

Buforowanie danych w systemie transmisyjnym z koderem a/c i c/a o nierównomiernym próbkowaniu

Streszczenie. W artykule omówiono problematykę przesyłania strumienia danych powstałych na wyjściu kodera a/c o nierównomiernym próbkowaniu. Skoncentrowano się na omówieniu buforowania asynchronicznego strumienia bitów na wyjściu kodera w celu jego przesłania poprzez sieci o stałej szybkości transmisji. Wnioski wypływające z przeprowadzonych badań odpowiadają na pytanie czy i w jaki sposób można stosować jednobitowe kodeki delta do rejestracji kształtu sygnałów analogowych oraz ich przesyłania poprzez współczesne systemy transmisyjne.

Abstract: The article discusses the issues of stream data transfer generated at the output of the a/d converter with non-uniform sampling. Analysis focus on buffering of asynchronous bit stream and sending it by network with constant bit rate. Conclusions of the study answer to the questions: whether and how to use one-bit delta codecs to register the shape of analogue signals and how to arrange the transmission through the modern systems. (**Buffering data in the transmission system with a/d and d/a non-uniform sampling converters**)

Słowa kluczowe: przetwarzanie z nierównomiernym próbkowaniem, systemy transmisji danych, synchronizacja

Keywords: data processing with non-uniform sampling, data transmission

Wprowadzenie

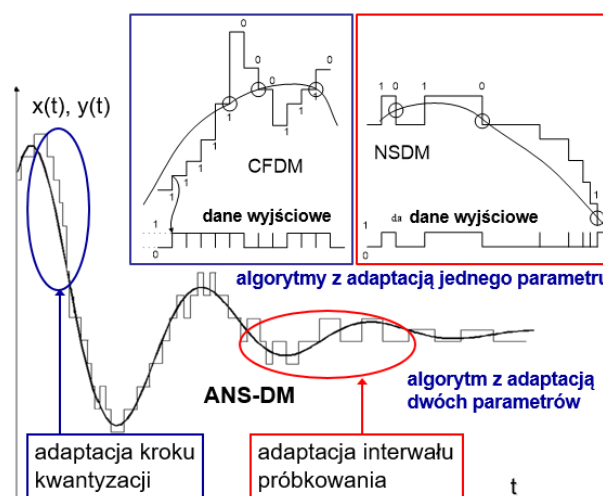
Metoda przetwarzania analogowo-cyfrowego i cyfrowo-analogowego z nierównomiernym próbkowaniem skutkuje zmienną w czasie liczbą koniecznych do przesłania danych, stoi zatem w opozycji do klasycznych zasad synchronicznego transmitowania strumienia danych, gdzie informacje napływają w ściśle określonym czasie i ich liczba jest przewidywalna. Nic zatem dziwnego, że ten sposób konwersji i przesyłania sygnałów z trudem znajduje praktyczne zastosowania wśród licznych rozwiązań bazujących na klasycznej teorii sygnałów. Z drugiej jednak strony, konieczność rozbudowy systemów synchronicznych oraz rosnąca liczba koniecznych do przesłania danych napotyka też na ograniczenia technologiczne, dlatego w ostatnich latach obserwuje się coraz szersze zainteresowanie rozwijaniem algorytmów i budową modeli systemów z próbkowaniem asynchronicznym oraz z nierównomiernym próbkowaniem adaptowanych do pracy w systemach synchronicznych [1].

Modulacje Delta z próbkowaniem adaptacyjnym

Przykładem prostych koncepcyjnie systemów adaptacyjnego próbkowania są kodery delta, pracujące według algorytmów NS-DM (ang. *Non-uniform Sampling Delta Modulation*) oraz ANS-DM (ang. *Adaptive Non-uniform Sampling Delta Modulation*) [1].

Są to jednobitowe kodery kształtu sygnału analogowego, w których strumień danych na wyjściu przetwornika z adaptacją próbkowania charakteryzuje się zmienną w czasie szybkością bitową, proporcjonalną do chwilowej aktywności sygnału próbkowanego. W stosunku do liniowej modulacji delta (LDM ang. *Liner Delta Modulation*) dzięki zmniejszeniu czasu między kolejnymi próbkami, algorytm NS-DM w naturalny sposób ogranicza szumy przeciążenia stromości przy takim samym poziomie granulacji [1]. W przypadku modulatora z algorytmem ANS-DM adaptacji podawana jest także wartość korku kwantyzacji, przez co osiąga się mniejsze zakresy zmian parametrów adaptowanych w stosunku do NS-DM osiągając taką samą jakość przy mniejszej średniej przepływności bitowej.

Generalnie rzecz ujmując w tego typu procesach kodowania składowe wolnozmiennie sygnału dają możliwość zmniejszenia częstotliwości próbkowania, co nie redukuje szumu granulacji, ale ogranicza średnią przepływność bitową. Zastosowany w tych przetwornikach algorytm dla uzyskania synchronizacji w ściśle zdefiniowanych sytuacjach przywraca adaptowaną wartość interwału próbkowania i korku kwantyzacji do wartości startowej.



Rys.1. Porównanie metod kodowania kształtu według algorytmów NS-DM, CFDM (ang. Constant Factor Delta Modulation) oraz ANS-DM

W procesie kodowania kształtu sygnału (Rys.1) adekwatnie do schematu blokowego modulacji NS-DM (1), sygnał wejściowy $x(t)$ jest porównywany z sygnałem aproksymującym, którego wartość na wyjściu predyk-tora w chwilach próbkowania wynosi:

$$(1) \quad Y_i = Y_0 + \sum_{k=1}^{i-1} \Delta(\tau_{p_i}) \cdot q$$

gdzie: q –krok kwantyzacji, a operacja kwantowania, przebiega zgodnie z:

$$(2) \quad \Delta(\tau_{p_i}) = \text{sgn}[x(t) - y(t)] = \begin{cases} 1 & \text{gdy } x(t) \geq y(t) \\ -1 & \text{gdy } x(t) < y(t). \end{cases}$$

Wyjściowy ciąg bitów $b(t)$ (po uwzględnieniu próbkowania $\{b_i\}$) powstaje przez proste przekształcenie:

$$(3) \quad b(t) = \begin{cases} 1 & \text{gdy } \Delta(t) = 1 \\ 0 & \text{gdy } \Delta(t) = -1. \end{cases}$$

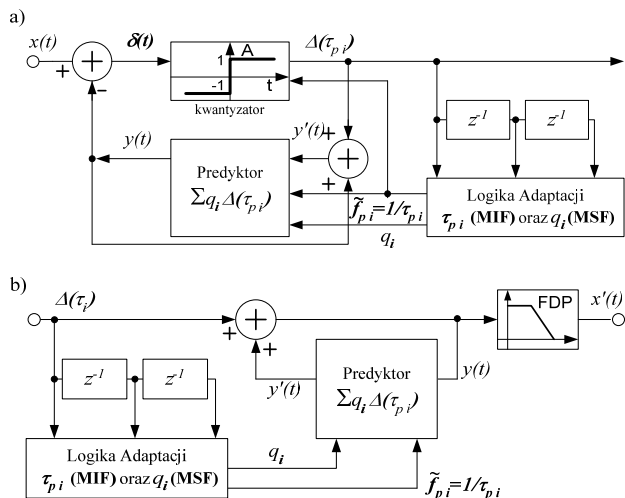
Interwał próbkowania, czyli czas pomiędzy dwoma kolejnymi chwilami próbkowania wynosi:

$$(4) \quad \tau_{p_i} = t_i - t_{i-1}$$

a wartość czasu $\tau_{p(i+1)}$ określa tablica MIF [1]:

$$(5) \quad \tau_{p(i+1)} = \begin{cases} K1 \cdot \tau_{p_i} & \text{gdy } MIF < 1 \\ K2 \cdot \tau_{p_i} & \text{gdy } MIF > 1 \\ \tau_{p0} & \text{gdy } MIF = 1, \end{cases}$$

gdzie: $K1, K2$ – współczynniki zmiany interwału próbkowania; ($K1 < 1 < K2$); MIF (ang. *Modified Interval Function*) – funkcja adaptacji interwału próbkowania; τ_{p0} – startowy odstęp między chwilami próbkowania (interwał startowy), jest zawarty w przedziale $[\tau_{p \min}, \tau_{p \max}]$.



Rys.2. Algorytm modulacji i demulacji ANS-DM.

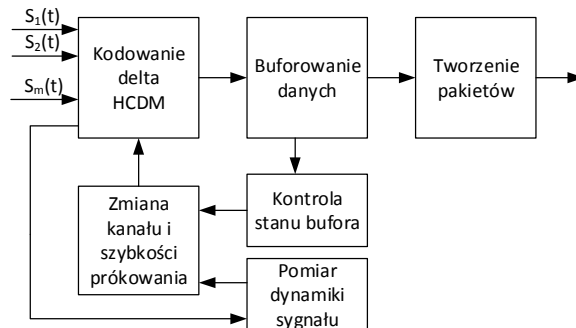
Buforowanie danych w modulatorach Delta

Przesyłanie danych pochodzących z modulatora adaptacyjnego z nierównomiernym próbkowaniu wymaga dopasowania przepustowości systemu transmisyjnego do maksymalnej prędkości strumienia danych BR_{max} na wyjściu koder. Trzeba jednak pamiętać, że pojawiające się w sygnale fragmenty o wolnych zmianach (tzw. okresy ciszy), wymagają mniejszej szybkości kodowania (BR_{min}). Zmienna w czasie prędkość napływania danych, prowadzi to do nieefektywnego wykorzystania kanału transmisyjnego, ponieważ wymaga alokacji zasobów dla przeniesienia strumienia o największej szybkości BR_{max} , która chwilowo może być kilkadziesiąt razy większa od wartości średniej przepływności bitowej BR_{avg} [2,7]. Dlatego nieodzownym staje się zastosowanie elementu, który pozwoliłby na utrzymanie szybkości wyjściowego strumienia bitów koderu NS-DM (ANS-DM) na określonej, stałej wartości. Rozwiązanie takie jest nieodzowne w systemach synchronicznych oraz w sieciach pakietowych (np.: sieć IP). W obu przypadkach struktura danych ma ściśle określoną budowę, gdzie jednoznacznie wyznaczono miejsce i wielkość pola danych. Generowane w koderach delta z próbkowaniem adaptacyjnym dane mogą być buforowane w systemie transmisyjnym z dyscypliną: pierwszy wchodzi, pierwszy wychodzi, oznaczanej jako FIFO (ang. *First In, First Out*). W praktyce kolejka taka stanowi bufor cykliczny, którego długość powinna zostać dopasowana do rodzaju przetwarzanych danych.

W pracy [2] przedstawiono jeden z pierwszych cyfrowych układów transmisyjnych głosu, w którym częstotliwość próbkowania koderów HCDM (ang. *Hybrid Companding Delta Modulation*) zmienia się w czasie, adaptacyjnie do wymaganej jakości transmitowanego sygnału oraz zajętości łącza (co wynikało z konieczności multipleksacji większej liczby kanałów w łączu) (Rys. 3).

Udowodniono na drodze symulacji, że w takim systemie można efektywnie zarządzać współdzieleniem łącza przez kilku użytkowników. W omawianym rozwiązaniu zastosowano stałą szybkość transmisji (16 kb/s) z buforem dopasowującym na wejściu i wyjściu. Założono, że system przełącza dane pochodzące z kilku źródeł, próbkowanych z różnymi częstotliwościami: 6 kHz, 12 kHz, 16 kHz, 24 kHz. Dynamiczna kontrola stanu bufora umożliwia zmianę

rozmiaru danych, które są kolejgowane, odbywa się to na drodze zmiany szybkości ich napływania. Adaptacji poddawana jest częstotliwość próbkowania, której zakres zmian zależy od dynamiki sygnału. W chwilach braku sygnału, które są wykrywane przez układ decyzyjny, mierzący wartości energii sygnału oraz liczbę przejść przez wartość zerową sygnału, kanał nie jest próbkowany, dzięki czemu przepustowość innych danych może wzrosnąć.



Rys. 3. Schemat blokowy systemu multipleksacji kanałów z układem adaptacji częstotliwości próbkowania na podstawie pomiaru mocy sygnału m-liczba multipleksowanych kanałów (opracowano na podstawie [2, 6]).

Ponieważ system transmisyjny pracuje w czasie rzeczywistym, jego pracę można uznać za prawidłową, dopóki opóźnienie wprowadzane przez buforowanie nie powoduje nadmiernego spadku jakości konwersji. Nadmierna długość bufora powoduje zwiększenie opóźnienia transmisji. Zbyt duże ich wartości sprawiają, że mowa brzmi nienaturalnie i staje się trudna do zrozumienia. Wprowadzenie opóźnienia o wartości 150 ms jest już odczuwalne przez słuchacza, natomiast wyraźne trudności zrozumiałości pojawiają się przy opóźnieniach o wartości 300 ms [6]. Z kolei skrócenie bufora powoduje częstsze jego przepelnianie, co prowadzi do utraty danych i degradację odtworzonego sygnału.

Analiza doboru długości bufora transmisyjnego i jego wpływ na jakość przetwarzania

Właściwe dobranie długości bufora transmisyjnego ma w tym przypadku kluczowe znaczenie, albowiem stopień jego zapelnienia zależy od chwilowej wartości szybkości napływania danych, która natomiast jest uwarunkowana charakterem zmian sygnału wejściowego. W skrajnych przypadkach duża dynamika zmian sygnału może spowodować przepelnienie bufora, a powolne zmiany jego szybkie opróżnianie. Eliminacja tego zjawiska może być osiągnięta przez zastosowanie mechanizmów kontrolujących ciągle zajętość bufora i regulujących adaptacyjnie szybkość napływania danych na drodze zmiany częstotliwości próbkowania [1,2,6].

Modyfikację szybkości napływania danych można opisać za pomocą równań [2]:

$$(6) \quad \tilde{f}_p \leq f_{BR}, \text{ gdy } b(t) \geq M \cdot B$$

$$(7) \quad \tilde{f}_p \leq f_{BR}, \text{ gdy } b(t) \leq N \cdot B$$

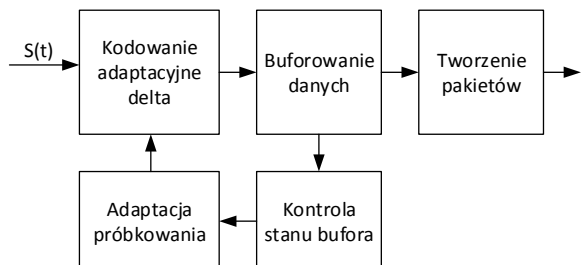
Przy czym: \tilde{f}_p – odwrotność interwału próbkowania koder

(quasi-częstotliwość próbkowania); f_{BR} – częstotliwość z jaką bity opuszczają bufor, $b(t)$ – zajętość bufora w chwili t , B – rozmiar bufora;

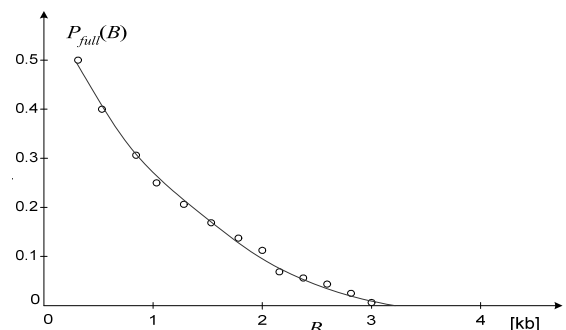
M i N – współczynniki określające przedział wartości, jakie może przyjmować $b(t)$, bez konieczności zmiany częstotliwości próbkowania (np.: $M=0,9$, oraz $N=0,1$ [2]).

Prawdopodobieństwo wystąpienia przepelnienia bufora maleje eksponencjalnie w funkcji jego długości B i osiąga wartość najmniejszą dla długości 3kb (Rys. 5). Z kolei

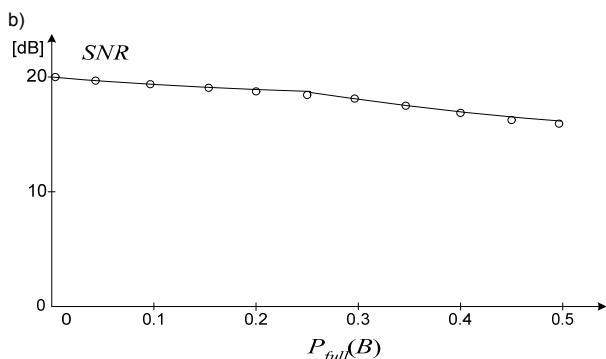
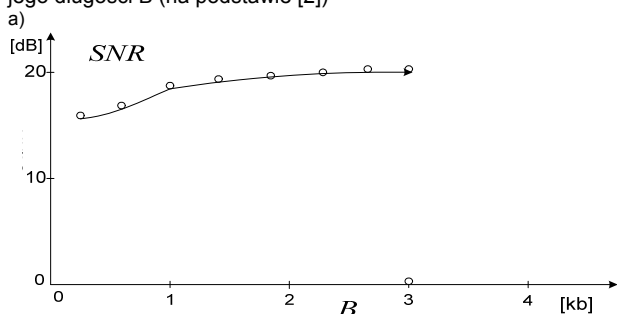
poniżej pewnej długości bufora, następuje jego częste przepełnianie, przez co spada jakość przetwarzania, mierzona jako stosunek mocy sygnału do mocy szumu SNR (Rys. 6). Nadmierne zwiększanie długości bufora B , minimalizujące prawdopodobieństwo przepełnienia bufora, nie powoduje wzrostu SNR, a wprowadza dodatkowe opóźnienie, toteż nie jest wymagane stosowanie buforów, których długości są dobierane tak, aby zmagazynować jak największą porcję danych. Ważniejsza od incydentalnego opróżniania bufora, jest minimalizacja jego długości, która decyduje o wielkości wnoszonych opóźnień.



Rys.4. Propozycja układu nadajnika modulacji delta z układem kontroli poziomu zajętości bufora transmisyjnego.



Rys.5. Przykład eksperymentalnego wyznaczenia prawdopodobieństwa przepełnienia bufora $P_{full}(B)$ w zależności od jego długości B (na podstawie [2])



Rys.6. Przykładowe wykresy przebiegu SNR w funkcji a) długości bufora transmisyjnego B , b) prawdopodobieństwa wystąpienia przepełnienia bufora $P_{full}(B)$ (na podstawie [2]).

Buforowanie danych w koderach NS-DM i ANS-DM

Metoda buforowania danych zastosowana do kodeków HCDM, może także zostać wykorzystana do buforowania

danych pochodzących z kodeków delta NS-DM oraz ANS-DM. W celu wyznaczania granic długości bufora w tym przypadku wymagane jest wyznaczenie histogramu interwałów próbkowania, wykorzystywanych w czasie przetwarzania określonej klasy sygnałów, reprezentowanych w badaniach przez zestaw próbek testowych charakterystycznych dla języka polskiego.

Dla każdej z analizowanych próbek sporządzono histogram częstości występowania składowych odwrotności interwału próbkowania – quasi częstotliwości próbkowania, który posłużył do obliczenia liczby bitów (N_i), transmitowanych z i -tą częstotliwością (\tilde{f}_{p_i}). Znajomość częstości próbek występujących w histogramie, pozwala na oszacowanie prawdopodobieństwa P_i każdego i -tego interwału próbkowania, które zostało wykorzystane do estymacji wymaganej długości bufora transmisyjnego oraz symulacji procesu jego wypełniania i opróżniania.

Wyznaczenie prawdopodobieństwa występowania interwałów próbkowania

Prawdopodobieństwo występowania każdego z interwałów próbkowania (quasi-częstotliwości próbkowania) zostało wyznaczone symulacyjnie dla próbek głosu męskiego oraz żeńskiego dla trzech różnych startowych częstotliwości próbkowania (80 kHz, 100 kHz, 125 kHz) dla 50 próbek głosu męskiego oraz 50 próbek mowy żeńskiej, uśrednione wartości prawdopodobieństw wystąpienia określonych częstotliwości próbkowania we wszystkich próbkach mowy męskiej oraz żeńskiej zawiera Tab.1.

Korzystając z definicji Laplace'a, prawdopodobieństwo P_i pojawienia się na wyjściu kodera bitu o czasie trwania τ_{p_i} wynosi:

$$(8) \quad P_i = \frac{N_i}{\sum_{i=1}^k N_i}$$

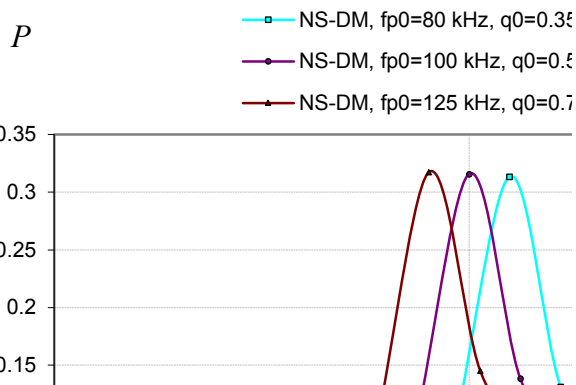
gdzie: k – liczba częstotliwości próbkowania, determinowana parametrami modulatora: τ_{p0} , τ_{pmin} , τ_{pmax} , K_1 , K_2 .

Tabela 1. Średnie wartości prawdopodobieństwa wystąpienia częstotliwości próbkowania przy kodowaniu próbek mowy męskiej oraz żeńskiej dla modulacji NS-DM przy trzech różnych wartościach przy $q_0 = 0.35\% U_{smax}$.

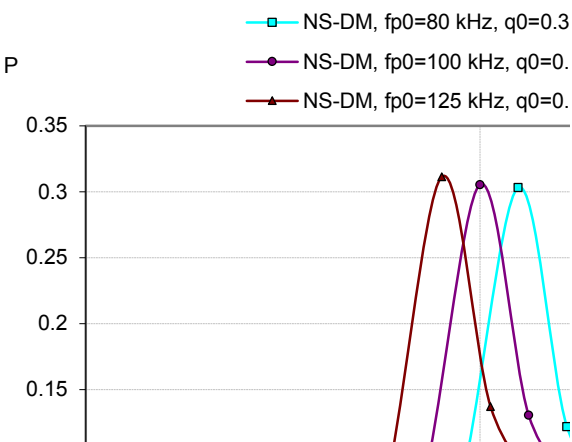
i	$\tilde{f}_{p0} = 80 \text{ kHz}$		
	τ_{p_i} [ms]	P_i	
		Mowa męska	Mowa żeńska
1	0.001	0.04926	0.0733
2	0.001029	0.01003	0.01322
3	0.001471	0.01299	0.01645
4	0.002101	0.01695	0.02076
5	0.003001	0.02271	0.02669
6	0.004287	0.03058	0.03481
7	0.006125	0.04232	0.04648
8	0.00875	0.06796	0.0698
9	0.0125	0.11334	0.1204
10	0.016625	0.13121	0.12181
11	0.022111	0.07425	0.07216
12	0.029408	0.05288	0.04549
13	0.039113	0.03564	0.03094
14	0.05202	0.02423	0.02225
15	0.069	0.11565	0.1028
i	$\tilde{f}_{p0} = 100 \text{ kHz}$		
	τ_{p_i} [ms]	P_i	
		Mowa męska	Mowa żeńska
1	0.001	0.04926	0.0733
2	0.001029	0.01003	0.01322

3	0.001471	0.01299	0.01645
4	0.002101	0.01695	0.02076
5	0.003001	0.02271	0.02669
6	0.004287	0.03058	0.03481
7	0.006125	0.04232	0.04648
8	0.00875	0.06796	0.0698
9	0.0125	0.31334	0.30304
10	0.016625	0.13121	0.12181
11	0.022111	0.07425	0.07216
12	0.029408	0.05288	0.04549
13	0.039113	0.03564	0.03094
14	0.05202	0.02423	0.02225
15	0.069	0.11565	0.1028
i	$\tilde{f}_{p0} = 125 \text{ kHz}$	P_i	
		τ_{pi} [ms]	
		Mowa męska	Mowa żeńska
1	0.001	0.04816	0.07446
2	0.001345	0.01254	0.01603
3	0.001921	0.01688	0.02087
4	0.002744	0.02318	0.0278
5	0.00392	0.03358	0.03867
6	0.0056	0.05871	0.06288
7	0.008	0.31731	0.31123
8	0.01064	0.14519	0.1371
9	0.014151	0.08235	0.07861
10	0.018821	0.06372	0.05542
11	0.025032	0.04303	0.03971
12	0.033293	0.032	0.02755
13	0.044279	0.0231	0.01961
14	0.058891	0.0153	0.0149
15	0.069	0.08496	0.07515

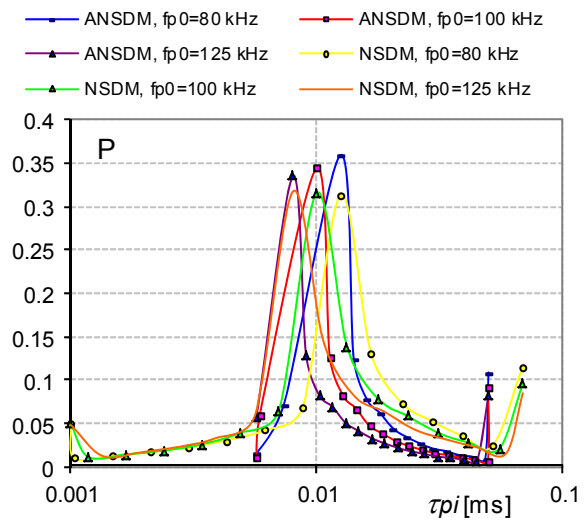
a)



b)



Rys.7. Rozkład średnich prawdopodobieństw wystąpienia określonych częstotliwości próbkowania przy modulacji sygnału mowy NS-DM dla trzech różnych wartości startowej częstotliwości próbkowania mowa męska (a), mowa żeńska (b) (na podstawie [5]).



Rys. 8. Rozkłady prawdopodobieństw wystąpienia określonych częstotliwości próbkowania przy przetwarzaniu NS-DM oraz ANSDM dla trzech wartości częstotliwości startowej (na podstawie [5]).

Uśrednione wartości prawdopodobieństw dla m próbek:

$$P_{isr} = \frac{\sum_{p=1}^m P_i}{m} \quad (9)$$

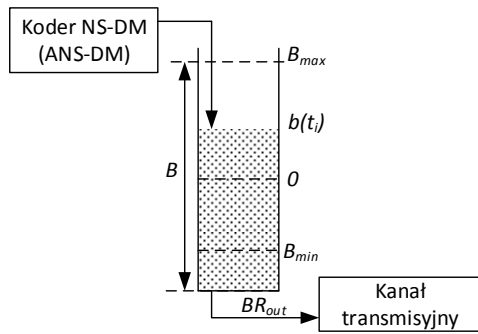
Dla wszystkich trzech wartości kroku przetwarzanie mowy żeńskiej charakteryzuje się większym, niż w przypadku mowy męskiej, udziałem maksymalnych częstotliwości próbkowania. Różnice w prawdopodobieństwie nie są jednak znaczące i oscylują w pobliżu 0.05.

Podobną analizę przeprowadzono dla modulacji ANSDM. Wykresy na Rys.8 pokazują, iż podobnie jak przy przetwarzaniu NS-DM, najczęściej występujące interwały próbkowania skoncentrowane są wokół (τ_{p0}) . Na bazie Rys.8. można zauważyć, że przy przetwarzaniu ANSDM prawdopodobieństwo wystąpienia częstotliwości próbkowania bliskich \tilde{f}_{p0} jest większe niż w kodowaniu NS-DM (dla $\tilde{f}_{p0} = 80 \text{ kHz}$ prawdopodobieństwo próbkowania z częstotliwością 80 kHz wynosi 0.36 dla ANSDM oraz 0.31 dla NS-DM). Ten wzrost zapewnia mniejszą fluktuację między częstotliwościami dużo niższymi, bądź dużo większymi od \tilde{f}_{p0} .

W przypadku ANSDM dzięki adaptacji kroku kwantyzacji q , bardzo rzadko stosowana jest częstotliwość największa (brak charakterystycznego dla NS-DM wzrostu P_i dla $\tilde{f}_{p_{max}}$). Odbija się to korzystnie na liczbie bitów niezbędnych do prawidłowego zakodowania sygnału, czyli spadku BR_{avg} .

Estymacja długości bufora transmisyjnego

Stan zapełnienia bufora o długości B w czasie $b(t_i)$ oznaczony jako zero, to „optymalna” liczba zgromadzonych danych, dla której prawdopodobieństwo wystąpienia przepełnienia lub opróżnienia bufora jest najmniejsze. Wobec tak przyjętego opisu liczby danych w buforze, każdy poziom mniejszy od punktu zerowego jest opisywany przez liczbę ujemną, z kolei wartości powyżej tego punktu są liczbami dodatnimi, co ułatwia analizę procesu buforowania danych (Rys. 9).



Rys.9. Schemat funkcjonalny bufora transmisyjnego B - pojemność bufora, B_{max} (B_{min}) maksymalny (minimalny) stan bufora określany względem punktu 0.

W badaniach założono 64 kb/s szybkość przesyłania danych w kanale transmisyjnym (BR_{kt}). Przyjmując, że indeksy \tilde{f}_{p_i} rosną wraz ze zwiększaniem się wartości częstotliwości, zachodzą relacje:

$$(10) \quad \tilde{f}_{p_i} > 64 \text{ kHz} \text{ dla } i=1 \dots m,$$

$$(11) \quad \tilde{f}_{p_i} < 64 \text{ kHz} \text{ dla } i=(m+1) \dots k,$$

gdzie: k , m to liczby określające ilość kolejnych wartości częstotliwości próbkowania. Można je wyznaczyć korzystając z parametrów kodera takich jak: τ_{p0} , $\tau_{p_{min}}$, $\tau_{p_{max}}$, K_1 , K_2 [1] (Tab.2).

Tabela 2. Liczba wartości k oraz m modulatora i wartości zastosowanej \tilde{f}_{p_i} .

Typ modulatora	\tilde{f}_{p0} [kHz]	k	m
NS-DM	80	15	9
	100	15	9
	125	15	9
ANS-DM	80	15	4
	100	17	6
	125	17	7

Dysponując tymi danymi wyznaczono średnią przepływność bitową, wyjściowego strumienia danych kodera:

$$(12) \quad BR_{avg} = \frac{N}{\Theta} = \frac{N}{\sum_{i=1}^N N_i \tau_{p_i}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N P_i \tau_{p_i}}$$

przy czym: N_i – liczba bitów próbkowanych z częstotliwością \tilde{f}_{p_i} , (pobranych z interwałem τ_{p_i}), P_i – prawdopodobieństwo wystąpienia interwału τ_{p_i} , N – sumaryczna liczba bitów podczas kodowania sygnału o czasie trwania Θ .

Bufor nie będzie się opróżniał i nie będzie się przepelniał (pozostanie w stanie ustalonym), gdy:

$$(13) \quad BR_{avg} = BR_{kt}.$$

Fluktuacje BR wokół wartości średniej BR_{avg} w małych przedziałach czasu powodują, że relacje (10) i (11) nie są spełnione i dochodzi do ciągłego, naprzemiennego opróżniania i napełniania bufora. Gdy: $BR_{avg} < BR_{out}$ to bufor o chwilowej zajętości $b(t)$ będzie pusty po czasie:

$$(14) \quad t_{emp} = \frac{b(t)}{BR_{kt} - BR_{avg}}$$

Natomiast gdy: $BR_{avg} > BR_{kt}$, bufor ulegnie przepelnieniu po czasie t_{full} :

$$(15) \quad t_{full} = \frac{B - b_t}{BR_{avg} - BR_{out}}$$

Wprowadzanie mechanizmów dynamicznej kontroli zajętości bufora modyfikuje czasy t_{emp} :

$$(16) \quad t_{emp} = \frac{b_t - M \cdot B}{BR_{out} - BR_{avg}} \text{ dla } BR_{avg} < BR_{kt}$$

oraz t_{full} :

$$(17) \quad t_{full} = \frac{N \cdot B - b_t}{BR_{avg} - BR_{out}} \text{ dla } BR_{avg} > BR_{kt}$$

Znając rozkład prawdopodobieństwa wszystkich interwałów próbkowania P_i oraz przyjmując, że zmianę sygnału reprezentuje 1000 elementowa porcja próbek (wartość ta została dobrana symulacyjnie, dla analizowanych zestawów próbek głosu), można obliczyć wymaganą do pozostania w buforze liczbę bitów N_{Di} gdy $BR_{avg} < BR_{kt}$ lub miejsca na ich przyjęcie w drugim przypadku:

$$(18) \quad N_{Di} = N_i - N_{tk_i}$$

gdzie: $N_i = \tilde{f}_{p_i} \cdot t_i = N P_i$, a $N_{tk_i} = BR_{tk} \cdot t_i$, a czas napływania danych z częstotnością

$$(19) \quad \tilde{f}_{p_i} : t_i = \tau_{p_i} N P_i$$

Wobec czego:

$$(20) \quad N_{Di} = N P - BR_{tk} \tau_{p_i} N P_i = N P_i (1 - BR_{tk} \tau_{p_i})$$

Jeżeli:

$N_{Di} > 0$, to do bufora wpisano N_{Di} bitów, (sytuacja ma miejsce dla $\tilde{f}_{p_i} > 64$ kHz),

$N_{Di} < 0$, to z bufora odebrano N_{Di} bitów (sytuacja ma miejsce dla $\tilde{f}_{p_i} < 64$ kHz),

$N_{Di} = 0$, sytuacja gdy bufor zachowywał swój poprzedni stan.

Sumując wszystkie dodatnie wartości N_{Di} otrzymywano maksymalny możliwy przyrost zajętości bufora B_{max} . Ujemne wartości N_{Di} stanowią B_{min} – minimalną zajętość bufora, która nie spowoduje jego przedwczesnego opróżnienia. Całkowita długość bufora wynosi zatem:

$$(21) \quad B = B_{max} + |B_{min}| = \sum_{i=1}^m N P_i (1 - BR_{tk} \tau_{p_i})$$

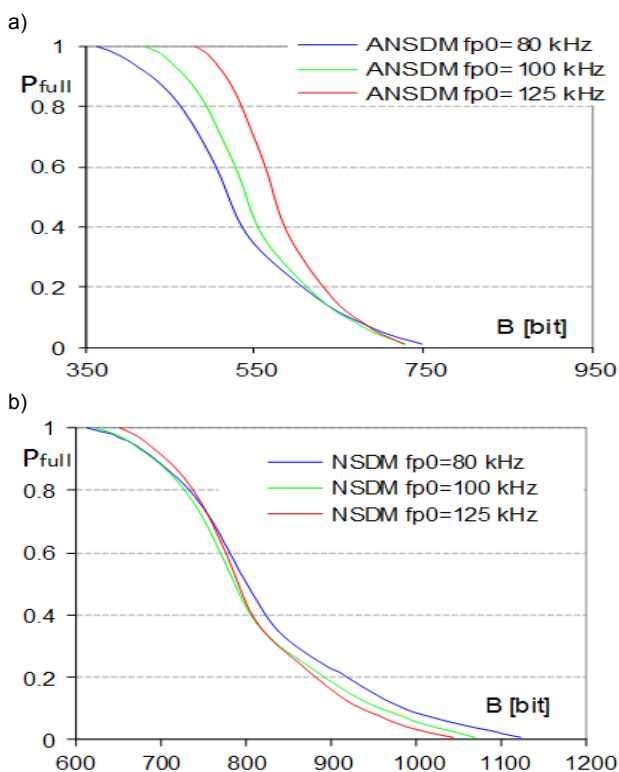
$$+ \sum_{i=m+1}^k |N P_i (1 - BR_{tk} \tau_{p_i})|$$

$$(22) \quad B = \sum_{i=1}^k |N P_i (1 - BR_{tk} \tau_{p_i})|$$

Korzystając z zależności (22) oraz wyników symulacji obliczono, że dla modelowanego zestawu próbek dla modulacji NS-DM: $B_{max}=452$, $B_{min}=-367$ oraz $B=819$. Krańcowa wartość zajętości bufora B_{max} może się pojawić, gdy wszystkie bity są próbkowane z częstotliwościami większymi niż 64 kHz, będą one wówczas wchodzić do bufora po kolei, przy czym początkowy stan bufora wynosi 0. Natomiast stan minimalny B_{min} występuje, gdy do bufora wchodzi po kolei wszystkie bity próbkowane z częstotliwościami mniejszymi niż 64 kHz. Prawdopodobieństwo zaistnienia w rzeczywistości obu tych sytuacji jest bardzo małe.

W taki sam sposób przeprowadzono obliczenia dla próbek zmodulowanych ANS-DM, na podstawie zebranych danych oszacowano średnią długość bufora, która dla najgorszego przypadku napływania danych nie jest dłuższa

niż 530 bitów dla algorytmu kodowania ANS-DM. W rzeczywistych układach porcje danych, które przechodzą przez adaptacyjny bufor transmisyjny są znacznie większe i chociaż rozkłady prawdopodobieństw, wykorzystywane w prezentowanych badaniach bazują na próbach losowych o liczności często ponad 100000, to nasuwa się pytanie czy estymowane długości bufora dla porcji 1000 bitów, będą słuszne dla ich większej liczby. Teoretycznie, możliwe jest wystąpienie w dłuższym okresie czasu serii bitów próbkowanych z częstotliwością większą od częstotliwości, z jaką bity opuszczają bufor. Niestety, w takiej sytuacji, nawet wydłużenie bufora w końcu doprowadzi do jego przepełnienia, nie jest bowiem spełniony warunek ergodyczności procesu obsługi kolejki FIFO, gdyż intensywność zgłoszeń jest większa od intensywności obsługi. Jedynym rozwiązaniem tej sytuacji jest wprowadzenie dynamicznej regulacji zajętości bufora. Patrząc na rozkłady prawdopodobieństw występowania interwałów próbkowania Rys.10 widać, że wysokie częstotliwości bardzo rzadko występują przez dłuższy okres czasu. Dzieje się tak dzięki wprowadzeniu do algorytmów powrotu do kroku startowego, który w 3-bitowym algorytmie Zhu pojawia się w 50% wszystkich możliwych przypadków podjęcia decyzji o sposobie adaptacji. To niejako wyklucza występowanie długich koincydencji, gdzie częstotliwość rosnąc zbliża się do $\tilde{f}_{p\max}$.



Rys.10. Relacja między długością bufora B a prawdopodobieństwem jego przepełnienia $P_{full}(B)$ dla modułacji: a) ANS-DM oraz b) NS-DM dla różnych \tilde{f}_{p0} (na podstawie [5]).

Słuszność powyższych rozważań, potwierdzają wyniki symulacji, ciągów danych o długości 50000 bitów [5].

Zestawiając wyniki obliczeń zauważono, że prawdopodobieństwo przepełnienia bufora jest większe dla sygnałów zmodulowanych przez modulator NS-DM (występuje w tym przypadku większe prawdopodobieństwo wystąpienia częstotliwości $\tilde{f}_{p\max}$). W przypadku

buforowania danych na wyjściu modulatora ANS-DM, wzrost \tilde{f}_{p0} sprawia, że funkcja $P(B)$ szybciej rośnie dla małych B , tendencja ta jest słabsza w przypadku NS-DM dla zakresu $P < 0.5$.

Podsumowanie

Wprowadzenie do systemu kodowania z nierównomiernym próbkowaniem buforowania transmisyjnego umożliwia przesyłanie koniecznych do rekonstrukcji danych, w systemach synchronicznych oraz pakietowych. Wykonane w czasie badań symulacje pokazują, że długość bufora nie przekracza 1kb przy prawdopodobieństwie jego przepełnienia mniejszym od 0.25. Metodą zapobiegającą przepełnieniu lub całkowitemu opróżnieniu się bufora jest wprowadzenie dynamicznej kontroli jego stanu (pojemności), którą w przypadku koderów NS-DM i ANS-DM, kodujących sygnał mowy, można zrealizować poprzez modyfikację startowego interwału (quasi-częstotliwości) próbkowania (z badań [1,4] wynika, że ma ona decydujący wpływ na wartość średniej przepływności bitowej). Kodery z nierównomiernym próbkowaniem i buforem transmisyjnym stosowane do przesyłania sygnału mowy, przez sieć IP, z uwagi na fluktuacje czasu transmisji pakietów wymagają zwiększenia długości bufora. Prowadząc eksperymenty z przesyłaniem danych w typowej sieci, odnotowano ponad dwukrotny wzrost wymaganej przepływności kanału transmisyjnego BR_{kt} w stosunku do średniej przepływności bitowej koderów BR_{avg} , co było efektem narzutów pakietyzacji.

Podziękowania

Praca została sfinansowana ze środków przyznanych na działalność statutową Katedry Elektroniki AGH.

Autorzy: dr inż. Jacek Kołodziej, dr inż. Jacek Stępień, dr hab. inż. Witold Machowski, dr hab. inż. Ryszard Golański, dr inż. Juliusz Godek; AGH Akademia Górniczo-Hutnicza imienia Stanisława Staszica w Krakowie, Katedra Elektroniki, al. Adama Mickiewicza 30, 30-059 Kraków; e-mail: [jacek.kolodziej, jacek.stepien,witold.machowski,ryszard.golanski,juliusz.godek]@agh.edu.pl

LITERATURA

- [1] R. Golański, „1-bitowe przetworniki różnicowe z próbkowaniem adaptacyjnym – metody analizy i ocena właściwości”, Kraków, Rozprawy, Monografie 151, Wydawnictwa AGH, 2005
- [2] C.K. Un, D.K. Cho, “Hybrid Companding DM with Variable Rate Sampling”, IEEE Transaction on Communication, Vol. COM-30, No.4, April 1982, pp 593-599
- [3] Y.S. Zhu, W. Leung, C. M. Wong, “A digital audio processing system based on nonuniform sampling delta modulation”, IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 42, No.1, Feb.1996
- [4] R. Golański, M. Nowak, J. Godek, J. Kołodziej, J. Stępień, “Badania symulacyjne przetwarzanie różnicowe z adaptacją kroku kwantyzacji i częstotliwości próbkowania”, Przegląd Telekomunikacyjny, nr 59, 2015
- [5] Ł. Janczura, “Badanie wpływu zmian częstotliwości próbkowania na właściwości adaptacyjne koderów delta”, Kraków, Praca Magisterska, AGH, 2006
- [6] J. Kołodziej, “Układowe realizacje jednobitowych przetworników delta z adaptacją częstotliwości próbkowania”, Kraków, Praca doktorska, Katedra Elektroniki AGH, 2007
- [7] J. Godek, R. Golański, J. Kołodziej, J. Stępień, “New synchronization method for transmission systems with variable length of bits”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, nr 61, 2015