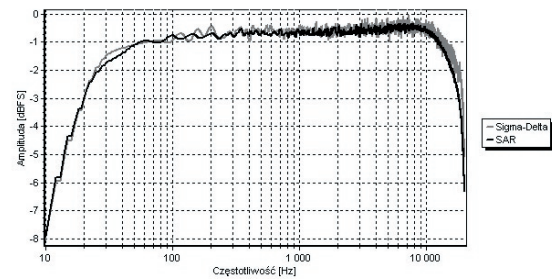
### 3.4. Pomiar charakterystyki wzmacniacza



Rys. 19. Odpowiedź impulsowa wzmacniacza audio  
Fig. 19. Impulse response of audio amplifier

Wyniki pomiaru odpowiedzi impulsowej (Rys. 19) oraz charakterystyki częstotliwościowej (Rys. 20) przykładowego

wzmacniacza audio, pokazują że zakłócenia generowane przez przetworniki Sigma-Delta maskują znaczną część informacji o badanym urządzeniu.



Rys. 20. Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza audio  
Fig. 20. Frequency response of audio amplifier

## 4. Wnioski końcowe

Podstawową wadą komputerowych systemów pomiarowych wykorzystujących przetworniki Sigma-Delta jest generowanie oscylacji przy przetwarzaniu przebiegów o stromych zboczach. Konsekwencją są błędy w wyznaczeniu odpowiedzi impulsowej. Przeprowadzone eksperymenty wykazały że implementacja algorytmu MLS na specjalizowanym sprzęcie pomiarowym opartym na 10 bitowym przetworniku A/C z rejestrem SAR daje większą dokładność pomiaru niż użycie 24 bitowych konwerterów Sigma-Delta. Dodatkowo zastosowanie cyfrowego stopnia mocy zamiast przetwornika C/A i wzmacniacza analogowego, upraszcza budowę urządzenia oraz znacznie poprawia parametry generowanego sygnału. W przyszłości planuje się opracowanie i przebadanie toru pomiarowego bazującego na 18 bitowym przetworniku A/C typu SAR.

## 5. Literatura

- [1] Berman, J. M. and L. R. Fincham, "The Application of Digital Techniques to the Measurement of Loudspeakers", J. Audio Eng. Soc., vol. 25, 6/77, p. 370.
- [2] Rife, Douglas D. and John Vanderkooy, "Transfer-Function Measurement with Maximum-Length Sequences", J. Audio Eng. Soc., vol. 37, 6/89, p. 419.
- [3] Fincham, L. R., "Refinements in the Impulse Testing of Loudspeakers", J. Audio Eng. Soc., vol. 33, 3/85, p. 133.
- [4] Borish, Jeffrey and James B. Angell, "An Efficient Algorithm for Measuring the Impulse Response Using Pseudorandom Noise", J. Audio Eng. Soc., vol. 31 7/83, p. 478
- [5] W.T. Chu, "Impulse response and Reverberation Decay measurements made by using a periodic pseudorandom sequence", Applied Acoustics, vol. 29, pp. 193-205 (1990).
- [6] J. Vanderkooy, "Aspects of MLS measuring systems", JAES vol. 42, n. 4, 1994 April, pp. 219-231.
- [7] H. Alrutz, M.R. Schroeder, "A fast Hadamard transform method for evaluation of measurements using pseudorandom test signals" Proc. of 11th International Congress on Acoustics, Paris, 6, pp. 235-238.
- [8] E. Mommertz, S. Muller, "Applying the inverse fast Hadamard transform to improve MLS-measurements", Proc. of ICA95 (International Conference on Acoustics), Trondheim (Norway) 26-30 June 1995, vol. IV, pp. 127-130.
- [9] R.M. Gray "Quantization noise in DeltaSigma A/D converters," Chapter 2 of Delta-Sigma Data Converters, edited by S. Norsworthy, R. Schreier, and G. Temes, IEEE Press, 1997, pp. 44-74.
- [10] N. T. Thao, "Overview on a new approach to one-bit n-th order sigma-delta modulation," in Proc. ISCAS, 2001.
- [11] J.G. Kenney, L. R. Carley, "Design of Multibit Noise Shaping Data Converters", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 3, pp. 259-272, 1993.
- [12] A. Y. Kwentus, Z. Jiang, and A. N. Wilson, Jr. Application of filtersharping to cascaded integrator-comb decimation filters. IEEE Transactions on Signal Processing, 45(2):457-467, 1997.
- [13] Analog Devices "18-Bit 500 kSPS PulSAR Unipolar ADC with Reference" Analog Devices Data Sheet 2003.