

**Andrzej Borys**

Akademia Morska w Gdyni

## **OPIS TRANSMISJI W KANAŁACH NIELINIOWYCH Z UWZGLĘDNIENIEM SPOSOBU KODOWANIA**

*W artykule tym przedstawiono metodę opisu nieliniowych kanałów komunikacyjnych z wykorzystaniem szeregu Volterry dla sygnałów binarnych. Pokazano, jak taki opis wygląda w zależności od charakterystyk kanału, długości jego pamięci i wielkości występujących w nim nieliniowości oraz zastosowanego schematu kodowania. W szczególności omówiono trudności, na jakie można natrafić, uwzględniając w opisie kanału zastosowany kod z pamięcią, jak na przykład kod AMI czy kody kratowe. Omówiono także metody radzenia sobie z takimi problemami.*

**Słowa kluczowe:** nieliniowe kanały transmisyjne, szereg Volterry dla sygnałów binarnych, opis kanału nieliniowego, uwzględniający sposób kodowania, kody z pamięcią, kody kratowe.

### **WSTĘP**

Celem niniejszego artykułu jest zwrócenie uwagi na trudności, jakie występują w modelowaniu nieliniowych kanałów transmisyjnych (rozumianych tutaj szerzej, tj. w sensie łączy telekomunikacyjnych, obejmujących oprócz mediów transmisyjnych również elektroniczne urządzenia wejściowe, wyjściowe i pośredniczące), w których wykorzystuje się schematy kodowania z pamięcią. Włączenie danego kodu z pamięcią, jak na przykład kodu bipolarnego AMI czy jakiegoś kodu kratowego, do opisu kanału (łącza) w sensie teorii systemów (tj. modelu wejściowo-wyjściowego) nie jest zadaniem prostym. Jednakże, jak wykazano w literaturze przedmiotu, jest to możliwe.

W pracy zebrano wyniki uzyskane na powyższy temat przez różnych autorów (w tym również autora tego artykułu) i pokazano, jak są one ze sobą powiązane, podkreślając, że w tej czy innej postaci wiążą się one zawsze z wykorzystaniem do opisu postaci szeregu Volterry dla czasu ciągłego i/lub czasu dyskretnego. Bardziej szczegółowo w rozdziale 2 przedyskutowano dwa warianty kompensacji echa w kanale nieliniowym, w którym jest transmitowany sygnał zakodowany kodem AMI, podając ich właściwą interpretację. W ostatnim zaś rozdziale zwrócono uwagę na bardzo ważny rezultat mówiący, że cyfrowe systemy charakteryzujące się skończoną pamięcią, tj. posiadające opis w postaci dyskretnego szeregu Volterry, można interpretować jako modulatory z kodowaniem kratowym.

# 1. NIELINIOWY KANAŁ KOMUNIKACYJNY A DYSKRETNY SZEREG VOLTERRY

## 1.1. Szereg Voltery dla sygnałów binarnych

W pracy [2] pokazano, że dowolny dyskretny system nieliniowy o skończonej pamięci, pobudzony nieskończoną sekwencją o wartościach binarnych, może być opisany wielomianem  $M$  zmiennych, gdzie  $M$  oznacza liczbę naturalną, wyrażającą długość pamięci systemu. Zmienne w tym wielomianie stanowią zbiór ostatnich  $M$  elementów sekwencji wejściowej, licząc od bieżącej chwili czasowej.

Punktem wyjścia w artykule [2] było stwierdzenie, że odpowiedź systemu nieliniowego, jak zdefiniowano powyżej, może przyjąć co najwyżej  $2^M$  różnych wartości (skończoną liczbę), która wynika ze skończonej ( $2^M$ ) liczby możliwych  $M$ -wyrazowych wariacji z powtórzeniami dwóch elementów binarnych sekwencji wejściowej. Z drugiej zaś strony wiadomo, że można skonstruować wielomian wielu zmiennych o skończonej liczbie wyrazów  $2^M$  i takiej własności, że dla każdej kombinacji bez powtórzeń jego argumentów przyjmuje on unikatową wartość. Taki właśnie wielomian został zastosowany w pracy [2] do opisu odpowiedzi dyskretnego systemu nieliniowego o skończonej pamięci na pobudzenie sygnałem binarnym; wartości współczynników tego wielomianu można łatwo wyznaczyć, stosując procedurę obliczeniową opisaną w [2, 8].

Ponadto w pracy [2] zauważono, że reprezentacja wielomianowa, o której mowa powyżej, jest podobna do opisu w postaci dyskretnego szeregu Voltery. Przy czym podkreślono, że szereg Voltery, w ogólnej postaci dla systemów niezależnych od czasu, posiada nieskończoną liczbę wyrazów, a ww. reprezentacja tylko skończoną.

Następnym krokiem było wykazanie, że obydwie opisy, tj. reprezentacja wielomianowa [2] i dyskretny szereg Voltery, opisujący systemy nieliniowe o skończonej pamięci dla binarnych sygnałów wejściowych, są identyczne. Uczyniono to w artykule [7].

Autor tego artykułu w monografii [6] wyróżnił dwa przypadki:

- 1) gdy metryka, określająca długość pamięci systemu ( $M$ ), ma wartość równą lub większą od wartości metryki ( $L$ ), określającej rząd („siłę”) nieliniowości występujących w systemie,
- 2) gdy występuje sytuacja odwrotna do tej z pkt. 1.

W pierwszym z wymienionych powyżej przypadków (tj. dla  $M \geq L$ ) otrzymuje się dyskretny szereg Voltery w następującej postaci:

$$v(k) = d_0^{(0)} + \sum_{i_1=0}^{M-1} d_{i_1}^{(1)} x(k-i_1) + \sum_{i_1 > i_2}^{M-1} d_{i_1 i_2}^{(2)} x(k-i_1) x(k-i_2) + \dots +$$

$$+ d_{012 \dots (M-1)}^{(M)} x(k) x(k-1) \dots x(k-M+1)$$
), (1)

gdzie symbolu  $v(k)$  użyto na oznaczenie sekwencji wyjściowej, a także jej pojedynczego elementu. Podobną konwencję przyjęto także w przypadku binarnej sekwencji wejściowej  $x(k)$  i każdego z jej elementów. W dalszej części artykułu to, czy zastosowany w danym miejscu symbol będzie oznaczać sekwencję czy jej element, będzie wynikało z kontekstu. Ponadto zmienna  $k$  w  $x(k)$  i  $y(k)$  we wzorze (1) oznacza dyskretny czas.

Wzór (1) jest słuszny dla każdej postaci sygnału binarnego, gdyż przy jego wyprowadzeniu przyjęto jego ogólną postać daną zależnością:  $x(k) = a + bx_B(k)$ , gdzie  $a$  i  $b$  są pewnymi stałymi, a  $x_B(k)$  przyjmuje wartości 0 lub 1. We wzorze (1)  $d_0^{(0)}, d_{i_1}^{(1)}, d_{i_2}^{(2)}, \dots, d_{012\dots(M-1)}^{(M)}$  reprezentują wynikowe współczynniki, w których uwzględniono udziały od wszystkich występujących kombinacji próbek  $x^0(k) = 1, x(k-i_1), \dots, x(k)x(k-1)x(k-2)x(k-3)\dots x(k-M+1)$  binarnego sygnału wejściowego. (Warto przy tym zauważyć, że w przypadku najczęściej używanych sygnałów binarnych, przyjmujących wyłącznie wartości 0 albo 1, lub wyłącznie wartości 1 albo  $-1$ , kombinacje te przyjmują dokładnie jedną z tych wartości binarnych). Ogólnie można powiedzieć, że współczynniki we wzorze (1) zależą od wartości nieliniowych odpowiedzi impulsowych w szeregu Voltery [6] i, ewentualnie również, od wartości współczynników  $a$  i  $b$ .

Przy wyprowadzeniu wzoru (1), w redukcji liczby składników szeregu Voltery, wykorzystano możliwości, jakie dają symetryzacja i zamiana nieliniowych odpowiedzi impulsowych na równoważne im tzw. odpowiedzi trójkątne. W związku z tym składniki o tych samych wartościach indeksów są wyłączone w zależności (1). Ponadto warto zauważyć, że w iloczynach  $x(k-i_1)x(k-i_2)\dots x(k-i_n)$ ,  $n = 1, 2, \dots, M$  we wzorze (1) próbki sygnału  $x(k), x(k-1), \dots, x(k-M+1)$  występują jedynie w pierwszej lub zerowej potędze.

W pracy [6] pokazano, że dla  $L < M$ , gdy wartość miary tego, jak silne są nieliniowości systemu, jest mniejsza od wartości miary długości pamięci systemu, najdłuższy możliwy iloczyn w ogólnej postaci szeregu Voltery, jak na przykład  $x(k)x(k-1)\dots x(k-L+1)$ , zawiera mniejszą liczbę próbek sygnału niż najdłuższy iloczyn w (1). Dyskretny szereg Voltery dla sygnałów binarnych w przypadku  $L < M$  musi więc zawierać mniejszą liczbę składników niż szereg określony wzorem (1). Ma on zatem następującą postać:

$$v(k) = d_0^{(0)} + \sum_{i_1=0}^{M-1} d_{i_1}^{(1)} x(k-i_1) + \sum_{i_1>i_2}^{M-1} d_{i_1 i_2}^{(2)} x(k-i_1)x(k-i_2) + \dots +$$

$$+ \sum_{i_1>i_2>\dots>i_L}^{M-1} d_{i_1 i_2 \dots i_L}^{(L)} x(k-i_1)x(k-i_2)\dots x(k-i_L) \quad (2)$$

Porównując wzór (1) z (2) można zauważyć, że długość pamięci systemu,  $M$ , decyduje o liczbie składników, które muszą być uwzględnione, gdy zachodzi

$L \geq M$ . Odwrotnie, gdy wartość miary wielkości nieliniowości w systemie jest stosunkowo mała, tj., gdy zachodzi  $L < M$ , wtedy te nieliniowości, a nie długość pamięci systemu decydują o liczbie wyrazów szeregu.

## 1.2. Modele kanałów nieliniowych

Literatura przedmiotu dotycząca modelowania nieliniowych kanałów komunikacyjnych jest obszerna. W tym artykule uwagę skupia się na modelowaniu kanałów nieliniowych w telekomunikacji cyfrowej z wykorzystaniem opisu za pomocą dyskretnego szeregu Voltery. Należy zacząć od kanałów o charakterystyce dolnopasmowej, czyli od przypadku transmisji w paśmie podstawowym. Przykładem takiego kanału jest kanał cyfrowej pętli abonenckiej. Jak pokazano, m.in. w pracy [2], ma on charakter kanału z nieliniowościami, może być zatem opisywany dla pobudzeń sygnałami binarnymi dyskretnym szeregiem Voltery w postaci danej wzorem (1).

Z kolei dla opisu komunikacyjnych kanałów pasmowych, które w wielu przypadkach [3, 4, 5, 6, 9] trzeba rozpatrywać jako kanały nieliniowe, dyskretny szereg Voltery dany wzorem (1) nie ma bezpośredniego zastosowania. W systemach z takimi kanałami (jak np. kanał dla transmisji danych po liniach telefonicznych) mamy do czynienia z tzw. nośną (nośnymi), co oznacza „przesunięcie transmisji w paśmie podstawowym do zakresu wyższych częstotliwości”.

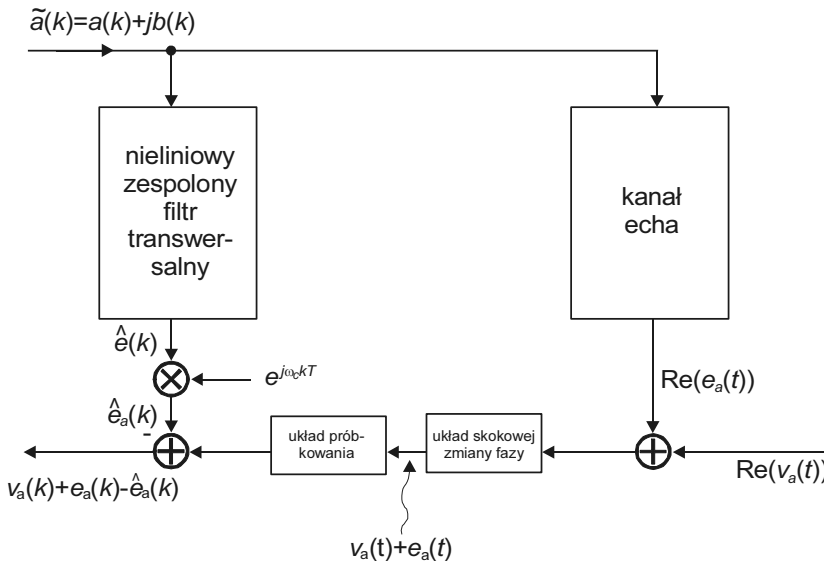
Pionierską pracę w modelowaniu nieliniowych kanałów powyższego typu z wykorzystaniem szeregu Voltery wykonali Falconer [9] oraz Benedetto i Biglieri [3, 4, 5]. Natomiast autor niniejszego artykułu opublikował w monografii [6] schemat dla kompensacji nieliniowego echa, bazującego na opisie kanału tego echa za pomocą szeregu Voltery, dla systemów z sygnałem nośnym i modulacją QAM. Schemat ten został pokazany na rysunku 1.

Na rysunku 1, przedstawiającym schemat kompensacji echa, poszczególne symbole oznaczają odpowiednio:  $x(k) = \tilde{a}(k) = a(k) + jb(k)$  –  $k$ -ty symbol zespolony,  $e_a(k)$  – sygnał bliskiego echa,  $v_a(k)$  – sygnał odebrany (na wyjściu pasmowego kanału),  $\hat{e}_a(k)$  – estymatę sygnału bliskiego echa,  $f_c = \omega_c / (2\pi)$  – częstotliwość sygnału nośnej i  $T$  – okres próbkowania sygnału informacyjnego. W schemacie z rysunku 1 estymowany sygnał bliskiego echa  $\hat{e}_a(k)$  to sygnał  $\hat{e}(k)$ , wypracowany przez nieliniowy, zespolony filtr transwersalny pracujący w paśmie podstawowym i pomnożony przez  $e^{j\omega_c kT}$ . Opisuje go wzór:

$$\hat{e}_a(k) = \left( \sum_{i=0}^{M_c-1} c(i) \tilde{a}(k-i) + \frac{1}{4} \sum_{i_1=0}^{M_c-1} \sum_{i_2=0}^{M_c-1} \sum_{i_3=0}^{M_c-1} c(i_1, i_2, i_3) (\tilde{a}(k-i_1) \tilde{a}^*(k-i_2) \tilde{a}(k-i_3) + \tilde{a}^*(k-i_1) \tilde{a}(k-i_2) \tilde{a}(k-i_3) + \tilde{a}(k-i_1) \tilde{a}(k-i_2) \tilde{a}^*(k-i_3)) e^{j\omega_c kT} \right), \quad (3)$$

gdzie  $M_e$  oznacza przyjętą długość pamięci powyższego filtra transwersalnego, tj. zastosowanego nieliniowego kompensatora echa. Współczynniki  $c(i)$  i  $c(i_1, i_2, i_3)$  we wzorze (3) są współczynnikami określającymi charakterystyki filtra w dziedzinie czasu. Z rysunku 1 wynika też zależność wiążąca ze sobą sygnały  $\hat{e}_a(k)$  i  $e_a(k)$ , tj.

$$\hat{e}_a(k) = \hat{e}(k) e^{j\omega_c k T} \quad (4)$$

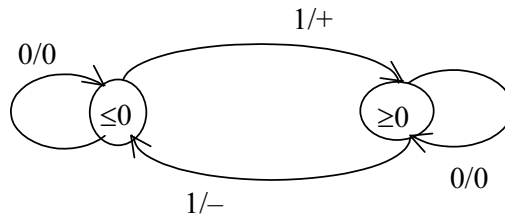


**Rys. 1.** Schemat kompensacji echa powstającego w nieliniowym, pasmowym kanale echa za pomocą nieliniowego, zespolonego filtra transwersalnego [6]

**Fig. 1.** Echo compensation scheme for a passband nonlinear echo channel using a nonlinear transversal filter

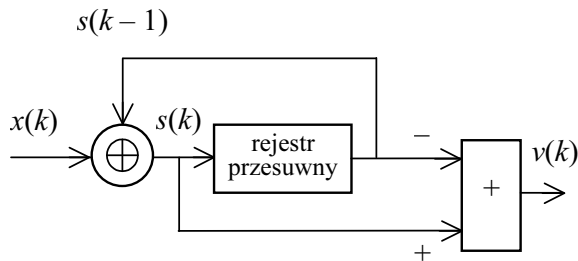
## 2. PRZYKŁAD KODU Z PAMIĘCIĄ – KOD TRANSMISYJNY AMI

Transmisyjny kod trójpoziomowy AMI (ang. *Alternate Mark Inversion*) można opisać za pomocą diagramu maszyny o skończonej liczbie stanów. Taki diagram pokazano na rysunku 2, gdzie występują dwa stany, w których może znajdować się automat opisujący kod AMI – są to stany: „ $\leq 0$ ” i „ $\geq 0$ ”. Łuki na rysunku 2 zakończone strzałkami oznaczają przejścia (lub ich brak) pomiędzy powyższymi stanami. Przykładowo opis 0/0 oznacza brak zmiany stanu przy podaniu na wejściu bitu o wartości „0”, natomiast 1/+ zmianę ze stanu „ $\leq 0$ ” do stanu „ $\geq 0$ ” przy podaniu na wejściu bitu o wartości „1”.



**Rys. 2.** Opis kodu AMI za pomocą diagramu maszyny o skończonej liczbie stanów  
**Fig. 2.** Description of an AMI code by means of a finite-state machine

Realizacja sprzętowa diagramu z rysunku 2 została przedstawiona na rysunku 3; wykorzystano w niej bramkę logiczną XOR, rejestr przesuwny i sumator.



**Rys. 3.** Generator kodu AMI z kodu binarnego  
**Fig. 3.** Scheme of binary code converter to AMI code

Korzystając z oznaczeń podanych na rysunku 3, można generację kodu AMI z kodu binarnego opisać za pomocą następujących równań:

$$s(k) = x(k) \oplus s(k-1), \quad (5a)$$

$$v(k) = s(k) - s(k-1), \quad (5b)$$

gdzie  $x(k)$  oznacza  $k$ -ty element binarnej sekwencji na wejściu generatora kodu AMI, tzn. bit, który pojawił się na jego wejściu w chwili czasowej  $k$ ,  $k = 1, 2, \dots$ . Ponadto  $s(k)$  i  $s(k-1)$  oznaczają:  $k$ -ty i opóźniony w stosunku do niego o jedną jednostkę czasową, element sekwencji binarnej na wyjściu bramki XOR w strukturze generatora z rysunku 3. Symbol  $\oplus$  oznacza operację XOR, a  $v(k)$  –  $k$ -ty element sekwencji wyjściowej generatora, zakodowany w kodzie AMI.

Stosując sukcesywnie równania (5a) i (5b) dla kolejnych  $k = 1, 2, \dots$ , można wyrazić  $s(k)$  i  $v(k)$  w następujący sposób:

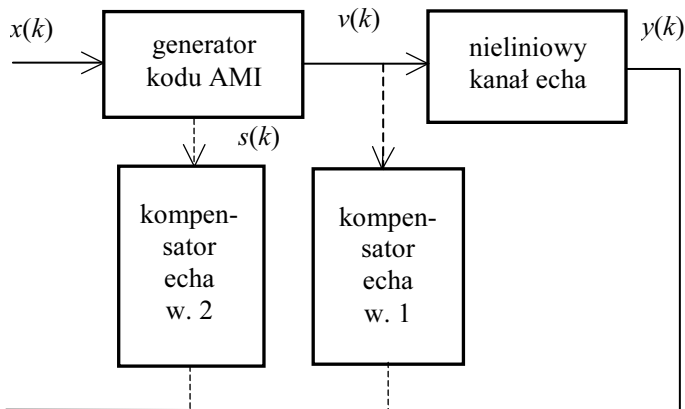
$$s(k) = x(k) \oplus x(k-1) \oplus \dots \oplus s(0), \quad (6a)$$

$$v(k) = x(k) \oplus \dots \oplus s(0) - x(k-1) \oplus \dots \oplus s(0), \quad (6b)$$

gdzie  $s(0)$  oznacza wartość początkową sekwencji  $s(k)$ , (przyjmuje się  $s(0) = 1$ ).

Stosując konwencję terminologiczną, użytą m.in. w pracach [2, 8], można powiedzieć, że  $s(k)$  i  $v(k)$  są funkcjami  $k$  elementów (binarnych) sekwencji wejściowej  $x(k)$  i warunku początkowego  $s(0)$ . Są to funkcje nieliniowe. Jeżeli oznaczyć je odpowiednio jako  $g$  i  $h$ , to można zapisać (6a) i (6b) w następujący sposób:  $s(k) = g(x(k), x(k-1), \dots, x(1), s(0))$  i  $v(k) = h(x(k), x(k-1), \dots, x(1), s(0))$ . Równoważnie, używając słowa „operator” na określenie  $g$  i  $h$ , można powiedzieć, że są to operatory nieliniowe przekształcające zbiór sekwencji binarnych  $x(k)$  przy warunku początkowym  $s(0)$ .

Poniżej rozpatrzono problem kompensacji bliskiego echa w dolnopasmowym kanale nieliniowym z użytym w nim kodem transmisyjnym AMI [1, 2, 11]. W pracy [2] podano dwa warianty architektury nieliniowego kompensatora echa: z podawaniem na jego wejście sygnału trójpoziomowego  $v(k)$  (w. 1 na rys. 4) albo, w tym drugim przypadku, sygnału binarnego  $s(k)$  (w. 2 na rys. 4). Na rysunku 4 blok oznaczony jako „nieliniowy kanał echa” należy rozumieć ogólniej, tzn. nie tylko jako fizyczny kanał analogowy, ale również składający się z takich elementów, jak filtry, rozgałęźnik etc.



**Rys. 4.** Dwa warianty kompensacji echa w kanale nieliniowym, w którym jest transmitowany sygnał zakodowany kodem AMI

**Fig. 4.** Two variants of echo compensation in a nonlinear channel transmitting AMI coded signal

Zakładając, że nieliniowy kanał echa z rysunku 4 można opisać operatorem nieliniowym o skończonej długości pamięci, wynoszącej  $M$  jednostek czasu, można zauważyć, że liczba wariacji z powtórzeniami w sekwencji, składającej się z  $M$  elementów, które mogą przyjąć jedną z wartości  $-1, 0, 1$ , wynosi  $3^M$ . Podobnie jak w [2], można więc powiedzieć, że kanał nieliniowy z rysunku 4 może być opisany funkcją, oznaczoną tutaj literą  $f$ , przyjmującą unikatową wartość dla każdej z tych możliwych, powyżej wymienionych, różniących się pomiędzy sobą sekwencji (również co do pozycji swoich elementów składowych) o długości  $M$ .

Innymi słowy, sekwencję  $y(k)$  na wyjściu kanału nieliniowego z rysunku 4 można opisać w następujący sposób:

$$y(k) = f(v(k), v(k-1), v(k-2), \dots, v(k-M+1)). \quad (7)$$

Kompensator echa w. 1 na rysunku 4, pracujący z sekwencją wejściową  $v(k)$  i dokonujący możliwie dobrego odwzorowania nieliniowego echa, które jest opisane funkcją  $f$  daną wzorem (7), będzie pracował w sposób standardowy, tj. nieuwzględniający sposobu kodowania kanałowego.

Funkcja (7) nie jest funkcją elementów sekwencji wejściowej  $x(k)$  z rysunku 4. Taką funkcję można uzyskać po zastosowaniu wzoru (6b) we wzorze (7), co prowadzi do następującej funkcji złożonej:

$$y(k) = f(h(x(k), x(k-1), \dots, x(1), s(0))) \quad (8)$$

(będącej złożeniem funkcji  $f$  i  $h$ ).

Z postaci funkcji złożonej (8) wynika, że dla danego  $k > M$  to złożenie może zależeć od więcej niż  $M$  ostatnich elementów sekwencji  $x(k)$ .

W przypadku drugiego z możliwych sposobów wpięcia kompensatora echa w schemacie, pokazanym na rysunku 4 (wariant w. 2), trzeba założyć, że ten kompensator można opisać funkcją nieliniową z zależną od  $M$  ostatnich elementów sekwencji binarnej  $s(k)$  podawanej na jego wejściu. Po uwzględnieniu zależności (6a), opisującej sekwencję  $s(k)$ , otrzymuje się następującą funkcję (będącą złożeniem funkcji  $z$  i  $g$ )

$$z(g(x(k), x(k-1), \dots, x(1), s(0))), \quad (9)$$

która, podobnie jak funkcja (8), dla danego  $k > M$ , może zależeć od więcej niż  $M$  ostatnich elementów sekwencji  $x(k)$ . W tym wariantcie kompensacji chodzi o minimalizację różnicy pomiędzy wartościami funkcji danych wzorami (8) i (9) dla każdego  $k$ . Ten sposób kompensacji nazywa się tutaj niestandardowym, tj. uwzględniającym zastosowany sposób kodowania kanałowego.

### 3. DYSKRETNY SZEREG VOLTERRY DLA SYGNAŁÓW BINARNYCH A KODY KRATOWE

Poniżej krótko omówiono związki istniejące pomiędzy dyskretnym szeregiem Volterry dla sygnałów binarnych a konstrukcją kodów kratowych.

W artykule [8] pokazano, że kody kratowe mogą być opisywane w sposób algebraiczny za pomocą funkcji występującej po prawej stronie równości (1), którą tutaj podaje się w trochę uproszczonej notacji



$$f(b_1, \dots, b_M) = q_0 + \sum_{i=1}^M q_i b_i + \sum_{j>i}^M q_{ij} b_i b_j + \sum_{k>j>i}^M q_{ijk} b_i b_j b_k + \dots + q_{12\dots M} b_1 b_2 \dots b_M, \quad (10)$$

gdzie współczynniki  $q$  są pewnymi stałymi, które należy obliczyć; są one zależne od rodzaju rozpatrywanego kodu kratowego. Zmienne  $b$  z odpowiednimi indeksami są użyte na oznaczenie kolejnych bitów ostatniego kodowanego bloku, składającego się np. z  $n$  bitów oraz na oznaczenie  $m$  bitów bezpośrednio poprzedzających ten blok. Górny indeks sumowania  $M$  w sumach występujących we wzorze (10) równa się  $n$  plus  $m$ .

Funkcja  $f(b_1, \dots, b_M)$ , dana wzorem (10), opisuje symbole na wyjściu kodera. Jak wspomniano powyżej, jest ona identyczna z opisem za pomocą szeregu Volterry dyskretnego systemu nieliniowego z pamięcią pobudzanego sygnałem binarnym.

W literaturze przedmiotu [10] pokazano również, że system nieliniowy z pamięcią pobudzany sygnałem binarnym może być potraktowany jako koder kratowy (modulator kodowany kratowo).

## PODSUMOWANIE

W niniejszym artykule pokazano, że wyniki z zakresu modelowania nieliniowych kanałów teletransmisyjnych, otrzymane w różny sposób, można przedstawić w jednolity sposób przy wykorzystaniu szeregu Volterry. Szereg Volterry jest uniwersalny w tym zastosowaniu. Przyczynki autora, przedstawione w tej pracy, dotyczą podania prawidłowej interpretacji modelu kompensatora echa, w którym kompensowane echo pochodzi od sygnału zakodowanego kodem AMI. Dalsze wyniki w powyższym zakresie i rezultaty, dotyczące opisu nieliniowych cyfrowych systemów telekomunikacyjnych jako modulatorów kodowanych kratowo, będą tematem następnej publikacji.

## LITERATURA

1. Agazzi O., Hodges D.A., Messerschmitt D.G., *Large-scale integration of hybrid-method digital subscriber loops*, IEEE Trans. on Communications, September 1982, vol. COM-30, no. 9, s. 2095–2108.
2. Agazzi O., Messerschmitt D.G., Hodges D.A., *Nonlinear echo cancellation of data signals*, IEEE Trans. on Communications, November 1982, vol. COM-30, no. 11, s. 2421–2433.
3. Benedetto S., *Optimization and performance evaluation of digital satellite transmission systems*, Proc. of the Sixth Summer Symp. on Circuit Theory, Prague 1982, s. 185–205.
4. Benedetto S., Biglieri E., Castellani V., *Digital Transmission Theory*, Prentice-Hall, New York 1987.

5. Benedetto S., Biglieri E., *Nonlinear equalization of digital satellite channels*, IEEE J. Select. Areas Commun., 1983, vol. SAC-1, s. 57–62.
6. Borys A., *Nonlinear Aspects of Telecommunications: Discrete Volterra Series and Nonlinear Echo Cancellation*, CRC Press, Florida, USA, 2000.
7. Borys A., Rupperecht W., Trick U., *Influence of nonlinearities on echo cancellation in two-wire full-duplex data transmission*, ntzArchiv, 1986, vol. 8, s. 185–190.
8. Calderbank R., Mazo J.E., *A new description of trellis codes*, IEEE Trans. on Information Theory, November 1984, vol. IT-30, no. 6, s. 784–791.
9. Falconer D.D., *Adaptive equalization of channel nonlinearities in QAM data transmission systems*, The Bell System Technical Journal, September 1978, vol. 57, no. 7, s. 2589–2611.
10. Liu Y.-J., Oka I., Biglieri E., *Error probability for digital transmission over nonlinear channels with application to TCM*, IEEE Trans. on Information Theory, September 1990, vol. IT-36, no. 5, s. 1101–1110.
11. Trick U., Ebenig H., Rupperecht W., *Kombinierte analog/digitale Echolöschung unter Berücksichtigung von Nichtlinearitäten*, ntzArchiv, März 1988, Band 10, s. 59–68.

## DESCRIPTION OF NONLINEAR TRANSMISSION CHANNELS ENCOMPASSING MEANS OF CODING

### Summary

*This paper deals with a description of nonlinear transmission channels with the use of Volterra series for binary signals. It has been shown here how this description depends upon channel characteristics, its memory length and order of nonlinearities occurring in it, and finally also upon a coding scheme used. Furthermore, difficulties encountered in describing channels, in which codes with memory (like AMI or trellis codes) are used, have been discussed, too. Finally, methods of coping with them have been suggested.*

**Keywords:** *nonlinear transmission channels, Volterra series for binary signals, nonlinear channel description encompassing means of coding, codes with memory.*