

Grzegorz ŻEGLIŃSKI\*, Jakub PEKSIŃSKI\*, Grzegorz MIKOŁAJCZAK\*

## ESTYMACJA SNR PRZY UŻYCIU FILTRÓW CYFROWYCH DLA ŁĄCZY ŚWIATŁOWODOWYCH

W pracy przedstawiono metodę estymacji SNR przy pomocy cyfrowych filtrów wygładzających. Na podstawie właściwości tych filtrów w procesie przetwarzania sygnałów zaproponowano metodę obliczania współczynnika SNR, a także parametrów rozkładu zakłócenia. Metodę sprawdzono do oceny zakłóceń transmisyjnych w światłowodzie jednomodowym przepływności 1 Gbit/s dla odcinka 53 km.

SŁOWA KLUCZOWE: dyspersja chromatyczna, estymacja SNR.

### 1. WSTĘP

Transmisja światłowodowa o przepływności powyżej 1 Gbit/s ma ograniczony zasięg ze względu na szereg zjawisk degradujących sygnał optyczny. Podstawowe czynniki liniowe ograniczające transmisję optyczną to tłumienie i dyspersja, do czynników nieliniowych (zależnych od mocy optycznej) należy wzmocnienie parametryczne, samomodulacja fazy a w wypadku transmisji wielokanałowej – mieszanie czterofalowe, skrośna modulacja fazy i rozpraszanie Ramana. Niniejsza wstęp opisuje i pokazuje problem dyspersji chromatycznej w transmisji światłowodowej o przepływności 1 Gbit/s oraz ograniczenia wprowadzane przez dyspersję chromatyczną i polaryzacyjną na transmitowany sygnał optyczny.

W światłowodzie jednomodowym o długości  $L$  propaguje się paczka falowa o prędkości grupowej  $v_g$  i częstotliwości  $\omega$ . Czas propagacji impulsu można obliczyć z zależności  $T=L/v_g$ . Prędkość grupowa  $v_g$  (prędkość paczki falowej) jest definiowana jako [1]:

$$v_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} \quad (1)$$

gdzie:  $\beta = \bar{n} \omega/c = \bar{n} k_0$  – stała propagacji,  $c$  – prędkość światła w próżni,  $k_0$  – liczba falowa,  $\bar{n}$  – efektywny współczynnik załamania światła.

\* Zachodniopomorski Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie

Podstawiając stałą propagacji do wyrażenia na prędkość grupową otrzymujemy:

$$v_g = \frac{c}{\bar{n} + \omega \frac{d\bar{n}}{d\omega}} \quad (2)$$

Mianownik w wyrażeniu jest określaną jako grupowy współczynnik załamania światła wykorzystywany w reflektometrycznej technice pomiarowej, jako IOR (Index of Refraction) :

$$n_g = \bar{n} + \omega \frac{d\bar{n}}{d\omega} = \bar{n} + \omega \left( \frac{d\bar{n}}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\omega} \right) = \bar{n} + \omega \frac{d\bar{n}}{d\lambda} \left( \frac{-2\pi c}{\omega^2} \right) = \bar{n} - \lambda \frac{d\bar{n}}{d\lambda} \quad (3)$$

Zależność częstotliwościowa prędkości grupowej prowadzi do poszerzania propagowanego impulsu optycznego w wyniku różnic prędkości propagacji dla różnych częstotliwości sygnału. Jeżeli oznaczymy szerokość spektralną impulsu przez  $\Delta\omega$ , to poszerzenie czasowe impulsu o prędkości grupowej  $v_g$  w wyniku propagacji przez światłowód o długości  $L$  wynosi [1]:

$$\Delta T = \frac{d}{d\omega} \left( \frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left( \frac{L}{\left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1}} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (4)$$

Parametr  $\beta_2$  nazywany jest parametrem opóźnienia prędkości grupowej (*GVD* – Group Velocity Delay lub dyspersją chromatyczną drugiego rzędu), od niego w głównej mierze zależy poszerzenie czasowe impulsu w czasie propagacji wewnątrz światłowodu. Znając związek częstości z długością fali świetlnej  $\omega = (2\pi c)/\lambda$  możemy zapisać:

$$\Delta\omega = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda \quad (5)$$

W efekcie wyrażenie na poszerzenie czasowe impulsu przedstawia się jako:

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left( \frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 L \Delta\lambda = DL \Delta\lambda \quad (6)$$

Wprowadza się tzw. współczynnik dyspersji chromatycznej  $D$  oznaczany przez:

$$D = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (7)$$

Jednostkowy współczynnik dyspersji chromatycznej wyraża wartość poszerzenia czasowego impulsu (w pikosekundach) o szerokości widmowej  $1 \text{ nm}$ , który propaguje się w światłowodzie o długości  $1 \text{ km}$ . Dla światłowodu o długości  $L = 30 \text{ km}$  i  $D = 16 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ , w którym propaguje się impuls optyczny o szerokości  $\Delta\lambda = 0,5 \text{ nm}$ , poszerzenie czasowe impulsu wyniesie  $\Delta T = 240 \text{ ps}$ . Do określenia szerokości widmowej lasera lub nadajnika w telekomunikacji optycznej wykorzystuje się pojęcie szerokości połówkowej FWHM (Full Width

at Half Maximum) definiowanej jako odległość na charakterystyce widmowej punktu maksymalnej mocy optycznej  $P_{max}$  od punktu, w którym moc optyczna maleje o połowę do wartości  $P_{max}/2$ .

Współczynnik załamania światła  $n$  danego ośrodka nie jest wartością stałą, zależy od częstości rozchodzącej się fali. Rozkładając stałą propagacji  $\beta$  w szeregu Taylora wokół częstości środkowej impulsu optycznego  $\omega_0$  otrzymamy następującą postać:

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (8)$$

Parametr  $\beta_m = \left( \frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right)_{\omega=\omega_0}$ ,  $m=2,3,4,\dots$ , nazywamy dyspersją  $m$ -tego rzędu [1, 2].

$$\beta_1 = \frac{1}{v_g} = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{c} \left( n + \omega \frac{dn}{d\omega} \right) \quad (9)$$

$$\beta_2 = \frac{d\beta_1}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left[ \frac{1}{c} \left( n + \omega \frac{dn}{d\omega} \right) \right] = \frac{1}{c} \left( 2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2n}{d\omega^2} \right) \quad (10)$$

$$\beta_3 = \frac{d\beta_2}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left[ \frac{1}{c} \left( 2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2n}{d\omega^2} \right) \right] = \frac{1}{c} \left( 3 \frac{d^2n}{d\omega^2} + \omega \frac{d^3n}{d\omega^3} \right) \quad (11)$$

Wyrażenie  $\beta_2$  określone zależnością (10) nazywamy dyspersją chromatyczną II rzędu, natomiast  $\beta_3$  określone zależnością (11) nazywamy dyspersją chromatyczną III rzędu. Przy projektowaniu i pomiarach sieci optycznych należy uwzględnić zarówno dyspersję II jak i III rzędu oraz jej wpływ na transmitowany sygnał optyczny. Producenci włókien optycznych podają najczęściej w notach katalogowych współczynnik dyspersji chromatycznej  $D$  proporcjonalny do  $\beta_2$  oraz nachylenie dyspersji chromatycznej  $S$  proporcjonalne do  $\beta_2$  oraz  $\beta_3$ .

Istotnym inżynierskim parametrem dyspersyjnym który trzeba uwzględnić zarówno w czasie analizy wpływu dyspersji na transmisję optyczną jak i w czasie kompensacji dyspersji chromatycznej jest nachylenie dyspersji  $S$  i określony jest następująco [1]:

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \frac{d}{d\lambda} \left( \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \right) = \left( \frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3 + \left( \frac{4\pi c}{\lambda^3} \right) \beta_2 \quad (12)$$

Dyskutując wpływ dyspersji na transmisję optyczną dla systemu jednofalowego dokonujemy jej dla długości fali referencyjnej  $\lambda_{ref}$ , która jest środkiem impulsu optycznego o szerokości połówkowej  $\Delta\lambda$ . Analizując wpływ dyspersji dla III okna transmisyjnego (długości fali  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ ) obliczamy dyspersję  $D(\lambda_{ref} = 1550)$ . Dyspersja chromatyczna jest zaliczana do zjawisk liniowych, jednakże oddziałuje na cały impuls w różnym stopniu. Nachylenie charakterystyki dyspersyjnej w światłowodzie jednomodowym powoduje, że fale krótsze od  $\lambda_{ref}$  są poddawane innemu wpływowi dyspersji chromatycznej niż fale dłuższe.

Typowa widmowa zależność dyspersyjna nazywana jest normalną (np.: światłowodu standardowego -zalecenie ITU-T G.652).

Przedziały wartości współczynnika dyspersji chromatycznej  $D(\lambda)$ , w których powinna zawierać się rzeczywista wartość tego współczynnika dla standardu G.652 określona jest w zaleceniu ITU-T następującym wyrażeniem wielomianowym [3]:

$$\lambda \frac{S_{0max}}{4} [1 - (\frac{\lambda_{0max}}{\lambda})^2] \leq D(\lambda) \leq \lambda \frac{S_{0max}}{4} [1 - (\frac{\lambda_{0min}}{\lambda})^2] \quad (13)$$

gdzie:  $\lambda$  – długość fali transmisyjnej,  $\lambda_{0max}$  – maksymalna długość fali, dla której występuje zero dyspersyjne,  $\lambda_{0min}$  – minimalna długość fali, dla której występuje zero dyspersyjne,  $S_{0max}$  – maksymalna wartość nachylenia dyspersji dla zera dyspersyjnego. Przy analizie degradacji w sieciach optycznych nie korzystamy z rzeczywistych charakterystyk dyspersyjnych (np. pomiarowych) tylko z ich liniowego przybliżenia. Charakterystyka pomiarowa różni się od charakterystyki linearyzowanej, jednak dla trzeciego okna optycznego (1550 nm) oraz wąskiego pasma C (1530-1565 nm) różnice te są małe. Liniowe przybliżenie charakterystyki dyspersyjnej standardowego światłowodu jednomodowego dla trzeciego okna optycznego zostało przedstawione w normie ITU-T G.652 i wyrażone jest zależnością [2]:

$$D_{LINK}(\lambda) = L_{LINK} [D_{1550} + S_{1550}(\lambda - 1550)] \quad [ps / nm] \quad (13)$$

gdzie:  $D_{LINK}(\lambda)$  – wartość dyspersji skumulowanej dla długości transmisji  $L_{LINK}$ ,  $L_{LINK}$  – długość transmisji,  $D_{1550}$  – wartość współczynnika dyspersji dla długości fali 1550nm,  $S_{1550}$  wartość nachylenia dyspersji dla długości fali 1550nm,  $\lambda$  – długość fali dla której obliczamy wartość dyspersji.

Dyspersja chromatyczna ogranicza znacząco maksymalną szybkość transmisji sygnału oraz zasięg transmisyjny. Zależność służącą do szacowania maksymalnego zasięgu i przepływności sieci dla znanej wartości współczynnika dyspersji oraz szerokości widmowej nadajnika [1,2]:

$$BL|D|(\Delta\lambda)^2 < I \quad (14)$$

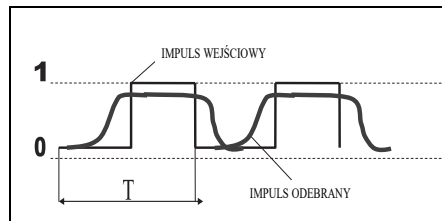
gdzie: B – przepływność binarna, L – długość transmisji, D – dyspersja,  $\Delta\lambda$  – szerokość połówkowa nadajnika.

Do oszacowania maksymalnej długości transmisji optycznej możemy także skorzystać z metody przedstawionej w publikacji [4], która wiąże przepływność binarną B, dyspersję D oraz parametr K (związany z właściwościami nadajnika, odbiornika i sposobem modulacji) z maksymalną długością transmisji  $L_{max}$ :

$$L_{max} = \frac{K}{B^2 |D|} \quad (15)$$

$$\Delta T < \frac{1}{B} \quad (16)$$

Wpływ zakłóceń pochodzenia dyspersyjnego jest na tyle znaczący, że długodystansowa transmisja optyczna z przepływnością 10 Gbit/s oraz 40 Gbit/s wymaga stosowania kompensacji dyspersji chromatycznej. Chcąc uzyskać poprawną (bez znaczącej degradacji) transmisję z przepływnością 40 Gbit/s na dystansie przekraczającym 70 km zwykle wymagana jest kompensacja dyspersji polaryzacyjnej. Zwiększanie przepływności binarnej w torze światłowodowym oraz zwiększanie długości toru światłowodowego powoduje, że zmniejsza się odporność sygnału na wpływ zjawiska dyspersji chromatycznej i polaryzacyjnej. Transmisja 10 i 40 Gbit/s ze zwielokrotnieniem falowym przesyłana w szerokim paśmie jest obciążona wpływem zjawiska dyspersji wyższego rzędu. Dyspersja polaryzacyjna ze względu na probabilistyczną naturę także musi być kompensowana w czasie rzeczywistym przy użyciu adaptacyjnych kompensatorów przestrajalnych.



Rys. 1. Poszerzenie impulsu wywołane działaniem dyspersji chromatycznej

Przykładowe wyniki obliczeń poszerzenia czasowego impulsu w wyniku propagacji przez standardowy światłowód jednomodowy w odniesieniu do czasu trwania bitu dla sygnału NRZ zostały przedstawione w tabeli 1.

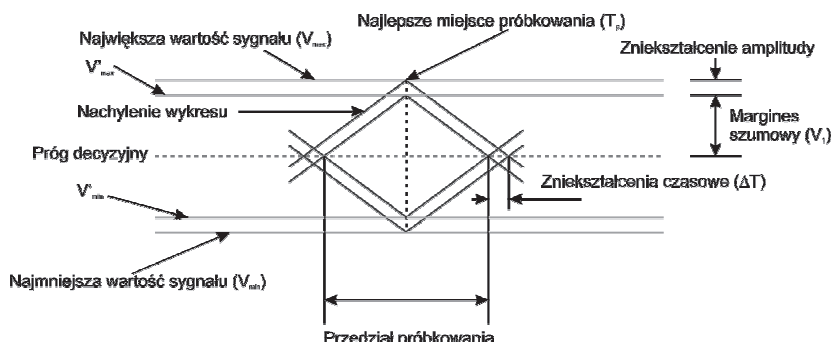
Tabela 1. Poszerzenie impulsu w skutek działania dyspersji chromatycznej dla światłowodu G.652 dla sieci o przepływnościach powyżej 1 Gbit/s.

Przepływność B [Gbit/s]		2,5 ( $\tau=400\text{ps}$ )	10 ( $\tau=100\text{ps}$ )	40 ( $\tau=25\text{ps}$ )
$\lambda = 1550\text{nm}$	$\Delta T$ [ps]	$\Delta T/\tau$ [%]	$\Delta T/\tau$ [%]	$\Delta T/\tau$ [%]
$\Delta\lambda = 0,01\text{nm}$ L = 10 km	1,7	0,425	1,7	6,8
$\Delta\lambda = 0,01\text{nm}$ L = 50 km	8,5	2,125	8,5	34
$\Delta\lambda = 0,5\text{nm}$ L = 10 km	85,0	21,25	85,0	340
$\Delta\lambda = 2,0\text{nm}$ L = 5 km	170,0	42,50	170,0	680

Do analizy degradacji systemu optycznego, spowodowanej wpływem dyspersji chromatycznej można użyć parametru  $Q$  określonego wzorem [4]:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (17)$$

gdzie  $\mu_1$  – wartość średnia sygnału elektrycznego w stanie wysokim,  $\mu_0$  – wartość średnia sygnału elektrycznego w stanie niskim,  $\sigma_1$  – odchylenie standardowe sygnału elektrycznego w stanie wysokim,  $\sigma_0$  – odchylenie standardowe sygnału elektrycznego w stanie niskim



Rys. 2. Parametry diagramu oka [4]



Rys. 3. Typowy pomiarowy diagram oka wykonany z czasowego przebiegu elektrycznego na wyjściu linii światłowodowej [4]

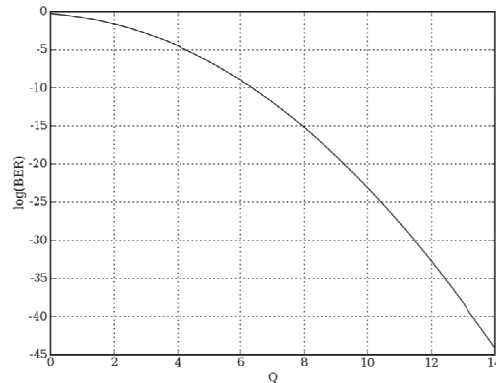
Typową interpretację wybranych parametrów diagramu oka pokazano na rys. 2. Związek elementowej stopy błędów z parametrem  $Q$  wykorzystywany w telekomunikacji dany jest zależnością:

$$BER = \frac{1}{2} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (18)$$

Parametr  $Q$  w stali decybelowej przeliczany jest ze skali liniowej zależnością:

$$Q_{dB} = 20 \log(Q_{lin}) \quad (19)$$

Wykres parametru  $Q$  od elementowej stopy błędów pokazano na rys. 4.

Rys. 4. Zależność parametru  $Q$  od elementowej stopy błędów

Standardy transmisji w sieciach dostępowych wymagają uzyskania elementowej stopy błędów poniżej progu  $BER = 10^{-10}$  (standard GPON – ITU-T 984). Jednakże na potrzeby oceny różnych zjawisk światłowodowych (strata dyspersyjna, typ zakłóceń) wykonuje się badania do poziomu istnienia obszaru niezakłóconego w diagramie oka co odpowiada progowi transmisji na poziomie  $BER = 10^{-5} \dots 10^{-3}$ .

## 2. METODA ESTYMACJI SNR

Do oceny poziomu zakłóceń możemy użyć współczynnika zwanego: Stosunek Sygnału do Szumu (Signal Noise Ratio - SNR). Definiujemy jego wartość jako (odpowiednio) stosunek średniej mocy sygnału na wejściu (wyjściu) do średniej mocy szumu na wejściu (wyjściu). Parametr ten stanowi kryterium porównawcze. Informuje nas o tym ile mocy sygnału stanowi szum na danym etapie procesu przetwarzania [5, 6]:

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \quad (20)$$

Jeżeli znamy wartość wariancji sygnału ( $\sigma_{signal}^2$ ) i szumu ( $\sigma_{noise}^2$ ), to SNR możemy wyrazić jako:

$$SNR = \frac{\sigma_{signal}^2}{\sigma_{noise}^2} \quad (21)$$

Ponieważ sygnały mają bardzo szeroki zakres dynamiczny, to z tego powodu SNR często wyraża za pomocą skali logarytmicznej w dB

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{P_{signal}}{P_{noise}} = 10 \log \frac{\sigma_{signal}^2}{\sigma_{noise}^2} \quad (22)$$

Metoda estymacji SNR, proponowana w niniejszej pracy, polega na wyznaczeniu jej w procesie filtracji sygnału (23), przy założeniu, że zaszumienie jest procesem addytywnym, stacjonarnym, nieskorelowanym z sygnałem użytecznym, o wartości przeciętnej zero oraz że w procesie wygładzania tłumione jest tylko zakłócenie:

$$x_k = s_k + n_k \quad (23)$$

gdzie:  $s_k$  – sygnał użyteczny,  $x_k$  – sygnał zaszumiony,  $n_k$  – zakłócenie o rozkładzie normalnym, wartości przeciętnej zero  $E(n) = 0$  i wariancji  $V(n) = \sigma_n^2$

Do filtracji sygnału zaszumionego wybrano filtr wygładzający, zwany wygładzaniem wykładniczym. Jest to rodzaj filtru cyfrowego, gdzie ocenę sygnału  $y_k$  można przedstawić jako średnią ważoną wartości sygnału z okresu poprzedniego  $y_{k-1}$  oraz najnowszej obserwacji  $x_n$ . Wartości ocen sygnału wyznacza się za pomocą następującej relacji [5]:

$$y_k = \alpha \cdot x_k + (1 - \alpha) \cdot y_{k-1} \quad k = 1, \dots, K \quad (24)$$

przy czym  $y_0 = x_0$ , a zatem początkowa ocena sygnału to wartość najwcześniejszej chronologicznie obserwacji  $x_n$ . Parametr  $\alpha \in (0, 1)$  jest nazywany stałą wygładzania. Redukcja wariancji szumu dla wygładzania wykładniczego, dla zakłócenia losowego  $\{n_k\}$ , o wartości przeciętnej zero  $E(n) = 0$  i wariancji  $V(n) = \sigma_n^2$ , wyraża się wzorem:

$$\sigma_w^2 = \sigma_n^2 \cdot \frac{\alpha}{2 - \alpha} \quad (24)$$

gdzie:  $\sigma^2$  – wariancja szumu wejściowego,  $\sigma_w^2$  – wariancja szumu po wygładzaniu,  $q = \alpha / (2 - \alpha)$  – współczynnik tłumienia szumu

Przyjmując, że obserwowany sygnał jest postaci (23), oraz uwzględniając, że szum i sygnał użyteczny nie są skorelowane, wariancja sygnału wejściowego wynosi [5]:

$$V(x) = \sigma_s^2 + \sigma_n^2 \quad (25)$$

Zakładając, że wygładzanie redukuje tylko wariancję zakłócenia, możemy napisać zależność na wariancję sygnału wyjściowego jako:

$$V(y) = \sigma_s^2 + q \cdot \sigma_n^2 \quad (26)$$

gdzie  $q$  – współczynnik tłumienia szumu.

Przekształcając zależności (22), (25) i (26) otrzymamy wyrażenie na  $SNR_{dB}$ :

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{V(y) - q \cdot V(x)}{V(x) - V(y)} \quad (27)$$

gdzie:  $V(y)$  – wariancja po filtracji,  $V(x)$  – wariancja sygnału bez wygładzania. Przedstawiony powyżej sposób wyznaczenia SNR charakteryzuje się potrzebą znajomości tylko wariancji sygnału wejściowego i wyjściowego [5, 6]. Pozwala to w sposób prosty wyznaczyć poziom zakłóceń. Dla wygładzania wykładniczego, gdzie  $q = \alpha / (2 - \alpha)$  można powyższą zależność przekształcić do postaci:



$$SNR = \frac{1}{(2-\alpha)} \cdot \frac{(2-\alpha) \cdot V(y) - \alpha \cdot V(x)}{V(x) - V(y)} \quad (28)$$

$$SNR_{dB} = 10 \log \left[ \frac{(2-\alpha) \cdot V(y) - \alpha \cdot V(x)}{(2-\alpha)(V(x) - V(y))} \right] \quad (29)$$

W obliczeniach przyjęto  $\alpha = 0,95$ . Współczynnik wygładzania  $\alpha$  na poziomie  $\alpha = 0,9 - 0,95$  dawał najlepsze rezultaty. Na dokładność estymaty ma wpływ również ilość próbek, zwykle wystarcza kilkaset ( $\sim 500$ ). Na podstawie (25) i (26) można również szacować odchylenie standardowe zakłócenia:

$$\tilde{\sigma}_n = \sqrt{\frac{1}{1-q} \cdot [V(x) - V(y)]} \quad (29)$$

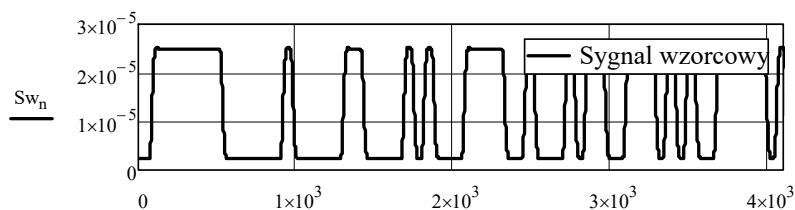
Powyższa zależność została wykorzystana do szacowania współczynnika  $Q$  (17), zakładając, że zakładając, że poziom zakłócenia dla sygnału w zerze logicznym i jedynie jest ten sam. Parametr  $p$  przyjęto wartość  $p = 6$ , z tego powodu, że praktycznie wszystkie odchylenia od wartości średniej znajdują się w tym zakresie.

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \approx \frac{\mu_1 - \mu_0}{2 \cdot p \cdot \tilde{\sigma}_n} \quad \text{gdzie } p = 6 \quad (30)$$

gdzie:  $\mu_1$  – wartość średnia sygnału elektrycznego w stanie wysokim,  $\mu_0$  – wartość średnia sygnału elektrycznego w stanie niskim

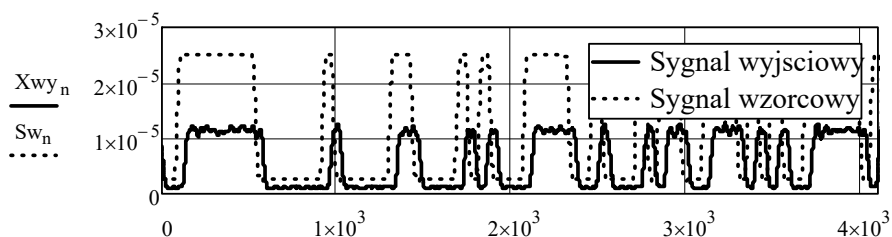
### 3. WYNIKI TESTÓW

Do wykonania testów numerycznych użyto sygnałów przedstawionych na rys. 5–8, wszystkie miały  $N = 8192$  próbek. Wyniki te pochodzą z układu pomiarowego zrealizowanego w Laboratorium Technologii Teleinformatycznych i Fotoniki z użyciem 3 odcinków włókien połączonymi spliterami pomiarowymi z jednoczesną rejestracją przebiegów na 4 detektorach z użyciem oscyloskopu o pasmie przenoszenia 2,5 GHz. Na detektorach zarejestrowano przebieg z wejścia do linii światłowodowej, za odcinkiem 17 km, 35 km i 53 km. Na rys. 5 pokazano sygnał wzorcowy o parametrach  $Q \sim 30$  dB,  $\mu_1 \sim 2,5 \cdot 10^{-5}$  – wartość średnia sygnału w stanie wysokim,  $\mu_0 \sim 2,5 \cdot 10^{-6}$  – wartość średnia sygnału w stanie niskim.

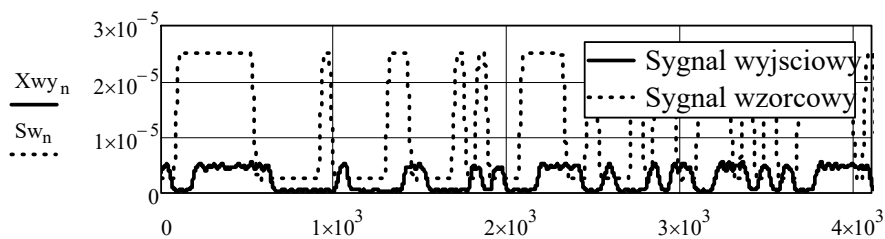


Rys. 5. Sygnał wzorcowy na wyjściu nadajnika (referencyjny),  $Q \sim 30$  dB,  $\mu_1 \sim 2,5 \cdot 10^{-5}$  – wartość średnia sygnału w stanie wysokim,  $\mu_0 \sim 2,5 \cdot 10^{-6}$  – wartość średnia sygnału w stanie niskim

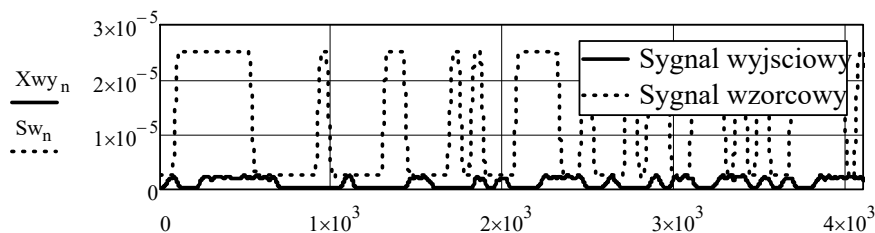
Następne przebiegi uzyskano rejestrując przebieg wzorcowy po transmisji światłowodem o różnej długości  $L$  (wartości podano w opisie rysunków). Jak można zauważyć poszczególne sygnały są tłumione i coraz bardziej zniekształcone.



Rys. 6. Sygnał na wyjściu światłowodu o długości  $L=17,7$  km,  $Q\sim 9,5$  dB,  $\mu_1\sim 1,2\cdot 10^{-5}$  – wartość średnia sygnału w stanie wysokim,  $\mu_0\sim 1,2\cdot 10^{-6}$  – wartość średnia sygnału w stanie niskim



Rys. 7. Sygnał na wyjściu światłowodu o długości  $L=35,6$  km,  $Q\sim 4$  dB,  $\mu_1\sim 4,5\cdot 10^{-6}$  – wartość średnia sygnału w stanie wysokim,  $\mu_0\sim 0,4\cdot 10^{-6}$  – wartość średnia sygnału w stanie niskim



Rys. 8. Sygnał na wyjściu światłowodu o długości  $L=53$  km,  $Q\sim 0,1$  dB,  $\mu_1\sim 2,1\cdot 10^{-6}$  – wartość średnia sygnału w stanie wysokim,  $\mu_0\sim 2,25\cdot 10^{-7}$  – wartość średnia sygnału w stanie niskim

Pierwszy eksperyment polegał na zaszumieniu sygnału wzorcowego szumem  $\{n_{kj}\}$ , o rozkładzie normalnym (Gaussa), wartości przeciętnej zero  $E(n)=0$  i wariancji  $V(n) = \sigma_n^2$ , gdzie wartość odchylenia standardowego  $\sigma_n$  zmieniano w zakresie  $\sigma_n = 0,2\cdot 10^{-6}$ – $2,0\cdot 10^{-6}$ , co odpowiada  $SNR=35$ – $14$  dB.

Następnie, korzystając ze wzoru (27)–(29), estymowano wartość  $SNR$ . Wyniki symulacji przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Wyniki eksperymentu polegającego na estymowaniu  $\sigma$  ( $\sigma^2$  – moc szumu) i SNR z sygnału: Przebieg 1 zakłóconego szumem o rozkładzie normalnym  $N(0, \sigma)$ , gdzie  $\sigma = 0,2 \cdot 10^{-6} - 2,0 \cdot 10^{-6}$ , co odpowiada SNR = 35–14 dB.

Lp	$\sigma$ – zadana wartość $\times 10^{-6}$	SNR w dB	Estymowana wartość $\sigma$	Estymowana wartość SNR	Estymowana wartość SNR w dB	Błąd względny w % estymaty SNR	Błąd względny w % estymaty SNR w dB
1	0,2	34,30	$0,337 \cdot 10^{-6}$	948,233	29,769	64,801	13,219
2	0,3	30,78	$0,404 \cdot 10^{-6}$	660,551	28,199	44,830	8,391
3	0,4	28,283	$0,482 \cdot 10^{-6}$	463,409	26,660	31,192	5,741
4	0,5	26,34	$0,567 \cdot 10^{-6}$	334,825	25,248	22,320	4,164
5	0,6	24,76	$0,657 \cdot 10^{-6}$	250,002	23,979	16,479	3,158
6	0,7	23,42	$0,748 \cdot 10^{-6}$	192,387	22,842	12,517	2,480
7	0,8	22,26	$0,842 \cdot 10^{-6}$	151,970	21,818	9,741	1,999
8	0,9	21,24	$0,937 \cdot 10^{-6}$	122,743	20,890	7,735	1,646
9	1,0	20,32	$1,033 \cdot 10^{-6}$	101,028	20,044	6,245	1,378
10	1,1	19,49	$1,129 \cdot 10^{-6}$	84,504	19,269	5,111	1,169
11	1,2	18,74	$1,226 \cdot 10^{-6}$	71,667	18,553	4,230	1,001
12	1,3	18,04	$1,324 \cdot 10^{-6}$	61,510	17,889	3,531	0,865
13	1,4	17,40	$1,422 \cdot 10^{-6}$	53,346	17,271	2,968	0,752
14	1,5	16,80	$1,520 \cdot 10^{-6}$	46,691	16,692	2,509	0,656
15	1,6	16,24	$1,618 \cdot 10^{-6}$	41,197	16,149	2,128	0,575
16	1,7	15,72	$1,716 \cdot 10^{-6}$	36,612	15,636	1,808	0,504
17	1,8	15,22	$1,815 \cdot 10^{-6}$	32,747	15,152	1,538	0,442
18	1,9	14,75	$1,914 \cdot 10^{-6}$	29,460	14,692	1,307	0,387
19	2,0	14,30	$2,013 \cdot 10^{-6}$	26,641	14,256	1,107	0,338

Drugi eksperyment polegał na estymacji wartości parametru  $Q$  (30), z przebiegów pokazanych na rys. 6, 7 i 8. Uzyskane wyniki zestawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Wyniki estymacji parametru  $Q$  (30)

Lp.	$Q$ – zadane	$Q$ – estymowane
1	9,5 dB	~10,01 dB
2	4,0 dB	~7,96 dB
3	0,1 dB	~1,54 dB

#### 4. PODSUMOWANIE

W ramach pracy zaproponowano nowy algorytm wykorzystujący wykładanie wykładnicze dla grupy sygnałów telekomunikacyjnych pochodzących z linii światłowodowych o różnych długościach. Algorytm został opracowany w opar-

ciu o oryginalne wyniki pomiarów uzyskane w linii światłowodowej zestawionej w Laboratorium Technologii Teleinformatycznych i Fotoniki. Uzyskane eksperymentalnie sygnały na wyjściu detektorów posiadają zakłócenie w istotnym stopniu pochodzące od optycznego zjawiska w światłowodzie – dyspersji chromatycznej- dominującego w tym układzie pomiarowym. Opis jakości transmisji w sieciach i liniach światłowodowych jest wykonany za pomocą elementowej stopy błędów i diagramu oka uzyskanego z użyciem szerokopasmowego oscyloskopu czterokanałowego o paśmie przenoszenia 2,5 GHz. Otrzymane wyniki wskazują na spory potencjał metody estymacji w nowych obszarach przetwarzania sygnałów jaką jest telekomunikacja światłowodowa i dobrą zbieżność do opisu zakłócenia pochodzenia optycznego. Sporym ograniczeniem jest zestawianie układu pomiarowego dla przepływności wyższej niż 1 Gbit/s ze względu na niedostępność sygnału elektrycznego. Wyniki prac numerycznych wykazują sporą korelację z wynikami pomiarowymi, jednakże kontynuowane będą prace nad zwiększeniem dokładności metody estymacji. Dalsze pomiary i badania będą wykonane z użyciem oscyloskopu optycznego o paśmie przenoszenia 500 GHz.

## LITERATURA

- [1] Agrawal G.P., Fiber-Optic Communication Systems, John Wiley & Sons Inc. New York, 2002.
- [2] Agrawal G.P., Nonlinear fiber optics, Academic Press, 2001.
- [3] Zalecenie ITU-T G.652: Characteristic of a single-mode optical fibre and cable, 06/2005.
- [4] Perlicki K., Pomiary w optycznych systemach telekomunikacyjnych, WKŁ, Warszawa 2002.
- [5] Mikołajczak G., Peksinski J., Kowalski J., Zastosowanie Filtrów Wygładzających do Estymacji Współczynnika SNR w Sygnałach Zakłóconych Szumem o Rozkładzie Normalnym, Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering, Nr: 88, 2016, pp. 101–108.
- [6] Mikołajczak G., Peksinski J., Estimation of the Variance of Noise in Digital Images using a Median Filter, Proceedings of 39<sup>th</sup> International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2016, pp. 489–492.

## SNR ESTIMATION USING DIGITAL FILTERS FOR FIBER OPTIC LINES

The paper presents the SNR estimation method using digital smoothing filters. Based on the properties of these filters in the signal processing process, the method of calculating the SNR coefficient as well as the disturbance distribution parameters were proposed. The method was checked to the estimate of degradation in the single mode fiber (SMF) of 1 Gbit/s bit rate for the transmission distance –53 km.

*(Received: 31.01.2019, revised: 08.03.2019)*