

**Paweł TURCZA**

KATEDRA METROLOGII (AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA)

**Stanowisko do badania i pomiarów parametrów transmisji wielonośnej z prekompensacją przeników zdalnych****Dr inż. Paweł TURCZA**

Absolwent kierunków Informatyka i Elektronika Wydziału EAIiE Akademii Górniczo-Hutniczej. Związany zawodowo z AGH od 1993 roku, tytuł doktora w dyscyplinie Elektronika uzyskał w roku 2001. Zajmuje się algorytmami przetwarzania sygnałów w zastosowaniach telekomunikacyjnych i pomiarowych oraz metodami ich efektywnej implementacji.

e-mail: turcza@agh.edu.pl

**Streszczenie**

Artykuł prezentuje wykonane stanowisko do badania i pomiarów parametrów transmisji wektorowej w systemie ADSL. Pozwala ono na sprzętową realizację transmisji wektorowej w kierunku od centrali do abonenta z użyciem 4 linii ADSL. Taki typ transmisji pozwala na prekompensację przeników występujących podczas transmisji w kablu wieloparowym.

**Słowa kluczowe:** Modulacja wielonośna, modem ADSL, przeniki zdalne

### Measurement system for parameters evaluation of multi tone modulation with far-end crosstalk precompensation

**Abstract**

The paper describes system for evaluation and parameters measurement of vectorized ADSL transmission. Downstream transmission using 4 lines in vectored mode in ADSL standard is supported. Vectored transmission enables precompensation of crosstalk occurring between neighboring pairs in data cable.

**Keywords:** Multicarrier modulation, ADSL modem, far-end crosstalk

**1. Wprowadzenie**

Jednym z bardziej szkodliwych zjawisk występujących w wieloparowych, wieloużytkownikowych systemach transmisji przewodowej typu ADSL/VDSL są przeniki między sąsiednimi parami skrętki w kablu. W klasycznej architekturze ADSL [1, 2] z wieloma użytkownikami problem przeników jest rozwiązywany poprzez stosowanie statycznych masek dopuszczalnych gęstości widmowych transmitowanych sygnałów. Takie podejście zakłada najgorszy przypadek sprzężenia elektromagnetycznego i choć nie jest najefektywniejsze to pozwala na ustalenie takiego rozkładu mocy nadajników w funkcji częstotliwości, dla każdego z systemów transmisyjnych, który umożliwi ich współistnienie przy założonej szybkości transmisji.

Znacznie efektywniejsze są systemy wyposażone w mechanizm dynamicznego zarządzania widmem mocy DSM (*Dynamic Spectrum Management*) [3]. Ponieważ mechanizm ten został wprowadzony dość późno występuje on w trzech wariantach różniących się stopniem skuteczności i wymaganej koordynacji pomiędzy modemami pracującymi w systemie.

Algorytmy DSM o niskim stopniu koordynacji modemów opierają swoje działanie na ciągłej estymacji widma mocy zakłóceń (przeników) i charakterystyki tłumienia kanału. Na tej

podstawie wyznaczany jest stosunek sygnał-szum (SNR) dla poszczególnych kanałów i dokonywana jest optymalna alokacja mocy i bitów dla poszczególnych nośnych [4, 5].

Największy wzrost przepustowości można uzyskać stosując synchroniczną transmisję wektorową [6, 7], wymagającą najwyższego poziomu DSM-3 koordynacji. W takich warunkach możliwa jest redukcja przeników zdalnych (FEXT) poprzez prekompensację [8, 9]. Podczas tej procedury cała wiązka przewodów traktowana jest jako jeden kanał typu MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*) i algorytm maksymalizuje łączną przepustowość całego toru.

W niniejszej pracy przedstawiono opracowane i wykonane stanowisko do badania i pomiaru parametrów transmisji wektorowej w systemie ADSL. Pozwala ono na sprzętową realizację transmisji wektorowej w kierunku od centrali do abonenta z użyciem 4 linii ADSL. Taka liczba linii wystarcza do oceny zysku wynikającego z użycia transmisji wektorowej oraz pozwala na realizację całości stanowiska w oparciu o jeden szybki procesor sygnałowy TMS320C6416T firmy *Texas Instruments*, taktowany zegarem 1GHz. Ponieważ prekompensacja przeników wymaga synchronicznej pracy wszystkich nadajników ADSL oraz specjalnej, równoczesnej modyfikacji wszystkich transmitowanych sygnałów w oparciu o wyznaczoną transmitancję kanału wektorowego (MIMO) realizacja tych zadań na przedstawionym w pracy jednoprocessorowym stanowisku jest o wiele łatwiejsza i atrakcyjniejsza niż implementacja wieloprocessorowa.

W poszczególnych punktach artykułu omówiono kolejno: model systemu ADSL, model transmisji w kablu wieloparowym, liniową prekompensacji przeników FEXT oraz zaproponowaną architekturę systemu. W końcowej części artykułu przedstawiono osiągnięte parametry zrealizowanego systemu. Artykuł zamykają wnioski końcowe.

**2. Model systemu ADSL**

Miedziana skrętka telefoniczna wykorzystywana obecnie również do szybkiej transmisji danych charakteryzuje się bardzo długą odpowiedzią impulsową, znaczną zmiennością tłumienia w funkcji częstotliwości oraz możliwością występowania silnych interferencji wąskopasmowych. Efektywne wykorzystanie takiego medium do transmisji danych wymaga zastosowania tzw. modulacji wielonośnej. Taki typ modulacji poprzez podział całego pasma transmisyjnego na wiele równoległych, wąskopasmowych subkanałów umożliwia osiągnięcie optymalnej przepustowości kanału transmisyjnego poprzez alokację stosownej ilości bitów do poszczególnych nośnych w zależności od ich stosunku sygnał/szum (SNR) [1].

Najczęściej stosowaną obecnie modulacją wielonośną jest modulacja wielotonowa DMT (*Discrete MultiTone*), w której operacja modulacji i demodulacji realizowana jest przy pomocy pary szybkich transformacji Fouriera (IFFT/FFT). Ten typ modulacji znany jest ze standardów ADSL i VDSL oraz OFDM [1, 2]. Wielką zaletą modulacji DMT jest efektywny algorytm korekcji kanału bazujący na twierdzeniu o splocie dla dyskretnej transformaty Fouriera. Twierdzenie to dotyczy jednak spłotu kołowego, a nie liniowego. Dlatego do transmitowanego sygnału dodaje się cykliczny prefiks [1] (patrz CP i  $\epsilon P$  na rys. 1), co umożliwia symulację spłotu kołowego przez spłot liniowy, faktycznie realizowany przez kanał transmisyjny. System DMT działający zgodnie z powyższym opisem przedstawia rys 1.

Równanie opisujące jego działanie ma postać

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{W} \mathbf{P}^{-1} (\mathbf{h} * (\mathbf{P} \mathbf{W}^{-1} \mathbf{X}) + \mathbf{n}) \quad (1)$$

gdzie  $(x*y)$  oznacza spłot  $x$  z  $y$ , tzn wektor, którego  $i$ -ty element jest równy  $\sum_j x(j) y(i-j)$ ,  $\mathbf{W}$  jest macierzą dyskretnej transformacji Fouriera, a

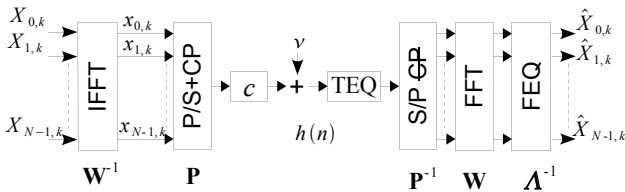
$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{P \times (N-P)} & \mathbf{I}_P \\ & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \quad \text{i} \quad \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times P} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}$$

są macierzami odpowiedzialnymi za wprowadzenie i usunięcie cyklicznego prefiksu CP (o długości  $P$ ) do/z transmitowanych danych (tworzących ramkę o długości  $N$  próbek). Macierz  $\mathbf{A}^{-1}$  jest diagonalną macierzą korektora FEQ,  $\mathbf{X}$  jest wektorem transmitowanych symboli,  $\mathbf{n}$  jest wektorem zakłóceń.

Jeśli długość odpowiedzi impulsowej kanału transmisyjnego  $h(n)$  nie przekracza długości ( $P$ ) cyklicznego prefiksu wprowadzanego przez układ serializatora (P/S) do transmitowanego sygnału, to na długości transmitowanego bloku, spłot sygnału z odpowiedzią impulsową kanału  $h(n)$  jest spłotem kołowym. Oznacza to, że macierz  $\mathbf{H}$  tego spłotu jest macierzą cyrkulacyjną i jako taka ma postać diagonalną w bazie Fouriera ( $\mathbf{H} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{W}$ ). W takim przypadku równanie (1) można zapisać w formie

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{W} ((\mathbf{W}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{W}) \mathbf{W}^{-1} \mathbf{X} + \mathbf{n})$$

Dodatkowy filtr korektora czasowego TEQ (rys. 1), dokonuje skrócenia efektywnej odpowiedzi impulsowej linii  $c(n)$ , co pozwala na używanie krótszego prefiksu i tym samym na zwiększenie przepustowości systemu [1].



Rys. 1. Schemat blokowy modemu ADSL  
Fig. 1. Block diagram of ADSL modem

### 3. Transmisja w kablu wieloparowym

W przypadku transmisji wieloużytkownikowej w kablu wieloparowym, wektor szumu  $\mathbf{n}$  występujący w równaniu (1) zawiera dodatkowo składowe pochodzące od przeników pomiędzy sąsiednimi parami przewodów w kablu. Składowa ta często jest składową dominującą. W systemie, w którym ramki danych poszczególnych użytkowników ( $K$ ) transmitowane są synchronicznie, równanie opisujące  $n$ -tą odebraną ramkę przez  $k$ -tego użytkownika (z uwzględnieniem przeników FEXT od pozostałych  $K-1$  użytkowników) może być zapisane w formie

$$\hat{\mathbf{X}}_n^k = (\mathbf{A}^k)^{-1} \mathbf{W} \mathbf{P}^{-1} \left( \sum_{m=1}^K \mathbf{h}^{k,m} * (\mathbf{P} \mathbf{W}^{-1} \mathbf{X}_n^m) + \mathbf{n}^k \right) \quad (2)$$

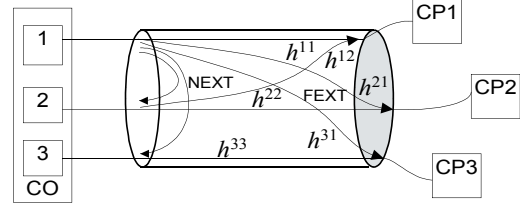
gdzie  $\mathbf{h}^{k,m} = [h^{k,m}(0), \dots, h^{k,m}(L_h)]^T$  jest odpowiedzią impulsową kanału łączącego  $m$ -ty nadajnik z  $k$ -tym odbiornikiem (rys. 2). Jeśli dodatkowo długości odpowiedzi impulsowych  $\mathbf{h}^{k,m}$  nie przekraczają długości cyklicznego prefiksu, to przeniki od różnych częstotliwości nośnych są do siebie ortogonalne – podobnie jak same nośne. Pozwala to na analizę równania (2) niezależnie dla poszczególnych nośnych. Z tego powodu wartości symboli odebranych przez użytkowników na  $i$ -tej nośnej są równe

$$\mathbf{X}_{i,n} = \mathbf{A}_i^{-1} (\mathbf{H}_i \mathbf{X}_{i,n} + \mathbf{N}_{i,n})$$

gdzie

$$\mathbf{X}_{i,n} = [X_{i,n}^1 X_{i,n}^2 \dots X_{i,n}^K]^T, \quad \hat{\mathbf{X}}_{i,n} = [\hat{X}_{i,n}^1 \hat{X}_{i,n}^2 \dots \hat{X}_{i,n}^K]^T$$

$X_{i,n}^k$  oznacza symbol transmitowany na  $i$ -tej nośnej przez  $k$ -ty modem, a  $\hat{X}_{i,n}^k$  symboli odebrany - odpowiadający  $X_{i,n}^k$ . Macierz  $[\mathbf{H}_i]_{k,m} = H_i^{k,m}$  jest macierzą wartości transmitacji kanału MIMO dla  $i$ -tej nośnej,  $[\mathbf{A}_i]_k = \lambda_i^k$  jest macierzą współczynników korektora FEQ dla  $i$ -tej częstotliwości nośnej, a  $\mathbf{N}_{i,n}$  jest wektorem próbek szumu po FFT.



Rys. 2. Kanał transmisyjny MIMO-DS  
Fig. 2. MIMO-DS transmission channel

### 4. Liniowa prekompensacja przeników

W rzeczywistości, poprawnie działającym kanale transmisyjnym poziom sygnału bezpośrednio odbieranego jest znacznie wyższy od poziomu przeników. Oznacza to, że macierz transmitacji kanału dla  $i$ -tej częstotliwości nośnej

$$[\mathbf{H}_i]_{k,m} = H_i^{k,m}, \quad i = 1, \dots, M$$

jest macierzą nieosobliwą o elementach dominujących umieszczonych na diagonalnej tj.

$$\forall_{k \neq m} |H_i^{k,k}| \gg |H_i^{k,m}| \quad (3)$$

Korzystając z tej własności można skonstruować prosty i efektywny prekompensator liniowy o macierzy [8, 9]

$$\mathbf{P}_i = \beta_i \mathbf{H}_i^{-1} \text{diag}(\mathbf{H}_i) \quad (4)$$

Łatwo sprawdzić, że taki sposób konstrukcji macierzy prekompensatora zapewnia całkowitą eliminację przeników FEXT czyniąc macierz kanału diagonalną

$$\mathbf{H}_i \mathbf{P}_i = \beta_i \text{diag}(\mathbf{H}_i)$$

Czynnik normalizujący  $\beta_i$  dobrany jest tak, aby nie dopuścić do wzrostu transmitowanej mocy sygnału na skutek prekompensacji [8] tzn.

$$\beta_i \|\mathbf{P}_i \mathbf{X}_i\|_{\text{row } k} \leq \|\mathbf{X}_i\|_{\text{row } k}$$

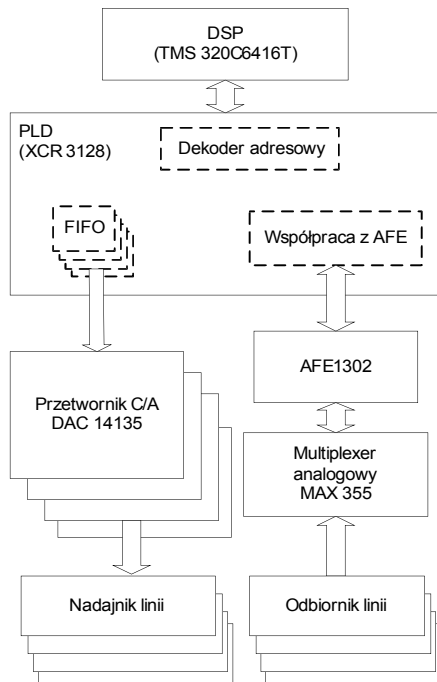
Ze względu na warunek (3) w praktyce  $\beta_i \approx 1$ .

#### 5.1. Architektura systemu

Ponieważ nadrzędnym celem projektu było sprawdzenie działania opracowanych algorytmów estymacji kanału wektorowego [10, 11] zdecydowano, że głównym kryterium wyboru architektury systemu powinna być łatwość ich implementacji i testowania. Dlatego zdecydowano, że jednostką sterującą będzie pojedynczy układ TMS320C6416. Wybór procesora TMS320C6416 został podjęty jego wysoką mocą obliczeniową (8000 MIPS) znaczną ilością (8 Mbit) pamięci RAM umieszczonej na strukturze układu oraz architekturą zoptymalizowaną pod kątem cyfrowego przetwarzania sygnałów. Niewątpliwą zaletą tego procesora jest również 64 kanałowy kontroler EDMA (*Enhanced Direct Memory Access*) zapewniający wydajną współpracę z urządzeniami peryferyjnymi.

Schemat blokowy zaprojektowanego systemu przedstawiono na rys 3. Można w nim wyróżnić dwa istotne bloki funkcjonalne: część cyfrową w skład której wchodzi wspomniany procesor sygnałowy wraz z elementami koniecznymi do jego poprawnej pracy, oraz część analogową przeznaczoną do nadawania i

odbioru sygnałów z linii telefonicznych wykonaną w oparciu o specjalizowane (dedykowane) układy scalone.



Rys. 3. Schemat blokowy systemu wektorowej transmisji standardu ADSL.  
Fig. 3. Block diagram of system for vectored ADSL transmission

W części cyfrowej wykorzystano moduł uruchomieniowy procesora TMS320C6416 oferowany przez producenta, zawierający oprócz procesora szereg narzędzi ułatwiających uruchamianie układu. Zastosowany moduł pozwala również na bezpośredni dostęp do magistral procesora DSP. Ponieważ układy wejścia/wyjścia umieszczone są w przestrzeni adresowej procesora, procesor DSP współpracuje z układami peryferyjnymi przez magistrale równoległą przeznaczoną do obsługi pamięci (EMIFA). Współpracę z układami peryferyjnymi zrealizowano w oparciu o układ XCR3128 firmy XILINX należący do grupy układów CPLD o niskim poborze mocy. Układ posiada 128 programowalnych makrokomórek oraz interfejs JTAG pozwalający na szybkie dokonywanie zmian oprogramowania bez konieczności demontażu prototypu. W układzie tym zrealizowano dekodery adresowy, układ sterujący przetwornikami DAC oraz moduł odpowiedzialny za sterowanie torom odbiorczym opartym o układ AFE 1302.

Schemat blokowy ilustrujący współpracę układu XCR3128 z układem AFE1302 przedstawiono na rys. 4. Pierwszy z układów dokonuje konwersji strumienia danych generowanych przez układ przetwornika do formatu akceptowanego przez magistrale pamięci zewnętrznej procesora DSP, oraz odpowiada za zaprogramowanie rejestru sterującego układu, umożliwiając m.in. sterowanie wzmocnieniem toru odbiorczego i przełączaniem wzmacniaczy odbiorczych linii. Do zadań układu XCR3128 należy również sterowanie multiplexerem analogowym służącym do przełączania torów odbiorczych.

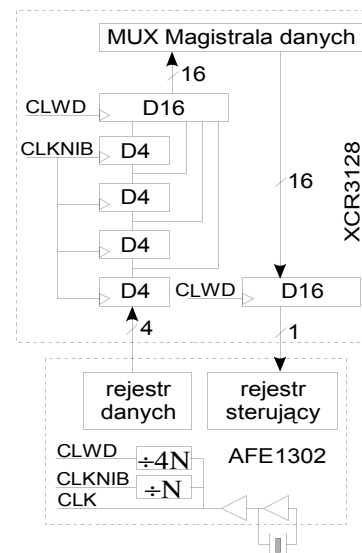
Do współpracy z przetwornikami DAC użyto rejestrów zatraskowych (zrealizowanych w układzie XCR3128), które wraz z rejestrami wbudowanymi w przetworniki tworzą kolejkę FIFO kompensującą opóźnienia jakie występują pomiędzy zgłoszeniem żądania wykonania transferu przez układ DMA, a faktycznym czasem jego realizacji.

Cześć analogową systemu zbudowano w oparciu o zestaw specjalizowanych układów scalonych firm *Texas Instruments* oraz *National Semiconductors*. W części nadawczej zastosowano cztery 14-bitowe przetworniki analogowo-cyfrowe DAC14135 o częstotliwości próbkowania do 135 MHz. Tak wysoka częstotliwość próbkowania pozwala na zastosowanie operacji

nadpróbkowania i w ten sposób uzyskania redukcji wymagań co do analogowych filtrów rekonstruujących. Filtry te zrealizowano jako aktywne filtry dolnoprzepustowe w układzie Butterwortha o częstotliwości granicznej 2,2 MHz.

System do transmisji wektorowej w standardzie ADSL powinien pracować w paśmie do 1,1 MHz dla linii transmisyjnych o impedancji 100  $\Omega$ . Poziom gęstości widmowej mocy transmitowanego sygnału powinien wynosić  $-40$  dBm/Hz. Ponieważ sygnały przesyłane z modulacją wielotonową charakteryzują się wysokim współczynnikiem szczytu o wartościach rzędu 5,5 dlatego poprawna transmisja sygnału o założonych parametrach wymaga zastosowania wzmacniaczy operacyjnych o wysokim napięciu zasilania. W związku z tym powszechną praktyką jest budowanie wzmacniaczy linii w oparciu o układ mostkowy, obciążony transformatorem podwyższającym napięcie. W projekcie zastosowano wzmacniacze operacyjne THS 6092 firmy *Texas Instruments*, współpracujące z transformatorem ADSL 50702 firmy *Midcom* o przekładni 1:2.

Tor odbiorczy systemu składa się z zespołu wzmacniaczy wstępnych, zbudowanych na układzie THS6062, multiplexera analogowego 4x1 typu MAX355 oraz specjalizowanego układu scalonego AFE1302. Układ ten łączy w sobie funkcjonalność wzmacniacza o regulowanym wzmocnieniu, 16 bitowego przetwornika analogowo-cyfrowego (o częstotliwości próbkowania 2,2 MHz) i układu odtwarzania przebiegu zegarowego.



Rys. 4. Współpraca układów AFE1302 i XCR3128  
Fig. 4. Cooperation of AFE1302 and XCR3128

## 5.2. Oprogramowanie systemu

W implementacji oprogramowania systemu wykorzystano optymalizowane procedury szybkiej transformacji Fouriera (FFT i IFFT) dostarczane przez firmę *Texas Instruments*. Operację wyznaczania macierzy odwrotnej, potrzebną do wyznaczenia macierzy prekompensatora FEXT (4), zaimplementowano w oparciu o procedury *Numerical Recipes in C* [12]. Wykorzystano, po wcześniejszej rozbudowie o możliwość operacji na liczbach zespolonych, procedury *ludcmp* oraz *lubksb*, wyznaczające w sposób efektywny odwrotność macierzy poprzez dekompozycję LU. Operację prekompensacji FEXT zaimplementowano z wykorzystaniem operacji całkowitoliczbowych, a więc natywnych dla zastosowanego procesora DSP. Ma to olbrzymi wpływ na możliwość pracy w czasie rzeczywistym, gdyż operacja ta wykonywana jest dla każdej transmitowanej ramki. Operacje śledzenia transmitancji kanału [10] zaimplementowano z użyciem operacji zmiennoprzecinkowych, co wynikało ze znacznego stopnia złożoności tego algorytmu oraz wymaganej dokładności

obliczeń. Choć zastosowany procesor DSP nie wspiera w sposób sprzętowy operacji zmiennoprzecinkowych, to jednak decyzja ta nie wpływa w znaczący sposób na wymaganą moc obliczeniową, gdyż operacja śledzenie nie jest wykonywana dla każdej transmitowanej ramki, a jedynie co pewien czas i dla wybranej linii transmisyjnej.

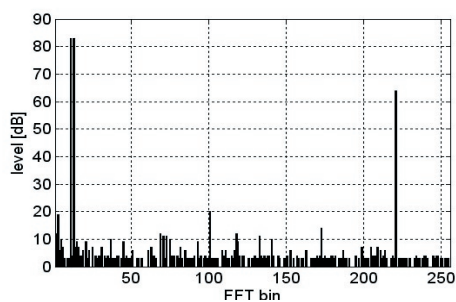
## 6. Wyniki pracy systemu

W celu oceny jakości pracy części sygnałowej systemu zaprogramowano układ nadajnika do transmisji sygnału złożonego z trzech przebiegów harmonicznycych o częstotliwościach  $2\pi k/N$ , gdzie  $k=10, 12, 220$ , a  $N=512$  jest długością ramki ADSL. Widmo odebranego sygnału przedstawiono na rys 5. Widać, że odstęp sygnał-szum wynosi ponad 70 dB, co jest dobrym wynikiem.

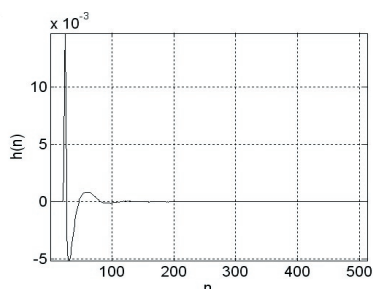
W kolejnym teście, zgodnie z procedurą [2] wyznaczono łączną odpowiedź impulsową kabla transmisyjnego typu XZTKMXP05 o długości 2,275km zwiniętego na szpuli w Katedrze Telekomunikacji AGH wraz z układem elektronicznym systemu. Wyznaczoną odpowiedź impulsową przedstawiono na rys 6. Na jej podstawie wyznaczono tłumienie linii, które wraz z tłumieniem przeników [2] przedstawiono na rys. 7. Korzystając z tych danych w ostatnim teście wyznaczono wartość sygnał-szum dla systemu w którym nośne od 90 do 120 poddane zostały operacji prekompensacji. Wyniki przedstawia rys. 8. Widać, że zabieg prekompensacji może poprawić wartość SNR o ok. 10 dB.

## 7. Wnioski końcowe

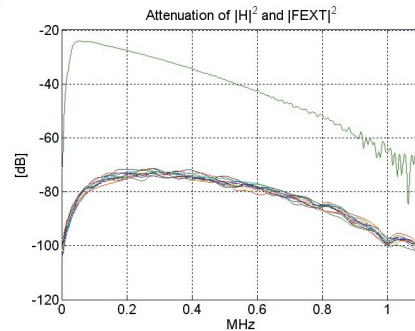
W artykule przedstawiono wykonane stanowisko do badania i pomiarów parametrów transmisji wektorowej w systemie ADSL z zastosowaniem bardzo szybkiego, stałoprzecinkowego procesora sygnałowego TMS320C6416T firmy *Texas Instruments*. Umożliwia ono synchroniczną transmisję danych na czterech liniach równocześnie. Przeprowadzone wstępne testy poprawności jego działania potwierdzają poprawność przyjętych założeń projektowych, trafności doboru poszczególnych elementów, ich wzajemnej konfiguracji i współdziałania oraz praktyczną użyteczność opracowanych algorytmów [10, 11].



Rys. 5. Widmo odebranego sygnału testowego  
Fig. 5. Spectrum of received test signal

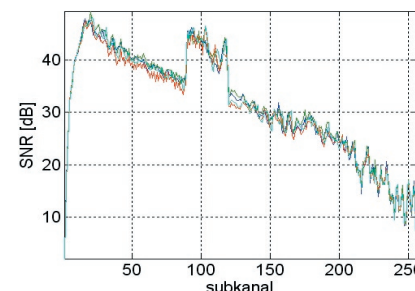


Rys. 6. Zmierzona wypadkowa (łącznie z elektroniką) odpowiedź impulsowa linii transmisyjnej XZTKMXP05 o długości 2,275 km zwiniętej na szpuli (KT AGH)  
Fig. 6. Joint impulse responses of electronic circuit and 2,275km length XZTKMXP05 transmission line



Rys. 7. Poziom tłumienia linii transmisyjnej XZTKMXP05 o długości 2,275 km wraz z poziomem przeników FEXT

Fig. 7. Insertion loss of direct (upper curves) and FEXT (lower curves) paths of MIMO channel



Rys. 8. SNR w poszczególnych kanałach częstotliwościowych dla czterech modemów DMT przy transmisji DS i prekompensacji nośnych o numerach 90 - 120  
Fig. 8. SNR in sub-bands for four DMT modems during DS transmission with precompensation on carriers 90 - 120

## 8. Literatura

- [1] J. A. Bingham, "ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation", *John Wiley & Sons*: New York, 2000.
- [2] Asymmetrical digital subscriber line (ADSL) transceivers, ITU Std. G.992.1, 1999.
- [3] Spectrum Management for Loop Transmission Systems, ANSI Std. T1.417, Issue 2, 2003.
- [4] R. Cendrillon, M. Moonen, J. Verliden, T. Bostoen, W. Yu, "Optimal Multi-user Spectrum Management for Digital Subscriber Lines", *IEEE Int. Conference on Communications*, Paris 2004.
- [5] E. Bogaert, T. Bostoen, J. Elsen, R. Cendrillon, M. Moonen, "DSM in practice: Iterative Water-Filling implemented on ADSL modems", *IEEE Int. Conference on Acoustics, Speech and Signal Proc.*, Montreal 2004.
- [6] G. Ginis, J. Cioffi, "Vectored Transmission for Digital Subscriber Line Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 1085-1104, June 2002.
- [7] J.M. Cioffi, "DSL Advances", *Dynamic Spectrum Management*, Prentice Hall, 2002.
- [8] R. Cendrillon, M. Moonen, J. Verlinden, T. Bostoen, G. Ginis, "Improved Linear Crosstalk Precompensation For DSL", *IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ICASSP-2004, Montreal.
- [9] R. Cendrillon, G. Ginis, M. Moonen, K. Van Acker, T. Bostoen, P. Vandaele, "Partial Crosstalk Precompensation in Downstream VDSL", *Signal Processing* 84(11), 2005.
- [10] P. Turcza, "Algorytmy SMART w estymacji transmitancji kanału MIMO dla potrzeb transmisji wektorowej xDSL z kompensacją przeników zdalnych", *Pomiary Automatyka Kontrola*, 10 Bis, 2006, str.35-40.
- [11] P. Turcza, "Low Complexity MIMO Channel Estimation for FEXT Precompensation in Vectored xDSL Systems", *14<sup>th</sup> European Signal Processing Conference, Eusipco '06*, Florence, Italy, 2006.
- [12] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, "Numerical Recipes in C", Cambridge University Press