



UNIWERSYTET TECHNOLOGICZNO-PRZYRODNICZY
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ROZPRAWY NR 146

Tadeusz Leszczyński

METODY ZWIĘKSZANIA ROZDZIELCZOŚCI ROZPOZNAWANIA KRÓTKICH SYGNAŁÓW Z LINIOWĄ MODULACJĄ CZĘSTOTLIWOŚCI

BYDGOSZCZ – 2010

REDAKTOR NACZELNY
prof. dr hab. inż. Janusz Prusiński

REDAKTOR DZIAŁOWY
dr inż. Sławomir Cieślik

OPINIODAWCY
prof. dr hab. inż. Eugeniusz Kozaczka
prof. dr hab. inż. Edward Sędek

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Michał Górecki, mgr inż. Daniel Morzyński

© Copyright
Wydawnictwa Uczelniane Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego
Bydgoszcz 2010

ISSN 0209-0597

Wydawnictwa Uczelniane Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego
ul. Ks. A. Kordeckiego 20, 85-225 Bydgoszcz, tel. 52 3749482, 3749426
e-mail: wydawucz@utp.edu.pl <http://www.wu.utp.edu.pl>

Wyd. I. Nakład 120 egz. Ark. aut. 10.0. Ark. druk. 8,0.
Oddano do druku i druk ukończono w grudniu 2010 r.
Uczelniany Zakład Małej Poligrafii UTP Bydgoszcz, ul. Ks. A. Kordeckiego 20

Podziękowania

Autor pragnie wyrazić swoją wdzięczność wszystkim osobom, które przyczyniły się do powstania niniejszej rozprawy. W szczególności dotyczy to prof. Włodzimierza Pogribnego, który ukierunkował moje zainteresowania naukowe i wprowadził w tematykę radiolokacyjną, a następnie przez kilka ostatnich lat wspierał mój rozwój naukowy i motywował do napisania tej rozprawy.

Serdecznie dziękuję moim kolegom z Zakładu Techniki Cyfrowej Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego w Bydgoszczy za pomoc przy budowie stanowiska badawczego, na którym weryfikowane były eksperymentalnie wyniki uzyskane w trakcie symulacji komputerowych.

Składam również serdeczne podziękowania obu recenzentom wydawniczym prof. Edwardowi Sędkowi i prof. Eugeniuszowi Kozaczce za wnikliwe uwagi dotyczące pierwotnej wersji tekstu rozprawy. Ich życzliwa krytyka była dla mnie bardzo pomocna w przygotowaniu ostatecznej wersji tekstu.

Bydgoszcz, 10 grudnia 2010 r.

Spis treści

Wykaz skrótów i oznaczeń.....	7
1. Wprowadzenie.....	10
1.1. Aktualność pracy.....	10
1.2. Opis działania radaru w kontekście tematu pracy.....	11
1.3. Cel i zakres pracy.....	13
2. Formowanie i rozpoznawanie sygnałów sondujących.....	15
2.1. Sygnały sondujące.....	15
2.1.1. Sygnały wąskopasmowe oraz sygnały o złożonej strukturze wewnętrznej.....	17
2.1.2. Sygnały z modulacją częstotliwości.....	21
2.1.2.1. Generacja sygnałów chirp o zadanych parametrach.....	25
2.1.3. Sygnały zakłócające w systemach radarowych.....	28
2.2. Detekcja echa sygnału sondującego.....	30
2.2.1. Detekcja zaszumionych sygnałów wąskopasmowych na podstawie analizy korelacyjnej.....	30
2.2.2. Detekcja sygnałów szerokopasmowych.....	42
2.2.2.1. Metody oparte na liniach opóźniających z akustyczną fala powierzchniową.....	46
2.2.2.2. Metody oparte na cyfrowej filtracji dopasowanej w dziedzinie częstotliwości.....	49
2.2.2.3. Metody oparte na cyfrowej filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu.....	52
3. Wpływ parametrów sygnału chirp na stopień kompresji w systemach z filtracją dopasowaną w dziedzinie czasu.....	55
3.1. Badanie wpływu fazy początkowej i częstotliwości próbkowania na stopień kompresji.....	55
3.2. Badanie wpływu operacji nieliniowych na stopień kompresji.....	58
3.3. Łączny wpływ parametrów sygnałów, charakterystyki impulsowej a także operacji nieliniowych na rozdzielczość rozpoznawania.....	64
4. Rozpoznawanie pojedynczych sygnałów chirp na podstawie opracowanych metod.....	76
4.1. Rozpoznawanie pojedynczych niezaszumionych sygnałów chirp.....	76
4.2. Rozpoznawanie pojedynczych sygnałów chirp w obecności szumów.....	81

5. Rozpoznawanie sekwencji krótkich sygnałów chirp na podstawie opracowanych metod.....	85
5.1. Zasady formowania sekwencji sygnałów chirp z wykorzystaniem kodów szumopodobnych.....	85
5.2. Rozpoznawanie sekwencji sygnałów chirp w warunkach szumów	90
6. Oryginalne opracowane struktury odbiorników o granicznej rozdzielczości do rozpoznawania krótkich sygnałów chirp	95
6.1. Systemy wykorzystujące girlandę filtrów	95
6.2. System z automatyczną regulacją parametrów filtra	100
7. Odbiorniki krótkich sygnałów chirp na bazie FPGA	102
8. Podsumowanie	108
Załącznik 1.....	110
Literatura.....	119
Streszczenia.....	128

Wykaz ważniejszych skrótów i oznaczeń

<i>ADC</i>	– przetwornik analogowo-cyfrowy
<i>ACF</i>	– funkcja autokorelacji
<i>AFP</i>	– linia dyspersyjna z akustyczną falą powierzchniową
<i>AK</i>	– analiza korelacyjna
<i>AWG</i>	– generacja sygnałów o dowolnym kształcie (<i>ang. Arbitrary Waveform Generation</i>)
<i>AWGN</i>	– addytywny biały szum gaussowski (<i>ang. Additive White Gaussian Noise</i>)
<i>B</i>	– szerokość pasma
<i>BT</i>	– iloczyn pasma i czasu trwania sygnału
<i>CCF</i>	– funkcja korelacji wzajemnej
<i>CDMA</i>	– wielodostęp z podziałem kodowym (<i>ang. Code Division Multiple Access</i>)
<i>Chirp</i> (f_1 – f_2)	– sygnał z liniową modulacją częstotliwości zmieniającej się w granicach od f_1 do f_2
D_H	– wariancja widma amplitudowego
<i>DAC</i>	– przetwornik cyfrowo-analogowy
<i>DDS</i>	– bezpośrednia generacja cyfrowa (<i>ang. Digital Direct Synthesis</i>)
<i>DFT</i>	– dyskretna transformata Fouriera
<i>DM</i>	– modulacja delta (<i>ang. Delta Modulation</i>)
<i>down-chirp</i>	– sygnał z malejącą liniowo częstotliwością
<i>DPCM</i>	– różnicowa modulacja PCM
<i>DSP</i>	– cyfrowe przetwarzanie sygnału (<i>ang. Digital Signal Processing</i>)
<i>FIR</i>	– filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej (<i>ang. Finite Impulse Response</i>)
<i>FFT</i>	– szybka transformata Fouriera
<i>FK</i>	– funkcja korelacji
<i>FPGA</i>	– <i>Field Programmable Gate Array</i>
f_N	– częstotliwość Nyquista
f_s	– częstotliwość próbkowania
f_{sopt}	– optymalna częstotliwość próbkowania
$f(t)$	– częstotliwość chwilowa sygnału z liniową modulacją częstotliwości

<i>GPS</i>	– globalny system pozycjonowania obiektów (<i>Global Positioning Satellite System</i>)
$\{h_n\}$	– zbiór wartości współczynników charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego
$\{H(k)\}$	– częstotliwościowe zespolone widmo Fouriera wyznaczone na podstawie współczynników charakterystyki impulsowej <i>IR</i>
$\{ H(k) \}$	– widmo amplitudowe wyznaczone na podstawie współczynników charakterystyki impulsowej <i>IR</i>
$\{H_w(k)\}$	– częstotliwościowe zespolone widmo Fouriera wyznaczone na podstawie współczynników $\{h_n w_n\}$
$\{ H_w(k) \}$	– widmo amplitudowe wyznaczone na podstawie współczynników $\{h_n w_n\}$
IDFT	– odwrotna dyskretna transformata Fouriera
IFFT	– odwrotna szybka transformata Fouriera
<i>IR</i>	– charakterystyka impulsowa filtru dopasowanego
k_{max}	– maksymalna liczba błędów w ciągu kodowym, dla których kod jest zawsze poprawnie rozpoznawany
<i>LFM</i>	– sygnał z liniową modulacją częstotliwości
<i>MDPCM</i>	– różnicowa modulacja <i>PCM</i> , w której kroki kwantyzacji są proporcjonalne potęgze 2
<i>MF</i>	– filtr dopasowany (<i>ang. Matched Filter</i>)
<i>N</i>	– liczba próbek sygnału
<i>ON</i>	– operacje nieliniowe na splotach
<i>p</i>	– prawdopodobieństwo błędnego rozpoznania sygnału chirp
$P(A)$	– prawdopodobieństwo poprawnego rozpoznania ciągu kodowego
$P(B_k)$	– prawdopodobieństwo wystąpienia <i>k</i> błędów w ciągu kodowym
$P(A/B_k)$	– prawdopodobieństwo warunkowe poprawnego rozpoznania ciągu kodowego przy wystąpieniu w nim <i>k</i> błędów
<i>PCM</i>	– modulacja impulsowo kodowa (<i>ang. Pulse Code Modulation</i>)
<i>PSK</i>	– sygnały o złożonej strukturze wewnętrznej
<i>SignDM</i>	– znakowa modulacja delta
SNR_{in}	– stosunek sygnał/szum na wejściu
SNR_{out}	– współczynnik kompresji sygnału chirp (kompresja)
<i>T</i>	– czas trwania sygnału z liniową modulacją częstotliwości
T_s	– okres próbkowania

$up\text{-chirp}$	– sygnał z liniowo narastającą częstotliwością
$VHDL$	– język opisu sprzętu (<i>ang. VHISIC High Level Description Language</i>)
$w(n)$	– funkcja wagowa
$\{w_n\}$	– zbiór współczynników okna wygładzającego
$\{W(k)\}$	– częstotliwościowe zespolone widmo Fouriera wyznaczone na podstawie współczynników okna wygładzającego $\{w_n\}$
$\{ W(k) \}$	– widmo amplitudowe wyznaczone na podstawie współczynników okna wygładzającego $\{w_n\}$
$x(t)$	– wejściowy sygnał analogowy
x_n	– n -ta próbka sygnału wejściowego
$\{X(k)\}$	– częstotliwościowe zespolone widmo Fouriera wyznaczone na podstawie próbek sygnału wejściowego
$\{ X(k) \}$	– widmo amplitudowe wyznaczone na podstawie próbek sygnału wejściowego
$y(t)$	– wyjściowy sygnał analogowy
y_n	– n -ta próbka sygnału wyjściowego (n -ty splot)
y_c	– splot centralny
$\{Y(k)\}$	– częstotliwościowe zespolone widmo Fouriera wyznaczone na podstawie próbek sygnału wyjściowego
$\{ Y(k) \}$	– widmo amplitudowe wyznaczone na podstawie próbek sygnału wyjściowego
φ_o	– faza początkowa sygnału
$\varphi(t)$	– wartość chwilowa fazy sygnału z liniową modulacją częstotliwości
ε	– krok kwantyzacji
$\varepsilon/\varepsilon_{PCM}$	– znormalizowany krok kwantyzacji

1. Wprowadzenie

1.1. Aktualność tematu

Sygnaly szerokopasmowe i szumopodobne wykorzystywane są praktycznie w wielu różnych dziedzinach techniki, a szczególnie w radiolokacji. Ważną cechą sygnałów szumopodobnych i szerokopasmowych jest ich funkcja autokorelacji, która charakteryzuje się dużą wartością współczynnika określającego stosunek poziomu listka głównego do maksymalnego listka bocznego. Stosując filtrację dopasowaną w odniesieniu do tych sygnałów uzyskuje się ich kompresję, której miarą jest współczynnik kompresji SNR_{out} określany jako logarytm ilorazu wartości maksymalnej listka głównego do wartości maksymalnej listka bocznego wyrażany w dB. Duża kompresja daje możliwość wykrycia i identyfikacji tego typu sygnałów, szczególnie w obecności istotnych zakłóceń. W radiolokacji wykorzystywane jest to do wyznaczenia czasowego odstępu pomiędzy sygnałem nadanym a odebranym po odbiciu od obserwowanego obiektu.

W XX wieku kompresja sygnałów szerokopasmowych i szumopodobnych realizowana była głównie w technice analogowej za pomocą przyrządów wykorzystujących akustyczną falę powierzchniową (AFP). Granice możliwości techniki analogowej zostały już praktycznie osiągnięte. Technologia ta napotyka na ograniczenia techniczne związane z uzyskaniem odpowiedniej dokładności oraz problemy pojawiające się przy stosowaniu jej do przetwarzania sygnałów złożonych.

Ciągły wzrost wymagań w stosunku do rozpoznania radiolokacyjnego powoduje, iż technika analogowa stosowana do wytwarzania i odbioru sygnałów sondujących stacji radiolokacyjnych nie odpowiada w pełni parametrom obecnie obowiązującym. Analogowe metody generowania i odbioru sygnałów sondujących są proste, ale nie są odporne na niesankcjonowane rozpoznanie i sztuczne zakłócenia.

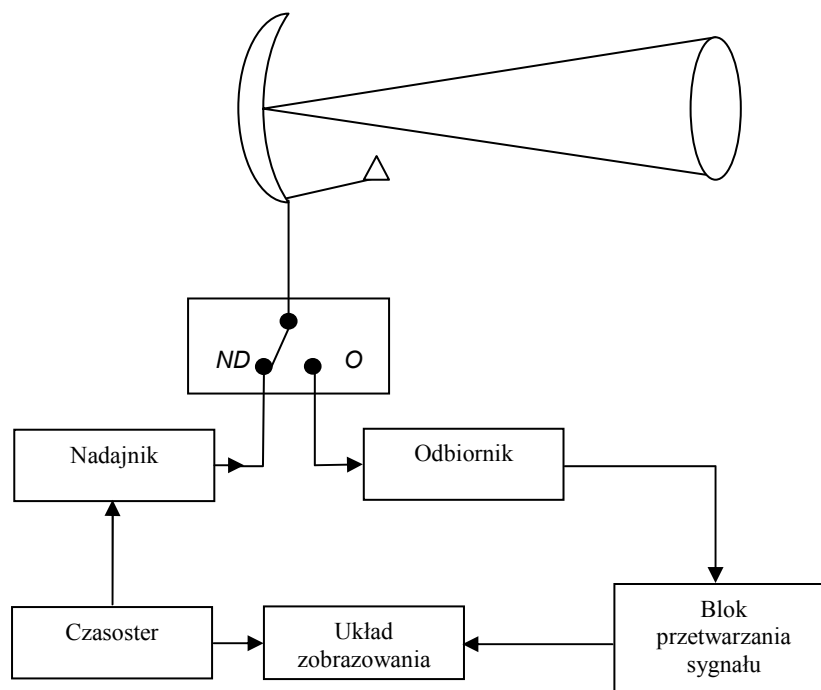
Postęp w technologii układów scalonych pozwala obecnie na budowę cyfrowych systemów radiolokacyjnych o dużej rozdzielczości pracujących jednocześnie w pasmach częstotliwości zbliżonych do pasma systemów analogowych, które wykorzystywały technikę opartą na akustycznych falach powierzchniowych (linie dyspersyjne z AFP). Nowoczesne rozwiązania, jakie zapewnia technika cyfrowa umożliwiają nie tylko większą rozdzielczość, ale również są bardziej niezawodne i odporne na naturalne i sztuczne zakłócenia. Ogólną wadą systemów cyfrowych jest nieco mniejsza od analogowych szybkość działania wynikająca z konieczności wykonania dużej liczby operacji matematycznych. Obecne układy cyfrowe są coraz szybsze, co pozwala na cyfrowe przetwarzanie sygnałów radiolokacyjnych w czasie rzeczywistym. Zalety używania krótkich sygnałów LFM w kontekście ich rozdzielczości, mniejszej wykrywalności i częstości sondowania są oczywiste, ale jak dotychczas cyfrowe metody ich rozpoznawania oparte na szybkich splotach nie prowadzą do uzyskania granicznej rozdzielczości, kiedy listek główny składa się tylko z jednej próbki. Dotychczas nie zostały również wystarczająco przebadane metody rozpoznawania sekwencji krótkich chirp sygnałów w obecności zakłóceń.

Ponadto niewystarczająco zbadano osobliwości pracy równoległych cyfrowych filtrów dopasowanych z operacjami nieliniowymi w dziedzinie czasu. Takie filtry pozwalają otrzymać wynik w ciągu N okresów próbkowania, gdzie N – liczba próbek reprezentujących sygnał, w odróżnieniu od filtrów na „szybkich splotach”, przeprowadzających całkowite przetwarzanie nie mniej niż w ciągu $N \log_2 N$ takich okresów.

Stąd temat pracy dotyczący zwiększania rozdzielczości rozpoznawania krótkich sygnałów z liniową modulacją częstotliwości jest aktualny.

1.2. Opis działania radaru w kontekście tematu pracy

Podstawowym zjawiskiem fizycznym wykorzystywanym w radiolokacji jest odbijanie się fal elektromagnetycznych od obiektów, które znajdują się w przeszukiwanej przestrzeni. Echo pochodzące od wykrywanych bądź obserwowanych obiektów nazywane jest sygnałem użytecznym. Radar jest urządzeniem wykorzystującym skupioną wiązkę promieniowania elektromagnetycznego do lokalizacji obiektów zdolnych do odbijania fal elektromagnetycznych [36, 66, 74, 79, 80, 143, 145, 146, 152]. Ogólny schemat blokowy radaru przedstawiono na rysunku 1.1.



Rys. 1.1. Ogólny schemat blokowy radaru

Nadajnik wytwarza impulsy drgań elektromagnetycznych o bardzo wysokiej częstotliwości i dostatecznie dużej mocy, które są przesyłane do anteny za pośrednictwem przełącznika „nadawanie – odbiór” (*ND/O*). W czasie trwania każdego impulsu nadajnika przełącznik *ND/O* jest ustawiony w pozycji *ND*, a w pozostałym czasie znajduje się w pozycji *O*. Antena wypromieniowuje w postaci wąskiej wiązki (w kształcie stożka) fali elektromagnetycznej energię impulsów dostarczonych z nadajnika. Położenie tej wiązki w przestrzeni określa kierunek, w którym jest wysyłany impuls, nazwany ze względu na pełnioną rolę impulsem sondującym.

W momencie, gdy impuls sondujący zostanie wypromieniowany, czasostoper rozpoczyna pomiar czasu. Impuls sondujący rozchodzi się promieniowo w kierunku określonym przez antenę i jeżeli natrafi na swojej drodze obiekt odbijający fale elektromagnetyczne, wówczas wytwarzany jest sygnał użyteczny (echo) docierający po czasie Δt do anteny radaru, a następnie poprzez przełącznik ND/O kierowany jest do odbiornika. Droga jaką przebywa impuls, a także fakt, że nie cała energia impulsu jest odbijana od obiektu w kierunku anteny radaru powoduje znaczne jego osłabienie – tym mocniejsze, im dalej znajduje się obiekt odbijający. Sytuacja komplikuje się dodatkowo przy występowaniu zakłóceń. Po wzmocnieniu w odbiorniku sygnału echa do wystarczającej wartości jest on poddawany procesowi detekcji.

Niezależnie od sposobu przetwarzania impulsu echa radarowego, zawsze efektem końcowym przetwarzania (obróbki) jest pomiar czasu, jaki upłynął od momentu wysłania impulsu sondującego przez antenę do momentu powrotu jego echa. Na podstawie tego czasu określana jest odległość D wykrytego obiektu od radaru:

$$D = c \Delta t / 2 \quad (1.1)$$

gdzie: D – odległość obiektu od anteny radaru, c – prędkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej, Δt – zmierzone opóźnienie echa względem momentu wyemitowania impulsu sondującego.

Zasięg radaru zależy między innymi od energii wyemitowanego sygnału. Do anteny radaru dociera również wiele innych zakłócających sygnałów elektromagnetycznych. Część z nich podlega filtracji przestrzennej, polaryzacyjnej i częstotliwościowej w obszarze anteny oraz obwodach wejściowych odbiornika, jednak niektóre przenikają do układu detekcji, dodając się do sygnału użytecznego. W efekcie końcowym pojawiają się one na wejściu układu decyzyjnego. Wprawdzie funkcja radaru jest jasno określona (wykrycie i lokalizacja obiektu), jednak konkretne stawiane zadania modyfikują sposób funkcjonowania różnych radarów i wymuszają potrzebę ich specjalizacji. Radary można podzielić na różne klasy, przyjmując różne kryteria podziału [56, 97, 143]. Utworzone w wyniku różnych klasyfikacji grupy mogą się wzajemnie przenikać, a także można z nich wydzielać dalsze podgrupy. Jeżeli jako kryterium podziału przyjmie się funkcje realizowane przez radar, wówczas wyróżnić można dwie podstawowe klasy radarów o zasadniczo różnym przeznaczeniu i charakterystykach: radary obserwacyjne i śledzące. Zadaniem radaru obserwacyjnego jest regularne przeszukiwanie pewnej przestrzeni, wykrywanie występujących w niej obiektów, określanie ich współrzędnych oraz przekazywanie danych do centrum zbioru informacji radiolokacyjnej. W radarach tego typu najkorzystniej byłoby, aby obserwował on możliwie największą przestrzeń w możliwie najkrótszym czasie. Radary obserwacyjne generują wiązkę nadawczą w kształcie plełtwy, tzn. wąską w płaszczyźnie azymutu (kilka stopni) i szeroką w płaszczyźnie elewacji (kilkadziesiąt stopni). Pozwala to na określenie azymutu obserwowanego obiektu, jak również zapewnienie rozróżnialności azymutalnej. W antenie odbiorczej radaru kształtowany jest wachlarz wiązek, który pozwala na określenie wysokości obserwowanego obiektu. Radar obserwacyjny określa zatem trzy współrzędne obserwowanych obiektów, tzn. odległość, azymut i wysokość. Przestrzeń obserwacji radaru wyznaczają zwykle trzy parametry: zasięg, pułap i maksymalny kąt elewacji. W odróżnieniu od radaru obserwacyjnego, radar śledzący koncentruje się na jednym obiekcie i utrzymuje ten obiekt w swojej wiązce antenowej przez nadążne ruchy anteny. Istnieją również

radary z elektronicznie sterowaną wiązką bądź wiązkami antenowymi pozwalające śledzić jeden lub więcej obiektów jednocześnie [14, 53, 59, 88]. Wiązka radaru bądź wiązki są w tym przypadku sterowane za pomocą cyfrowo sterowanych wielobitowych mikrofalowych przesuwników fazy. W praktyce stosuje się najczęściej 5- lub 6-bitowe przesuwniki.

Drugim ważnym kryterium podziału są warunki otoczenia, w jakim pracuje radar – dotyczy to wpływu celowego przeciwdziałania, które ma utrudnić jego działanie. Kryterium to jest jedną z przesłanek podziału na radary cywilne i wojskowe. Radary cywilne pracują w obecności, tzw. „clutteru” ziemskiego lub morskiego, w którym występują zarówno echa stałe od nieruchomych obiektów, jak i odbicia od powierzchni ziemi lub fal morskich. Radary wojskowe narażone są na różnego rodzaju zakłócenia, celowo wywoływane przez przeciwnika stosującego specjalizowane nadajniki zakłóceń generujące zarówno szum biały (o wysokiej mocy), jak również impulsy mikrofalowe o dużej amplitudzie.

1.3. Cel i zakres pracy

Celem pracy jest opracowanie nowych efektywnych metod zwiększania rozdzielczości i niezawodności rozpoznawania krótkich sygnałów chirp o małych BT w obecności szumów, co wymaga dokonania wyboru parametrów sygnału i charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego z jednoczesnym wykorzystaniem różnych okien wygładzających i operacji nieliniowych na wynikach splotów w dziedzinie czasu, jak również opracowanie odpowiednich struktur procesorów specjalizowanych czasu rzeczywistego dla ich realizacji.

Po to, aby osiągnąć postawiony cel niezbędna była realizacja następujących głównych zadań:

- Zaproponowanie efektywnych algorytmów i struktur detekcji wąskopasmowych sygnałów w obecności zakłóceń, opartych na formatach różnicowych.
- Zbadanie wpływu fazy i częstotliwości początkowej krótkich chirp sygnałów oraz częstotliwości próbkowania, okien wygładzających i charakterystyk impulsowych filtru na kompresję tych sygnałów.
- Zbadanie wpływu operacji nieliniowych wykonywanych na wynikach filtracji dopasowanej na rozdzielczość rozpoznawania krótkich sygnałów chirp oraz kodowych sekwencji szumopodobnych z nich utworzonych.
- Zbadanie wpływu charakteru i poziomu szumu na rozpoznawanie krótkich zaszumionych sygnałów chirp.
- Zbadanie wpływu zmian częstotliwości początkowej sygnału chirp, jego pasma i trwałości przy zachowaniu tego samego BT na wybór parametrów pojedynczych sygnałów chirp o małym BT .
- Opracowanie metody wyboru parametrów sygnałów chirp up i down i przerw pomiędzy nimi do tworzenia z nich kodowych sekwencji szumopodobnych i rozpoznawania ich z wykorzystaniem analizy korelacyjnej i widmowej.
- Opracowanie modelu probabilistycznego rozpoznawania zaszumionych sekwencji kodowych przenoszonych przez sygnały chirp.
- Zaproponowanie równoległej struktury filtrów dopasowanych do rozpoznawania krótkich pojedynczych chirp sygnałów o granicznej rozdzielczości, kiedy

położenie listka głównego składającego się tylko z jednej próbki jest lokalizowane w granicach bieżącego okresu próbkowania.

- zaproponowanie systemu filtrów dopasowanych do wykrywania sygnałów sondujących zbudowanych na podstawie sekwencji kodowych przenoszonych przez sygnały chirp.
- przeprowadzenie symulacji komputerowych i analiz zaproponowanych metod obróbki sygnałów na podstawie opracowanych programów oraz zweryfikowanie zaproponowanych struktur filtrów zorientowanych na układy FPGA.
- opracowanie i zrealizowanie na FPGA filtru dopasowanego pracującego w paśmie wysokich częstotliwości na podstawie zaproponowanych algorytmów kompresji i rozpoznawania w czasie rzeczywistym.

2. Formowanie i rozpoznawanie sygnałów sondujących

2.1. Sygnały sondujące

Sygnał sondujący jest ciągiem impulsów „wypełnionych” falą elektromagnetyczną o bardzo wysokiej częstotliwości.

Podstawowym problemem związanym z wykrywaniem i lokalizacją obiektów za pomocą systemów radarowych jest odpowiedni dobór sygnałów sondujących. Radar emituje sygnał opisywany zwykle jako [25, 36, 145]:

$$\bar{x}(t) = A(t) \cdot \sin[\Omega \cdot t + \varphi(t)] \quad (2.1)$$

lub

$$\bar{x}(t) = A(t) \cdot e^{j[\Omega t + \varphi(t)]} \quad (2.2)$$

gdzie: Ω częstotliwość radiowa (RF) fali nośnej, $A(t)$ reprezentuje modulację amplitudy nośnej RF (w radarach impulsowych jest to zwykle funkcja prostokątna, która włącza i wyłącza nadawanie sygnału), $\varphi(t)$ określa jakąkolwiek modulację fazy lub często-

tliwości nośnej (może być zerem, stałą niezerową lub funkcją), kreska nad $\bar{x}(t)$ oznacza, że sygnał zawiera falę nośną, tzn. jeszcze nie został zdemodulowany.

Po demodulacji sygnał ma postać:

$$x(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (2.3)$$

i opisuje on modulację amplitudy, fazy lub częstotliwości dla nośnej RF.

Wśród sygnałów radarowych można wyróżnić trzy podstawowe grupy - sygnały proste, sygnały z kompresją impulsu oraz koherentne ciągi impulsów, w których sygnał składa się z ciągu impulsów prostych lub sygnałów z kompresją [7, 22, 25, 27, 36, 38, 98, 152].

W radarze impulsowym czasoster generuje powtarzające się okresowo z odstępem T_p impulsy sondujące, które modulują sygnał sinusoidalny o częstotliwości f_i (rzędu kilkudziesięciu MHz) z wysoko stabilnego generatora odniesienia. Po to, aby wyeliminować niejednoznaczność określenia częstotliwości odbieranych sygnałów, która jest związana z okresowością powtarzania impulsów sondujących, często stosuje się tzw. „przemienność sondowania”. Odstęp $T_p(n)$ między kolejnymi impulsami zależy od numeru sondowania n i jest cyklicznie zmieniany z impulsu na impuls lub z paczki na paczkę. Impuls fali odniesienia przechodzi następnie przez układ poszerzający jego widmo dzięki liniowej modulacji częstotliwości albo odpowiedniemu kodowaniu impulsu. Sygnał wynikowy podlega przemianie częstotliwości, w wyniku czego zmodulowany impuls o częstotliwości nośnej (leżącej w paśmie mikrofalowym – od kilku do kilkudziesięciu GHz) jest następnie silnie wzmacniany i przez przełącznik N/O przesyłany jest do anteny kierunkowej. Jeszcze do niedawna sygnał z nadajnika radaru miał najczęściej charakter nie koherentny, tzn. fazy początkowe kolejnych impulsów były przypadkowe. We współczesnych radarach stosuje się technikę nadawania koherentnego, w której fazy początkowe kolejnych impulsów sondujących są zgodne. Sygnał sondujący można opisać czterema parametrami: częstotliwością nośną (f), mocą szczytową (P), czasem trwania (τ), okresem powtarzania (T_p).

Wszystkie te parametry są dobierane odpowiednio do zakładanych charakterystyk radaru. Częstotliwość nośna na jakiej pracuje radar zależy od jego przeznaczenia, warunków jego eksploatacji, dopuszczalnych wymiarów itp. Okres powtarzania (T_p) jest dobierany odpowiednio do wymaganego zasięgu radaru i wyznacza, tzw. zasięg instrumentalny radaru. Moc średnią sygnału sondującego określa się zależnością:

$$P_{sr} = P \tau / T_p \quad (2.4)$$

Z równania tego wynika, że przy okresie powtarzania impulsu (T_p) określonym zasięgiem instrumentalnym, wymaganą moc średnią sygnału sondującego można osiągnąć poprzez dobranie czasu trwania impulsu (τ) i mocy szczytowej (P), tak aby:

$$P \tau = \text{const} \quad (2.5)$$

W doborze tym nie ma jednak pełnej dowolności, a przyczyną tego jest inny ważny parametr radaru zwany rozróżnialnością odległościową.

Rozpatrzmy dla przykładu dwie sytuacje, kiedy radar emituje prosty sygnał (radioimpuls) do wykrycia dwóch obiektów lecących blisko siebie w jego kierunku. W pierwszym przypadku, gdy użyjemy impulsu sondującego o zbyt długim czasie trwania „obejmującym” obydwie objekty, wówczas otrzymamy jedno echo. W drugim przypadku, gdy zastosujemy impuls sondujący o odpowiednio krótkim czasie trwania, to odbije się on kolejno od obu obiektów powodując wyraźną przerwę pomiędzy echem.

Czas trwania (szerokość) impulsu sondującego jest miarą rozróżnialności (rozdzielczości) odległościowej radaru. Zatem chcąc uzyskać dużą rozdzielczość odległościową należy stosować krótkie (o małym czasie trwania) impulsy sondujące. Z drugiej strony użycie krótkich impulsów sondujących wymaga jednocześnie zwiększenia jego mocy szczytowej, aby uzyskać zamierzony zasięg radaru.

Ponieważ amplituda sygnału jest ograniczona maksymalną mocą wyjściową nadajnika, zwiększenie zasięgu możliwe jest jedynie przez wydłużenie czasu trwania emitowanego sygnału. Powoduje to jednak pogorszenie zdolności rozdzielczej stacji radiolokacyjnej. Wadę tę można wyeliminować przez zastosowanie układów z kompresją sygnału [5, 11, 25, 36, 49, 52, 145, 161].

W radarach wykorzystujących technikę kompresji stosuje się taki sposób kodowania impulsu (np. impuls z liniową modulacją częstotliwości), aby następnie można byłoby rozkodować jego echo poddając go kompresji. Pozwala to na generowanie sygnału o stosunkowo długim czasie trwania (kilka – kilkadziesiąt mikrosekund). Odebrany sygnał echa poddawany jest kompresji, a jego szerokość po kompresji wynosi około kilkadziesiąt – kilkaset nanosekund. Dzięki zwiększeniu czasu trwania emitowanego sygnału sondującego, energia wyemitowana przez radar jest dużo większa. Umożliwia to znaczne zwiększenie zasięgu radaru, a zastosowanie kompresji sygnału nie powoduje pogorszenia zdolności rozdzielczej. Zmianie czasu trwania impulsu wskutek kompresji towarzyszy odwrotnie proporcjonalna zmiana mocy szczytowej, co wynika z zasady zachowania energii – impuls przed i po kompresji musi mieć tę samą energię.

$$P_1 \tau_1 = P_2 \tau_2 \quad (2.6)$$

gdzie: P_1 – moc sygnału przed kompresją, τ_1 – czas trwania impulsu sondującego, P_2 – moc sygnału po kompresji, τ_2 – czas trwania impulsu po kompresji (szerokość listka głównego).

Rozdzielczość osiągnięta w systemach radarowych wykorzystujących sygnały proste określana jest ze wzoru (2.7), a w systemach wykorzystujących kompresję impulsu z zależności (2.8):

$$R = \frac{1}{2} c \tau_1 \quad (2.7)$$

$$R = \frac{1}{2} c \tau_2 \quad (2.8)$$

Stosunek czasu τ_1 do τ_2 nazywa się współczynnikiem kompresji.

Wśród obecnie stosowanych sygnałów sondujących można wyróżnić sygnały z modulacją częstotliwości i sygnały o złożonej strukturze wewnętrznej [7, 27, 75-77, 80, 87, 98, 145].

2.1.1. Sygnały wąskopasmowe oraz sygnały o złożonej strukturze wewnętrznej

Początkowo w urządzeniach radiolokacyjnych używano głównie sygnałów prostych (radioimpulsów) opartych na emisji jednej częstotliwości, dla których iloczyn szerokości pasma B i czasu trwania impulsu T wynosił w przybliżeniu jeden. Echo takiego sygnału pochodzące od poruszającego się obiektu jest zniekształcone przez występowanie efektu Dopplera. Zwiększenie energii sygnału uzyskuje się przez wydłużenie czasu jego trwania. Powoduje to, że są one łatwe do wykrycia i ewentualnego celowego zakłócenia, a ponadto pogarsza się automatycznie jeden z parametrów stacji lokacyjnych, jakim jest rozróżnialność odległościowa obserwowanych obiektów od źródła emitującego sygnał sondujący. Fakt ten stał się powodem prowadzenia intensywnych badań mających na celu skonstruowanie sygnału charakteryzującego się zwiększoną odpornością na różnego rodzaju zakłócenia oraz zapewniającego jednocześnie dobrą rozróżnialność odległościową stacji radiolokacyjnej.

Nowoczesne technologie umożliwiają budowę generatorów sygnałów sondujących zdolnych do wytworzenia w czasie rzeczywistym impulsów o złożonej strukturze wewnętrznej. Złożone sygnały sondujące można podzielić na:

- sygnały z manipulacją fazy, nazywane często sygnałami z kodowaną fazą [7, 10, 13, 75, 79, 80, 139, 145],
- sygnały z modulacją częstotliwości (liniową, nieliniową, schodkową) [6, 25, 36, 43, 62, 76, 79, 87, 138, 142],
- sygnały z jednoczesną zmianą amplitudy sygnału i jego fazy [27, 36, 74, 79, 96].

Zastosowanie złożonych sygnałów sondujących w technice radiolokacji pozwala na:

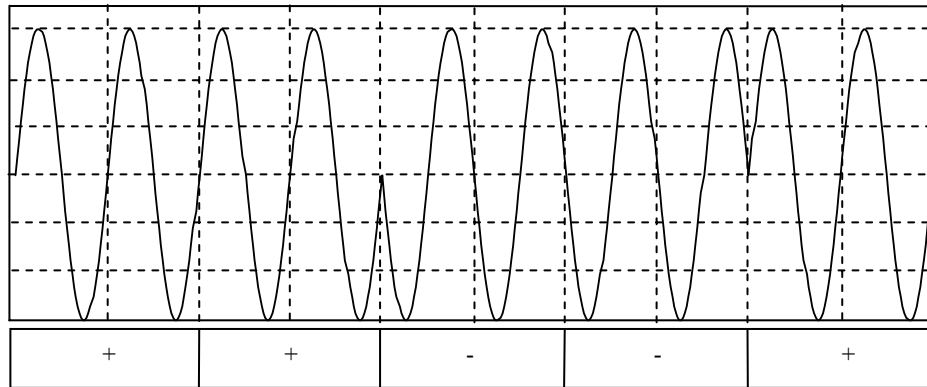
- zwiększenie potencjału energetycznego radaru (poprzez generację sygnałów sondujących o długim czasie trwania, bez konieczności zwiększania częstotliwości powtarzania liczby sondowań przestrzeni) [36, 79, 145, 152],
- poprawienie rozróżnialności w odległości i w prędkości radialnej [36, 74, 79, 145],
- zwiększenie odporności stacji radiolokacyjnej na sygnały zakłócające (sygnał sondujący ma szerokie widmo częstotliwości) [36, 79, 86, 150].

Złożony sygnał sondujący składa się z szeregu subimpulsów o jednakowym czasie trwania. Subimpulsy te mogą mieć stałą częstotliwość, lecz różną fazę początkową (sygnały z manipulacją fazy) lub stałą fazę początkową, a różną częstotliwość (sygnały z modulacją częstotliwości).

W sygnałach o złożonej strukturze wewnętrznej można realizować złożone kodowanie fazowe zapewniające uzyskanie parametrów odpowiednich do potrzeb, dzięki stosowaniu kodu o odpowiedniej długości [7, 10, 36, 75, 79, 80, 95, 96, 98, 145]. Uwzględniając sposób kodowania, sygnały te można podzielić na dwie zasadnicze grupy:

- sygnały bifazowe: subimpulsy składowe złożone przesunięte są względem siebie o kąt π ,
- sygnały polifazowe: subimpulsy składowe sygnału przesunięte są względem siebie o kąt $2\pi/n$, gdzie n – jest liczbą przesunięć fazy sygnału.

Sygnały bifazowe charakteryzują się strukturą złożoną z subimpulsów o tej samej częstotliwości i dwoma przesunięciami fazowymi o kąt π . Sposób kodowania sygnałów bifazowych dla przykładowego sygnału składającego się z pięciu subimpulsów przedstawiono na rysunku 2.1



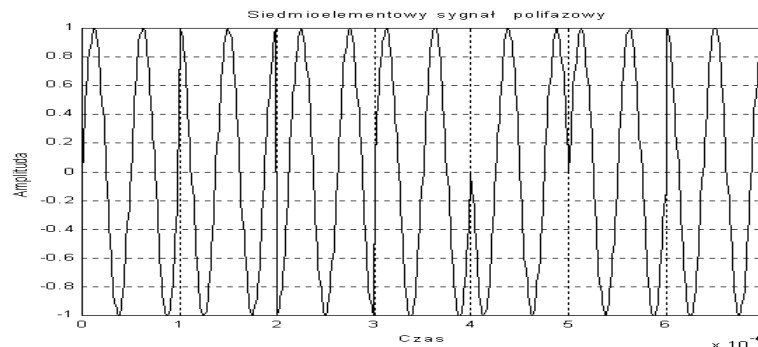
przesunięcia fazowe poszczególnych subimpulsów sygnału

Rys. 2.1. Przykład kodowania sygnałów bifazowych

Modulacja bifazowa umożliwia generowanie złożonych sygnałów z wewnętrzną manipulacją fazy, w której wykorzystuje się różnego rodzaju kody [10, 11, 13, 36, 78-80, 145].

O przydatności kodu decyduje charakterystyka sygnału na wyjściu filtru dopasowanego. Do grupy tych kodów zalicza się optymalne kody binarne. Charakteryzują się one minimalną amplitudą listków bocznych w sygnale wyjściowym filtru dopasowanego do określonej długości kodu (liczby subimpulsów składowych sygnału). Wśród tych kodów istnieje charakterystyczna grupa dziewięciu kodów o stałym poziomie listków bocznych w sygnale po filtrze dopasowanym nazywanych kodami Barkera [36, 90, 145]. Optymalne kody binarne spośród wszystkich możliwych kodów bifazowych dla zadanej długości sygnału są wyszukiwane metodą pełnego przeglądu sekwencji subimpulsów składowych i prezentowane w postaci zestawień tabelarycznych.

Sygnały polifazowe charakteryzują się wieloma przesunięciami fazowymi poszczególnych subimpulsów składowych. Możliwy kąt przesunięcia fazy pomiędzy poszczególnymi składowymi subimpulsami sygnału zależy od przyjętej liczby przesunięć N i wynosi $2\pi/N$. Przykładową strukturę złożonego sygnału polifazowego (o czterech ustalonych przesunięciach fazy: $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$) przedstawiono na rysunku 2.2. Sekwencja faz subimpulsów tego sygnału jest następująca: $0, \pi/2, \pi, 0, \pi, 0, 3\pi/2$.



Rys. 2.2. Struktura przykładowego siedmioelementowego sygnału polifazowego

W literaturze [10, 11, 13, 36, 145] opisano metody doboru sekwencji faz sygnału o strukturze polifazowej umożliwiające uzyskanie na wyjściu filtru dopasowanego maksymalnego stosunku wartości amplitudy listka głównego impulsu do amplitudy listków bocznych. Jedną z pierwszych opisanych metod doboru (kodowania) sekwencji faz sygnału jest metoda oparta na kodowaniu sygnału za pomocą macierzy Franka [80, 145]. Macierz ta o wymiarach $N \times N$ umożliwia konstrukcję sygnału sondującego składającego się z N^2 subimpulsów o możliwych $2\pi/N$ przesunięciach fazowych. Fazy poszczególnych subimpulsów składowych dla sygnałów kodowanych za pomocą macierzy Franka w sposób analityczny mogą być zapisane poniższym wzorem:

$$\Phi_{ij} = (2\pi/N)(i-1)(j-1) \quad (2.9)$$

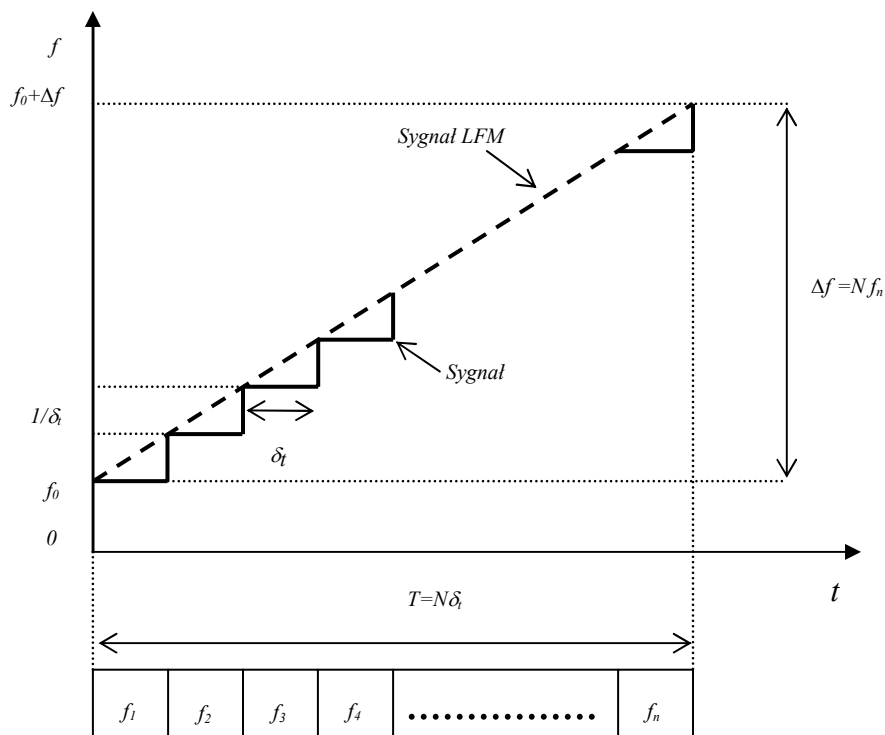
gdzie: $j = 1, \dots, N$ – grupy fazowe (wiersze w zapisie macierzowym), $i = 1, \dots, N$ – numer kolumny w zapisie macierzowym (numer subimpulsu w grupie fazowej).

Analiza charakterystyk sygnałów wygenerowanych na podstawie tej macierzy nie jest w pełni zadawalająca. Wpływ przesunięcia dopplerowskiego na sygnał otrzymywany na wyjściu filtru dopasowanego oraz wrażliwość na, tzw. zawężenie pasma w obwodach wejściowych odbiornika są przyczyną ograniczeń w zastosowaniu tak skonstruowanego kodu.

W procesie modyfikowania elementów macierzy Franka zbudowano nowe ciągi kodowe znane z literatury pod nazwą P – kodów [80]. Sygnały te są pochodnymi względem sygnałów z schodkową modulacją częstotliwości (kod Franka P1) oraz sygnałów z liniową modulacją częstotliwości (P3, P4), z których najbardziej przydatny do zastosowań w radiolokacji jest kod P4, charakteryzujący się dużą odpornością na wpływ efektu Dopplera. Faza tego sygnału wyrażona w radianach zmienia się skokowo zgodnie z poniższą zależnością [80]:

$$\phi_i = \left(\frac{\pi(i-1)^2}{p} \right) - \pi(i-1), \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2.10)$$

Kodowane sygnały z wewnętrzną modulacją częstotliwości składają się z N segmentów (subimpulsów) o takim samym czasie trwania δ_t . Częstotliwości kolejnych segmentów różnią się o $1/\delta_t$ (rys. 2.3). Przejście na kolejną częstotliwość odbywa z zachowaniem fazy – różnica faz początkowych w czasie jest stała. Sygnał złożony jest w tym przypadku reprezentowany za pomocą zestawu odpowiednio dobranych częstotliwości. Kolejność ustawienia wartości tych częstotliwości jest zdeterminowana przez zależność funkcyjną. Tak skonstruowane sygnały określa się mianem sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości. W dostępnej literaturze [6, 43, 74-78] opisywane są, oprócz liniowej, funkcje nieliniowe ciągłe. Zakres wykorzystania częstotliwości do aproksymacji sygnału nieliniowego jest zależny od przebiegu funkcji modulującej. Obecnie nie ma ograniczeń natury technicznej zestawiania ciągu częstotliwości składowych zgodnie z zadaną funkcją. Dlatego też, z zadanego zestawu posiadanych częstotliwości, można dowolnie składać sygnały sondujące o wymaganej liczbie elementarnych subimpulsów. Sposób syntezy sygnałów sondujących z modulacją częstotliwości, zapewniających pożądany stosunek amplitudy listka głównego do pozostałych listków w sygnale otrzymanym po filtrze dopasowanym opisywany jest w literaturze. Najobszerniej omawiana jest metoda tablic (macierzy) Costasa [46, 78], opisująca sposób składania poszczególnych subimpulsów o różnych częstotliwościach w jeden sygnał złożony.



Rys. 2.3. Aproksymacja sygnału z liniową modulacją częstotliwości sygnałem złożonym ze schodkową modulacją częstotliwości

Kryterium jakości, za pomocą którego oceniany jest sygnał sondujący, zależy od wymagań stawianych urządzeniu radiolokacyjnemu. Konstruując sygnał sondujący można go optymalizować pod względem takich parametrów, jak:

- rozróżnialność i dokładność pomiarów odległości i prędkości radialnej,
- dopuszczalny poziom listków bocznych,
- odporność na rozpoznanie i zakłócenie,
- wymagane pokrycie zakresu częstotliwości dopplerowskich,
- wymagana charakterystyka zasięgowa,

Analizując powyższe wymagania trudno jest określić, które sygnały sondujące te parametry spełniają. Należy bowiem przyjąć, że nie ma rozwiązań idealnych. Mając określone kryterium doboru sygnału sondującego, można wybrać ten, który w konkretnych warunkach jest najlepszy.

2.1.2. Sygnały z modulacją częstotliwości

Sygnały z liniową modulacją częstotliwości po raz pierwszy zostały zaproponowane przez Winklera [164]. Charakteryzują się one dużą odpornością na zakłócenia, różnego rodzaju interferencje oraz efekt Dopplera. W najczęściej stosowanych implementacjach liniowa modulacja częstotliwości odpowiada sygnałowi kosinusoidalnemu o czasie trwania T , w którym częstotliwość chwilowa zmienia się liniowo między częstotliwościami f_1 oraz f_2 :

$$x(t) = A \cos[2\pi(at + f_1)t + \varphi_0] \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.11)$$

gdzie: A – amplituda sygnału, $a = B/2T$, $B = f_2 - f_1$ – pasmo sygnału, f_1 – częstotliwość początkowa, f_2 – częstotliwość końcowa, T – czas trwania sygnału, φ_0 – faza początkowa.

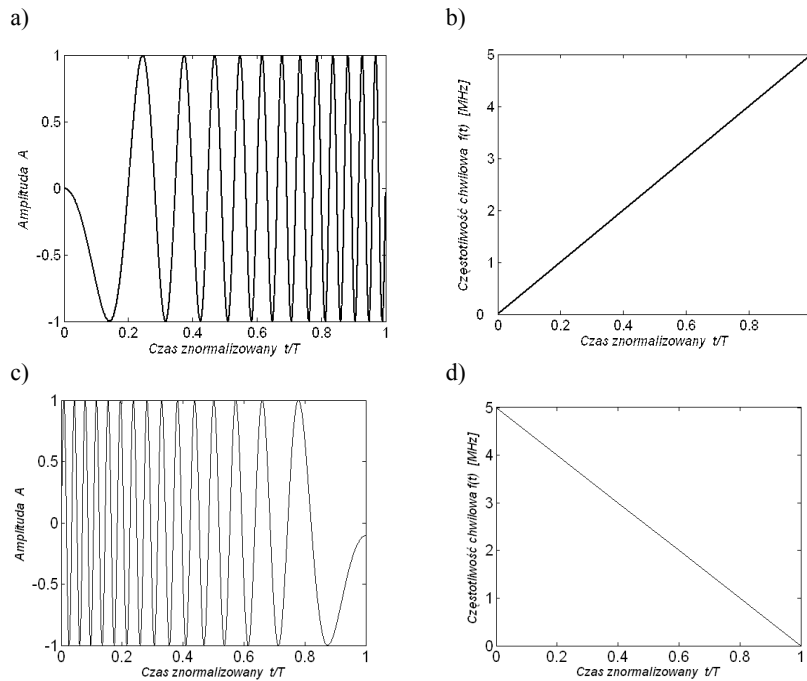
Częstotliwość chwilowa sygnału *LFM* wynosi:

$$f(t) = f_1 + at \quad \text{dla } t \geq 0 \quad (2.12)$$

Wartość chwilową fazy sygnału *LFM* określa zależność:

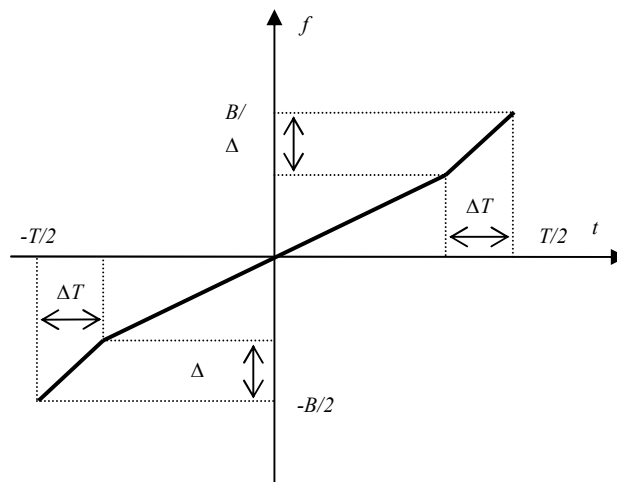
$$\varphi(t) = 2\pi(at + f_1)t + \varphi_0 \quad \text{dla } t \geq 0 \quad (2.13)$$

Na rysunku 2.4 przedstawiono przykładowe sygnały z liniową modulacją częstotliwości.



Rys. 2.4. Sygnały z liniową modulacją częstotliwości: a) sygnał *up-chirp*, b) zależność częstotliwości chwilowej dla sygnału *up-chirp* w funkcji czasu, c) sygnał *down-chirp*, d) zależność częstotliwości chwilowej dla sygnału *down-chirp* w funkcji czasu

Modulacja częstotliwości może odbywać się zgodnie z charakterystyką liniową (sygnały chirp, sygnały *LFM*) [25, 36, 79], odcinkowo liniową [40, 158, 159] (rys. 2.5) oraz nieliniową [25, 79, 142, 145].



Rys. 2.5. Zmiany częstotliwości chwilowej dla sygnału z odcinkowo liniową modulacją częstotliwości

Szerokość widma tych sygnałów jest odwrotnie proporcjonalna do czasu trwania impulsu po kompresji i wprost proporcjonalna do jego amplitudy. Często modulacja ta jest używana w połączeniu z binarną sygnalizacją jako modulacja podstawowa. Transmitowanej logicznej jedynce przyporządkowany jest, tzw. *up-chirp*, w którym częstotliwość rośnie w funkcji czasu, a logicznemu zeru przyporządkowuje się, tzw. *down-chirp*, w którym częstotliwość maleje w funkcji czasu [151].

Charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową sygnału z liniową modulacją częstotliwości $S(\omega)$ wyznaczyć można, obliczając bezpośrednio transformatę Fouriera w kształcie zespolonym [25, 36, 145]:

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-T/2}^{T/2} \cos(\omega_0 + \mu t^2 / 2) \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \exp\{j[(\omega_0 - \omega)t + \mu t^2 / 2]\} dt + \frac{1}{2} \int_{-T/2}^{T/2} \exp\{-j[(\omega_0 + \omega)t + \mu t^2 / 2]\} dt \end{aligned} \quad (2.14)$$

gdzie: $\mu = B/T$, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = (f_2 - f_1)/2$ – częstotliwość środkowa, $-T/2 \leq t \leq T/2$.

Druga z całek występujących w powyższym wzorze opisuje składową widma dla ujemnych częstotliwości. W przypadku, gdy stosunek częstotliwości środkowej do szerokości pasma jest odpowiednio duży, całkę tę można pominąć. Ponieważ warunek ten jest w praktyce spełniony po dokonaniu odpowiednich przekształceń, wzór ten można przedstawić w postaci:

$$S(\omega) = \frac{1}{2} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] \int_{-T/2}^{T/2} \exp\left[j \frac{\mu}{2} \left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu}\right)^2\right] dt \quad (2.15)$$

Po dokonaniu podstawienia

$$\sqrt{\mu} \left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu}\right) = \sqrt{\pi} x \quad \text{oraz} \quad dt = \sqrt{\pi / \mu} dx \quad (2.16)$$

$$S(\omega) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] \int_{x_1}^{x_2} \exp\left(j \frac{\pi x^2}{2}\right) dx \quad (2.17)$$

gdzie:

$$X_1 = \frac{\frac{\mu T}{2} + (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi \mu}} \quad \text{oraz} \quad X_2 = \frac{\frac{\mu T}{2} - (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi \mu}} \quad (2.18)$$

Ostatecznie:

$$S(\omega) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] [C(X_1) + jS(X_1) + C(X_2) + jS(X_2)] \quad (2.19)$$

gdzie:

$$C(X) = \int_0^X \cos \frac{\pi y^2}{2} dy \quad \text{oraz} \quad S(X) = \int_0^X \sin \frac{\pi y^2}{2} dy \quad (2.20)$$

są całkami Fresnela.

Całki te można rozpisać na szeregi funkcji Bessela:

$$C(x) = J_{1/2}(px^2/2) + J_{5/2}(px^2/2) + J_{9/2}(px^2/2) + \dots \quad (2.21)$$

$$S(x) = J_{3/2}(px^2/2) + J_{7/2}(px^2/2) + J_{11/2}(px^2/2) + \dots \quad (2.22)$$

Funkcje Bessela występujące w tym szeregu są funkcjami pierwszego rodzaju rzędu połówkowego. Funkcje $J_{1/2}(z)$ i $J_{3/2}(z)$ opisane są wzorami:

$$J_{1/2}(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\sin(z)}{\sqrt{z}} \quad (2.23)$$

$$J_{3/2}(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left[-\frac{\cos(z)}{\sqrt{z}} + \frac{\sin(z)}{z\sqrt{z}} \right] \quad (2.24)$$

Pozostałe funkcje można wyznaczyć stosując wzór rekurencyjny:

$$2n/z \cdot J_n(z) = J_{n+1}(z) + J_{n-1}(z) \quad (2.25)$$

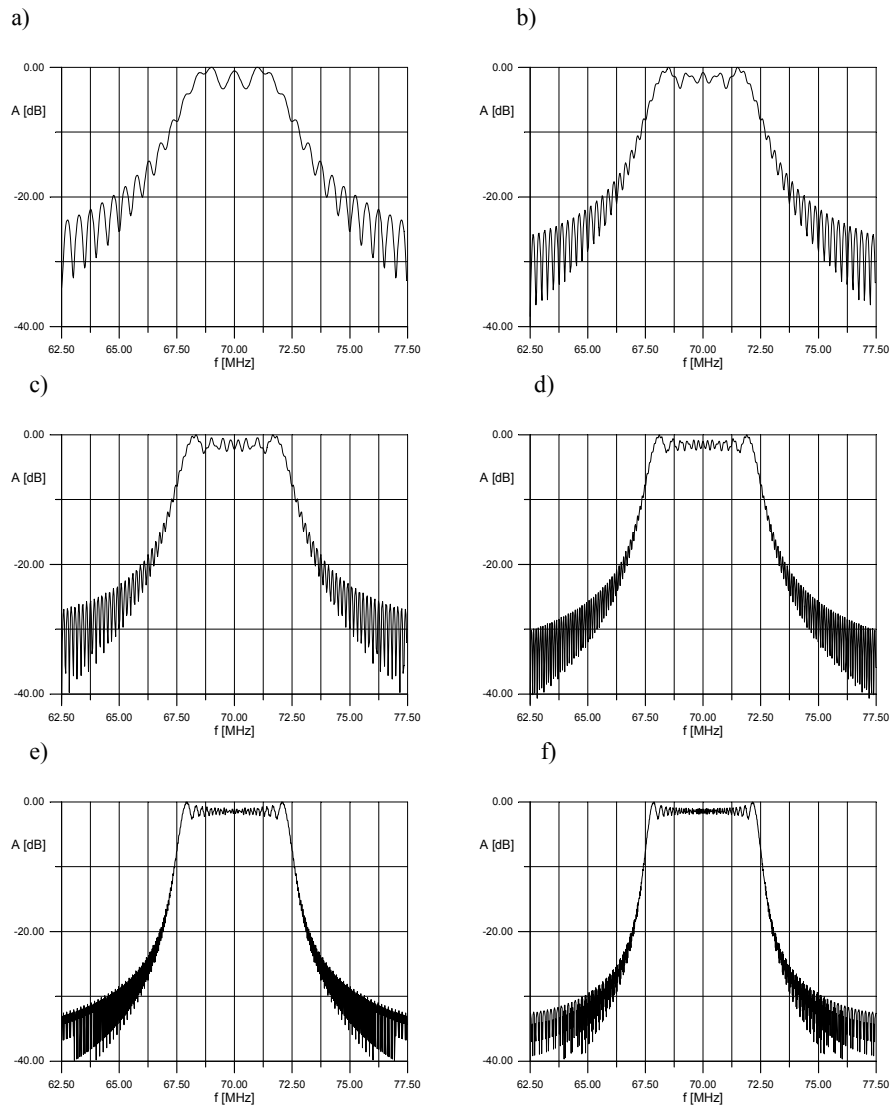
Ponieważ dla odpowiednio dużych argumentów ($x > 3.2$), szeregi te stają się rozbieżne, nawet w przypadku zastosowania liczb najwyższej precyzji. Dlatego też dla $x > 3.2$ można zastosować przybliżony wzór na całki Fresnela dla dużych argumentów:

$$C(x) = 1/2 + 1/(\pi x) \cdot \sin(x^2/2) \quad (2.26)$$

$$S(x) = 1/2 - 1/(\pi x) \cdot \cos(x^2/2) \quad (2.27)$$

Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe sygnału o częstotliwości środkowej $f_0 = 70$ MHz, paśmie $B = 5$ MHz i czasach trwania T równych 2, 4, 6, 10, 20 i 30 μ s, przedstawiono na rysunku 2.6. Charakterystyki te wyznaczono na podstawie zależności teoretycznych przedstawionych powyżej.

Najpoważniejszą wadą sygnału z liniową modulacją częstotliwości są duże nierównomierności charakterystyki amplitudowej, zwane nierównomiernościami Fresnela wyraźnie widoczne na rysunku 2.6. Nierównomierności te zależą od wartości współczynnika BT – im większe BT , tym mniejsze nierównomierności.



Rys. 2.6. Widmo amplitudowe sygnału z liniową modulacją częstotliwości dla przykładowych sygnałów chirp o BT : a) 10, b) 20, c) 30, d) 50, e) 100, f) 150 [40]

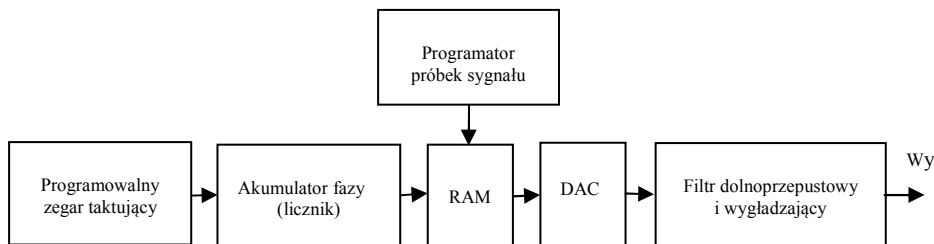
2.1.2.1. Generacja sygnałów chirp o zadanych parametrach

Najpopularniejszymi metodami cyfrowej generacji dowolnych sygnałów, a w szczególności sygnałów radiolokacyjnych [30], znanymi już od wczesnych lat siedemdziesiątych ub. wieku są:

- *AWG* – *Arbitrary Waveform Generation* (generacja sygnałów o dowolnym kształcie).
- *DDS* – *Digital Direct Synthesis* (bezpośrednia generacja cyfrowa).

Postęp w technologii układów scalonych w ostatnim trzydziestoleciu umożliwił ich dalszy rozwój. Wykorzystywane są wszędzie tam, gdzie konieczna jest szybka i płynna zmiana częstotliwości. Generatory sygnałów wykorzystujące *AWG* i *DDS* używają układów cyfrowych, pamięci i przetworników *DAC* do uzyskania pożądanego analogowego sygnału wyjściowego. Ponieważ metody te są prawie całkowicie cyfrowe, możliwa jest precyzyjna kontrola i regulacja amplitudy, częstotliwości i fazy w każdym punkcie generowanego przebiegu.

W metodzie *AWG* (rys. 2.7) kształt sygnału wyjściowego jest zdefiniowany przez sekwencje wartości cyfrowych załadowanych do bardzo szybkiej pamięci przebiegu. Kolejne komórki pamięci zawierają wartość proporcjonalną do amplitudy generowanego przebiegu w kolejnym punkcie. Bardzo precyzyjny programowalny zegar taktujący podawany jest na wejście licznika adresującego pamięć, której zawartość jest podawana na przetwornik cyfrowo-analogowy (*DAC*). Na wyjściu przetwornika pojawia się analogowa wartość będąca odpowiednikiem opisu cyfrowego. Dodatkowo na wyjściu przetwornika *DAC* znajduje się filtr dolnoprzepustowy w celu odfiltrowania wyższych częstotliwości i wygładzenia przebiegu [156]. W ten sposób można wygenerować przebiegi o bardzo złożonym kształcie, jak i sygnały z liniową modulacją częstotliwości.



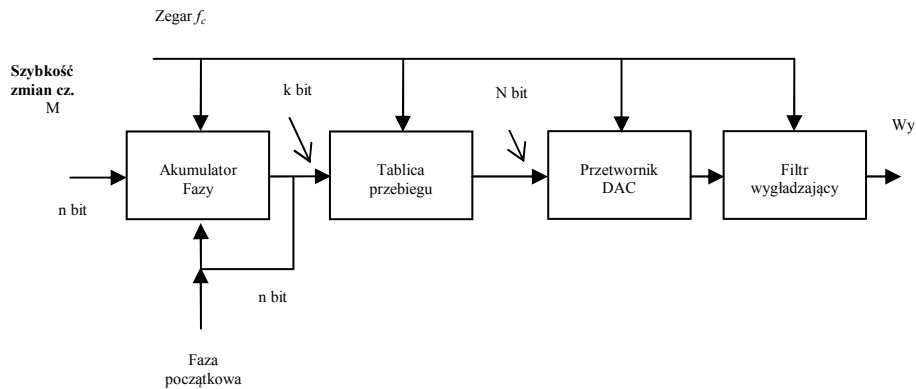
Rys. 2.7. Schemat blokowy cyfrowego generatora AWG

Budowa i zasada działania cyfrowego generatora wykorzystującego metodę *DDS* jest bardzo podobna do *AWG* z tym jednak, że wartość kolejnej próbki nie znajduje się w pamięci, lecz jest ona na bieżąco obliczana. Wprowadzicie istnieje wiele odmian budowy generatorów wykorzystujących metodę *DDS* (rys. 2.8), jednak we wszystkich mogą być wyróżnione trzy główne, aktywne składniki: akumulator fazy, urządzenie mapujące i przetwornik analogowo-cyfrowy.

Sercem generatora jest akumulator fazy, którego wartość jest aktualizowana w każdym cyklu zegarowym. W chwili uaktualnienia wartość cyfrowa M podana na wejściu akumulatora jest dodawana do wartości przechowywanej w rejestrze akumulatora. Jeśli założy się, że na wejściu podana została wartość $00\dots01$ oraz początkowa wartość akumulatora wynosi $00\dots00$, wówczas akumulator będzie zwiększany o $00\dots01$ w każdym cyklu zegarowym. Jeżeli liczba bitów akumulatora wynosi 32, to potrzeba 2^{32} cykli zegarowych, zanim akumulator ponownie osiągnie wartość początkową $00\dots00$. Zmieniając wartość podawaną na wejściu, zmieniamy liczbę cykli zegara, po których akumulator przepełni się. Ten cyfrowy moduł nazywa się numerycznie kontrolowanym oscylatorem *NCO* (Numerically Controlled Oscillator).

Zaokrąglone do najstarszych bitów wyjście akumulatora fazy podawane jest jako adres pamięci (lookup table), w której znajdują się próbki jednego okresu generowanego przebiegu (sinus, cosinus lub inny przebieg okresowy). Za pomocą tej pamięci dokonywane jest nieliniowe przekształcenie $\omega t \rightarrow \sin(\omega t)$. Każdemu adresowi w pamięci od-

powiada punkt przebiegu o fazie od 0° do 360° . Wartość pamięci spod danego adresu jest cyfrową amplitudą przebiegu w tym punkcie. Dla funkcji sinus lub cosinus wystarczają dane o przebiegu od 0° do 90° , ponieważ za pomocą najstarszych dwóch bitów pozostałe wartości mogą być w łatwy sposób obliczone. Dzięki pamięci przebiegu informacja o fazie sygnału z akumulatora fazy jest zamieniana na cyfrową amplitudę, która z kolei steruje przetwornikiem DAC.



Rys. 2.8. Schemat blokowy cyfrowego generatora DDS

Dla n -bitowego akumulatora fazy (w większości układów DDS n jest od 24 do 32) możliwych jest 2^n stanów fazy. Cyfrowe słowo przyrostu fazy M jest wartością o jaką zwiększa się akumulator fazy w każdym cyklu zegarowym. Jeśli częstotliwość zegara oznaczy się jako f_c , wówczas częstotliwość sygnału sinusoidalnego na wyjściu jest równa [156]:

$$f_o = \frac{M \cdot f_c}{2^n} \quad (2.28)$$

Formuła (2.28) nazywana jest równaniem DDS'u (DDS tuning equation). Rozdzielczość częstotliwości tego generatora wynosi $f_c/2^n$. Dla $n = 32$ rozdzielczość jest większa niż jedna czteromiliardowa częstotliwości zegarowej. Jednak nie wszystkie bity wychodzące z akumulatora fazy są wykorzystywane jako adresujące pamięć przebiegu, najczęściej wykorzystywanych jest tylko od 13 do 15 najbardziej znaczących. Zaokrąglenie to zmniejsza rozmiar pamięci przebiegu i nie ma wpływu na rozdzielczość uzyskiwanej częstotliwości. Zaokrąglenie fazy dodaje do sygnału wyjściowego tylko akceptowalne małe zniekształcenie fazy. Zamiana adresu z akumulatora fazy najczęściej uzyskiwana jest poprzez stabilizowaną funkcję umieszczoną w pamięci ROM/RAM [35]. Po to, aby osiągnąć odpowiednią szerokość pasma sygnału wyjściowego, należy używać bardzo szybkiej pamięci. Innym podejściem jest wykorzystanie właściwości monotoniczności funkcji sinus do kompresji pamięci. Wymaga to jednak użycia procesora DSP, co zmniejsza pamięć w stosunku 50:1 [35]. Najczęściej do generowania sygnałów używanych w radiolokacji używa się generatora wykorzystującego metodę AWG, ponieważ możliwe jest praktycznie uzyskanie dowolnego przebiegu. Zastosowanie takiego układu umożliwi skompensowanie niektórych czynników powodujących

pogorszenie parametrów sygnału odebranego, np. zniekształceń wprowadzanych przez urządzenia współpracujące typu: przemienniki częstotliwości, wzmacniacze, układy formowania impulsu, filtry itp. Możliwe jest również wykorzystanie drugiej z opisanych technik do generacji sygnałów używanych w radiolokacji, np. sygnału z liniową modulacją częstotliwości [48] lub odcinkowo liniową modulacją częstotliwości.

2.1.3. Sygnały zakłócające w systemach radarowych

W odbiorniku radaru dokonywana jest detekcja sygnału użytecznego na tle szumów odbiornika (szum cieplny), szumu zagłuszającego oraz szumu powstałego od bliskich obiektów. Szумы zagłuszające oraz szумы powstające od bliskich obiektów nazywane są często zakłóceniami. Moc szumu cieplnego zależy w głównej mierze od pasma układu odbiorczego. Szum cieplny jest podstawowym typem zakłócenia, którego nie można uniknąć.

Zakłócenia (clutter) zostały zdefiniowane jako promieniowanie elektromagnetyczne trafiające do anteny, a pochodzące z innych źródeł niż odbicia impulsów sondujących od obiektów użytecznych [8, 24, 55-58, 68, 97]. Definicja zakłóceń zależy zatem istotnie od przeznaczenia stacji radiolokacyjnej. Przykładowo w radarze meteorologicznym odbicia od kropli deszczu są sygnałem użytecznym, a dla typowego radaru obserwacyjnego do wykrywania samolotów stanowią zakłócenia. Najczęściej zakłócenia są przedstawione z perspektywy radaru obserwacyjnego [56].

Zakłócenia radiolokacyjne można podzielić na naturalne i celowe. Pierwsze dzielą się z kolei na pasywne (bierne) i aktywne (czynne). Zakłócenia bierne powstają w wyniku odbić sygnału sondującego od naturalnych elementów odbijających, takich jak: powierzchnia ziemi, krople deszczu, lasy, wysoka zabudowa, turbulencje powietrza i inne naturalne przeszkody pojawiające się na drodze sygnału. Zakłócenia czynne definiuje się jako odbierane przez antenę promieniowanie elektromagnetyczne, które nie pochodzi z odbicia sondującego radaru. Można je następnie podzielić ze względu na czas trwania na, zakłócenia czynne impulsowe (np. spowodowane przez wyładowania elektryczne, sygnały innych radarów impulsowych) oraz zakłócenia czynne permanentne (np. promieniowanie elektromagnetyczne słońca, sygnały nadajników radiowych i telewizyjnych, telefonia komórkowa). Z zakłóceniami celowymi mamy do czynienia w odniesieniu do radarów wojskowych w ramach tzw. walki elektronicznej. Zakłócenia celowe mogą mieć również charakter bierny (np. odbicia od rozrzuconych folii, metalizowanych włókien, sztucznie zjonizowanej atmosfery, sztucznych celów) lub aktywny. W przypadku generowania celowych zakłóceń aktywnych ważne jest ukrycie celu namierzanego w szumie poprzez zwiększenie energii zakłócającej, a przez to również progu alarmowego. Innym sposobem jest wygenerowanie wielkiej ilości obrazów celu. Powoduje to przeciążenie układów śledzenia i spadek skuteczności rozpoznawania celu właściwego. Istnieje szeroka literatura dotycząca probabilistycznego modelowania zakłóceń utrudniających odbiór echa sygnału sondującego [16, 24, 51, 55-57, 68, 86, 97].

W niniejszej pracy autor dla potrzeb symulacyjnego badania sygnałów sondujących użył sygnałów szumowych, które najczęściej dodają się do sygnału sondującego (mieszanka addytywna). W tym celu najczęściej korzysta się z szumów o charakterze gaussowskim (*AWGN – Additive White Gaussian Noise*), dla których rozkład prawdopodobieństwa ma charakter gaussowski (rysunek 2.9a) [170]. Trudniejszym do pokonania, w kontekście rozpoznawania zaszumionych sygnałów jest szum dolnopasmowy

[170] (czasami nazywany kolorowym). Formalnie szum ten tworzy się on z ograniczonego od góry szumu białego:

$$\xi(t) = A \sum_{i=1}^g \sin(2\pi f_i t + \varphi_i(t)) \quad (2.29)$$

gdzie:

- f_i – częstotliwość i -tej składowej zawierającej się w przedziale $[0, f_g]$,
- A – amplituda każdej składowej,
- $\varphi_i(t)$ – losowa faza i -tej składowej.

W związku z tym, że szum dolnopasmowy jest sformowany ze składowych harmonicznych o jednakowych amplitudach, z twierdzenia Parsewala wynika, że estymator jego widma mocy $\hat{G}(f)$ ma charakter prostokątny (rysunek 2.9c)). Ponieważ każda składowa szumu ma losową fazę, zatem korelacja pomiędzy składowymi jest nieduża i zanika wraz ze wzrostem liczby składowych. Dlatego funkcja korelacji ma kształt bliski do funkcji δ Diraca (rys. 2.9d))

Wtedy moc takiego szumu jest:

$$\psi_\xi^2 = g \frac{A^2}{2} \quad (2.30)$$

Jego estymator funkcji korelacji:

$$\hat{K}_{xx}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{r=0}^{N-m-1} \dot{x}_r \dot{x}_{r+m} \quad (2.31)$$

Estymator widma mocy $\hat{G}_{xx}(f)$ ma charakter prostokątny przedstawiony na rysunku 2.9c).

Stopień zaszumienia, mierzony za pomocą SNR , oblicza się jako:

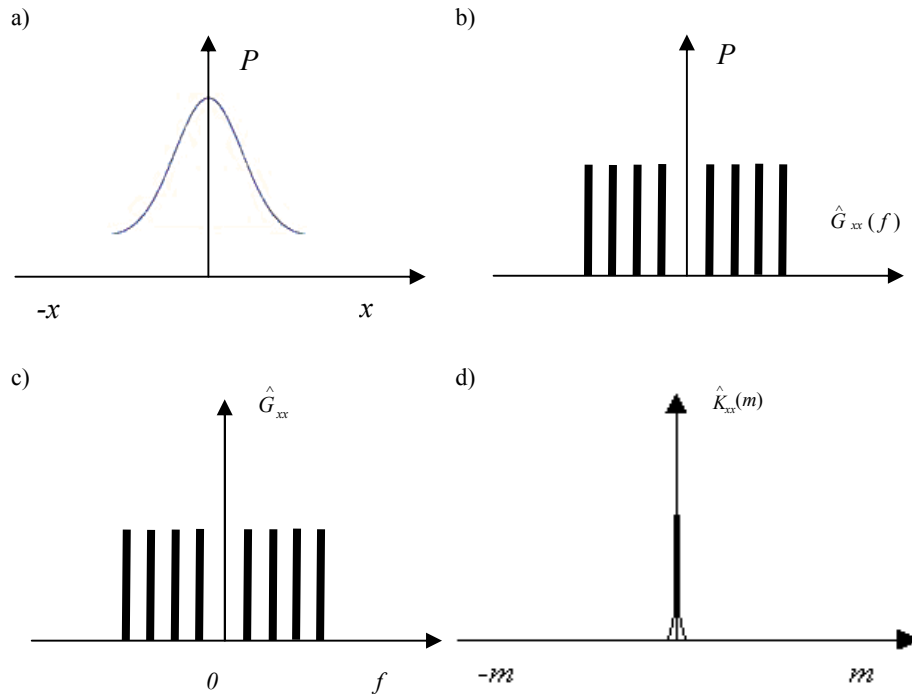
$$SNR = 10 \log \frac{\psi_x^2}{\psi_\xi^2} = 10 \log \frac{2\psi_x^2}{gA^2} \text{ [dB]} \quad (2.32)$$

gdzie moc sygnału:

$$\psi_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} x_r^2 \quad (2.33)$$

Warto zauważyć, że szum dolnopasmowy w dziedzinie czasu ma rozkład gausowski, natomiast w dziedzinie częstotliwości rozkład równomierny (rys. 2.9b)).

Ważną cechą tego szumu jest łatwość generacji, w szczególności ze względu na ograniczenie jego widma.



Rys. 2.9. a) rozkład prawdopodobieństwa wartości szumu gaussowskiego i dolnopasmowego, b) rozkład prawdopodobieństwa składowych widma szumu dolnopasmowego, c) widmo mocy szumu dolnopasmowego, d) funkcja autokorelacji szumu dolnopasmowego

2.2. Detekcja echa sygnału sondującego

Detekcja (rozpoznawanie) sygnałów wąskopasmowych, jak i szerokopasmowych (z modulacją częstotliwości, sygnałów o złożonej strukturze) bazuje na analizie korelacyjnej (AK), która pozwala na otrzymanie dużego współczynnika, określającego stosunek poziomu listka głównego do maksymalnego listka bocznego.

2.2.1. Detekcja zaszumionych sygnałów wąskopasmowych na podstawie analizy korelacyjnej

Wraz z rozwojem technik obliczeniowych analiza korelacyjna (AK) okazała się jednym z najpowszechniej wykorzystywanych narzędzi służących do analizy szeregów czasowych. Znalazła ona zastosowanie nie tylko, jako narzędzie typowo badawcze, ale również jako metoda przetwarzania danych w czasie rzeczywistym używane w wielu dziedzinach wiedzy takich jak: telekomunikacja [44, 108, 141], medycyna [149], astronomia [157], a w szczególności w technologiach lokacyjnych [21] oraz przy rozpoznawaniu obiektów itd. Dzięki jej właściwości mierzenia stopnia podobieństwa stochastycznego pomiędzy dwoma sygnałami, ma szeroki zakres aplikacji w najnowszych systemach telekomunikacyjnych, wykorzystujących techniki wielodostępu z podziałem

kodowym – *CDMA* [162]. Do systemów takich należą: między innymi trzecia, generacja telefonii mobilnej [9], system pozycjonowania *GPS* [1], systemy radarowe [7, 66, 74, 84, 87, 99, 153]. Wszystkie te systemy używają korelacji zarówno jako techniki synchronizacyjnej, jak i detekcyjnej, a ponieważ wymagają one dużych prędkości przetwarzania danych, zatem kluczowym parametrem, jaki musi spełniać układ korelatora zastosowanego w tych systemach jest jego zdolność do pracy w czasie rzeczywistym.

Dodatkowo z uwagi na związek funkcji korelacji z widmem mocy (poprzez przekształcenie Wienera-Chinczyna), funkcje korelacji znajdują zastosowanie wszędzie tam, gdzie istotną rolę odgrywa analiza widmowa [37, 170].

Stosowanie analizy korelacyjnej w systemach czasu rzeczywistego powoduje, że ciągle podejmuje się próby redukcji jej złożoności obliczeniowej.

Do najpopularniejszych technik zmniejszających złożoność obliczeniową operacji wyznaczania estymatora funkcji korelacji należą metody małowitowych kwantyzacji [26] oraz metody wykorzystujące twierdzenie Wienera-Chinczyna oraz przetwarzanie FFT [148, 154]. Wspomniane metody mają jednak swoje wady. Zastosowanie mało bitowych kwantyzacji powoduje zmniejszenie dokładności otrzymanego estymatora funkcji korelacji, które należy kompensować odpowiednim zwiększeniem długości analizowanego ciągu. Metoda wykorzystująca transformaty Fouriera jest natomiast nieoptymalna ze względu na jej dużą złożoność obliczeniową dla niewielkich długości korelowanych ciągów [154].

Detekcja przesunięć czasowych pomiędzy sygnałami wąskopasmowymi odbywa się najczęściej przy wykorzystaniu analizy korelacyjnej [129, 130-132, 140]. Celowym dla takich zadań jest stosowanie metod różnicowych, które są szybkie i jednocześnie nie wymagające dużych zasobów sprzętowych.

W tym kontekście można używać mieszanych formatów reprezentacji sygnałów, kiedy jeden sygnał jest w formacie *PCM* podczas gdy inny jest w formacie różnicowym. Pozwala to na uzyskanie korzyści w odniesieniu do wyżej wymienionych formatów.

Algorytmem, jaki przyjęto do rozważań w niniejszej pracy, jest algorytm wyznaczania estymatora funkcji korelacji, w którym jeden z korelowanych ciągów przedstawiony jest za pomocą modulacji różnicowej. Dzięki temu możliwe jest wyznaczenie estymatora funkcji korelacji, głównie poprzez mnożenie próbek sygnału przedstawionego w formacie różnicowym. Próbkę taką mają mniejsze długości słów niż próbki w formacie *PCM*, w związku z czym prostsza staje się realizacja operacji wzajemnego mnożenia. Pomimo że powyższa metoda znana jest już od lat 80 ub. wieku to większość opracowań dotyczy zastosowania modulacji delta [116], natomiast bardzo mało opracowań poświęconych jest zastosowaniu w tym celu wielobitowej modulacji *DPCM*. Wprawdzie apogeum prac związanych z tym rodzajem modulacji przypada na lata 70 i 80 [17, 107, 160], jednak nadal powstają opracowania odkrywające nowe aspekty wykorzystania różnicowej *AK* zarówno w dziedzinie rozważań analitycznych, jak i zastosowań praktycznych [18, 32, 63].

Detekcja przesunięć czasowych pomiędzy sygnałami wąskopasmowymi w warunkach dużych zakłóceń odbywa się na podstawie analizy korelacyjnej. Efektywność takiej metody w dużym stopniu zależy od długości analizowanego sygnału, a w konsekwencji od stopnia jego uśrednienia w korelatorze. Metody takie zostały już dużo wcześniej wystarczająco rozwinięte [2, 12, 106, 109]. Są one jednak mniej skuteczne w przypadku analizy krótkich sygnałów wąskopasmowych, szczególnie przy ich dużym zaszumieniu. Wszystkie wyżej wymienione uwagi są prawdziwe w odniesieniu do formatu *PCM-PCM*, kiedy analizowane sygnały są przedstawione w formacie wielobito-

wej *PCM*. Jednym z rozwiązań tej sytuacji jest wykorzystanie formatu znakowej modulacji delta (*SignDM*) [116].

W pracach [42, 69, 116, 147] przeanalizowano użycie formatów mieszanych na podstawie połączonych różnych rodzajów modulacji delta (*DM*). Jednym z najpopularniejszych rodzajów *DM* jest modulacja *DPCM*. Z kolei, w tej modulacji wyłania się modulacja *MDPCM*, w której kroki kwantyzacji są proporcjonalne do 2^k , (gdzie $k = 0, 1, 2, \dots$). Wykorzystanie *MDPCM* jak i *signDM* w analizie korelacyjnej jest jeszcze nie do końca zbadane.

Analiza korelacyjna komplikuje się, kiedy rozpatrywane są krótkie szeregi czasowe. Należą do nich serie o długości $N \leq 30$. Realizacja *AK* w czasie rzeczywistym w formacie *PCM* wymaga dużej liczby działań matematycznych operujących na długich słowach. Używanie *AK* w formacie *PCM* dla szybkiej analizy nie zapewni zawsze wysokiej rozdzielczości. Dlatego koniecznym jest poszukiwanie innych efektywnych algorytmów *AK*.

Z drugiej strony uzyskanie wysokiej rozdzielczości nie zapewni wykorzystanie w *AK* takich „ekonomicznych” rodzajów *DM*, jak: liniowa *DM*, adaptacyjna *DM* [42, 115, 147] oraz Σ - Δ -modulacja [69]. Wykorzystanie *MDPCM* i *SignDM* w *AK* umożliwia osiągnięcie wysokiej szybkości działania, rozdzielczości oraz „ekonomiczności” struktury.

Zapisaćmy wyrażenie na estymator funkcji korelacji (*FK*) w formacie *PCM-PCM* dla m -tego przesunięcia w czasie:

$$\hat{K}_{xy}(m) = \frac{1}{N-m+1} \sum_{i=0}^{N-m} \dot{y}_i \dot{x}_{i+m} \quad (2.34)$$

$$\hat{K}_{xy}(-m) = \frac{1}{N-m+1} \sum_{i=m}^N \dot{y}_i \dot{x}_{i-m} \quad (2.35)$$

gdzie:

$$m = \overline{0, P}, \quad -m = \overline{-P, -1},$$

P – liczba przesunięć powiązana z interwałem korelacji,

\dot{x}_i, \dot{y}_i – scentrowane wartości i -tych elementów próbek odpowiednich sygnałów,

N – liczba próbek sygnału, $N = ENT(\theta/T_s)$, $1/T_s = f_s$,

θ – czas trwania analizowanego sygnału,

f_s – częstotliwość próbkowania.

Poniżej przedstawiono te zależności w formie rekurencyjnej, umożliwiającej zastosowanie modulacji różnicowej. Dowolną zmienną dyskretną $\{z_i\}$ można przedstawić opierając się na wzrastających różnicach $\{\nabla z_i\}$ w postaci:

$$z_i = z_{i-1} + \nabla z_i = z_0 + \sum_{r=1}^i \nabla z_r \quad (2.36)$$

gdzie: $\nabla z_i = z_i - z_{i-1}$

W pracach [115, 116] udowodniono, że mając obliczony estymator FK dla $m = 0$, można rekurencyjnie obliczyć estymatory FK dla pozostałych m zależności. Dla przesunięć dodatnich:

$$\hat{K}_{xy}(m) = \hat{K}_{xy}(m-1) + \nabla K_{xy}(m) \quad (2.37)$$

Dla przesunięć ujemnych:

$$\hat{K}_{xy}(-m) = \hat{K}_{xy}(-m+1) - \nabla K_{xy}(-m+1) \quad (2.38)$$

gdzie:

$$\nabla K_{xy}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{k=0}^{N-m-1} \dot{y}_k \dot{x}_{k+m} - \frac{1}{N-m+1} \sum_{k=0}^{N-m} \dot{y}_k \dot{x}_{k+m-1} \quad (2.39)$$

$$\nabla K_{xy}(-m+1) = \frac{1}{N-m+1} \sum_{k=m-1}^{N-1} \dot{y}_k \dot{x}_{k-m+1} - \frac{1}{N-m} \sum_{k=m}^{N-1} \dot{y}_k \dot{x}_{k-m} \quad (2.40)$$

Jeżeli jeden z sygnałów $\{x_i\}$ lub $\{y_i\}$ zostanie przedstawiony w formie różnicowej, to po odpowiednich przekształceniach można uzyskać finalne wzory rekurencyjne [115]:

$$\hat{K}_{xy}(m) = \frac{1}{N-m} \left[(N-m+1) \hat{K}_{xy}(m-1) - \dot{x}_{m-1} \dot{y}_0 - \sum_{k=m}^{N-1} \dot{x}_k \nabla y_{k-m+1} \right] \quad (2.41)$$

$$\hat{K}_{xy}(-m) = \frac{1}{N-m} \left[(N-m+1) \hat{K}_{xy}(-m+1) - \dot{y}_{m-1} \dot{x}_0 - \sum_{k=m}^{N-1} \dot{y}_k \nabla x_{k-m+1} \right] \quad (2.42)$$

gdzie:

$$\hat{K}_{xy}(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{x}_k \dot{y}_k \quad (2.43)$$

Mało bitowe wersje DM , zamiast różnic sygnału $\{\nabla y\}$ lub $\{\nabla x\}$ pozwalają zmniejszyć długość słów przy mnożeniu.

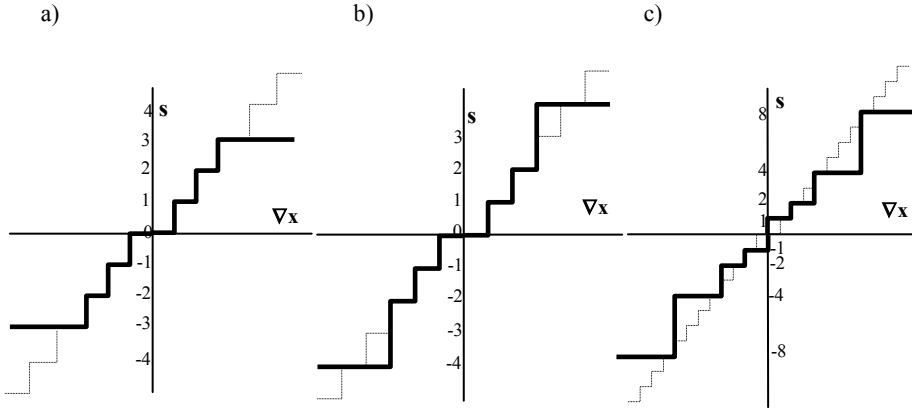
Używając zmodyfikowanego kodera $DPCM$, można dokonać wymiany mnożeń na proste operacje przesunięcia [140]. Takie podejścia wymagają użycia kroków kwantowania proporcjonalnych potęgze 2, tzn. $\{1, 2, 4, 8, \dots\}$. Dla sygnału $\{x_i\}$ kodowanego w formacie $MDPCM$ słowami o długości c możemy użyć charakterystyk przedstawionych na rysunku 2.10 i zapisać poniżej następujące równości:

$$\nabla x_i = x_i - x_{i-1} \approx \varepsilon \cdot s_i^{(x)}; \quad s_i^{(x)} = \text{sgn} \nabla x_i \cdot r_i^{(x)} \quad (2.44)$$

$$r_i^{(x)} = 2^j; \quad j = \{0, \dots, c-1\} \quad (2.45)$$

gdzie:

- ε – moduł minimalnego kroku kwantowania,
- r_i – współczynnik kwantyzacji zależny od kształtu charakterystyki.



Rys. 2.10. Charakterystyki dla 3-bitowych koderów: a) klasycznego kodera *DPCM*, b) kodera *MDPCM* używającego zerowych kroków, c) koder *MDPCM2* bez kroku zerowego

Podstawiając do równania (2.44) zależności (2.41) i (2.42) otrzymano:

$$\hat{K}_{xy}(m) = \frac{1}{N-m} \left[(N-m+1)\hat{K}_{xy}(m-1) - \dot{x}_{m-1}\dot{y}_0 - \varepsilon^{(y)} \sum_{k=m}^{N-1} (\dot{x}_k | r_{k-m+1}^{(y)}) \cdot \text{sgn} \nabla y_{k-m+1} \cdot \text{sgn} x_k \right] \quad (2.46)$$

$$\hat{K}_{xy}(-m) = \frac{1}{N-m} \left[(N-m+1)\hat{K}_{xy}(-m+1) - \dot{y}_{m-1}\dot{x}_0 - \varepsilon^{(x)} \sum_{k=m}^{N-1} (\dot{y}_k | r_{k-m+1}^{(x)}) \cdot \text{sgn} \nabla x_{k-m+1} \cdot \text{sgn} y_k \right] \quad (2.47)$$

Dla mnożeń znaków używa się zależności:

$$\text{sgn} x \cdot \text{sgn} y = 2 \left(\overline{B^{(x)} \oplus B^{(y)}} \right) - 1; \text{sgn} x \Rightarrow B^{(x)}, \text{sgn} y \Rightarrow B^{(y)}, B \in \{0, 1\} \quad (2.48)$$

Mnożenie przez liczbę będącą potęgą 2 dokonuje się w wyniku prostej operacji przesunięcia.

Charakterystyki koderów 3-bitowych przedstawione zostały na rysunku 2.10. Na tle tych charakterystyk cienką linią oznaczone zostały również charakterystyki wielobitowych klasycznych *DPCM*. Nieregularności charakterystyk koderów *MDPCM1* i *MDPCM2* są korzystne w przypadku mocno zmiennych sygnałów. *MDPCM* dysponuje nierównomiernymi krokami umożliwiającymi śledzenie nawet gwałtownych zmian sygnału wejściowego, odmiennie od zwykłego kodera *DPCM*. Na rysunku 2.10c) przedstawiono charakterystykę kodera *MDPCM2* bez zerowego kroku, co pozwala uzyskać dodatkowy krok kwantowania. Jak pokazały badania, jest to szczególnie korzystne, ponieważ dla różnicowej *AK* przeciążenie koderu odgrywa większą rolę niż szum kwantowania [129-131].

Do wyznaczenia estymatora $\hat{K}_{xx}(m)$ dla *FK* w formatach *PCM* – *PCM* oraz *PCM* – *MDPCM* dla sygnału złożonego, który jest sumą sygnału sinusoidalnego i szumu białego używano symulacji komputerowych. Widmo szumu jest ograniczane do częstotliwości sygnału sinusoidalnego. Próbkowanie sygnału odbywało się z częstotliwością f_s . Częstotliwość próbkowania f_s została wyznaczona na podstawie współczynnika α :

$$\alpha = f_s / f_N \quad (2.49)$$

Stosunek sygnał szum/szum (SNR) został ustalony na poziomie -18 dB. Wyniki badań były uśrednione na podstawie 100 realizacji sygnału. Kolejne realizacje szumu były tworzone za pomocą generatora liczb losowych. Wyniki AK 8-bitowych próbek w formacie PCM zostały użyte do porównania wyznaczonych estymatorów FK . Jako kryterium porównywania otrzymanych estymatorów FK użyto błędu średniokwadratowego wyliczanego z wyrażenia:

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{\hat{K}_{xx}^{(PCM)}(i) - \hat{K}_{xx}^{(DM)}(i)}{D_{xx}^{(PCM)}} \right)^2} \quad (2.50)$$

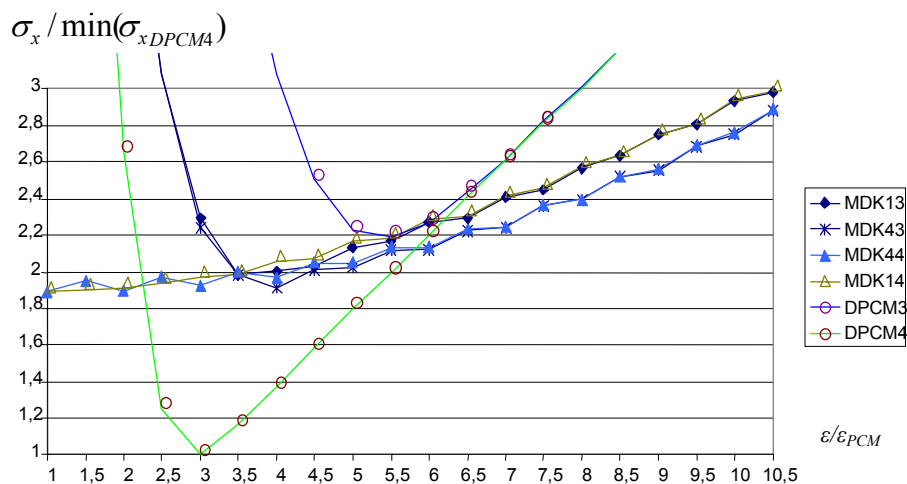
gdzie:

- N – liczba estymatorów FK ,
- $\hat{K}_{xx}^{(PCM)}$, $\hat{K}_{xx}^{(DM)}$ – estymatory FK odpowiednio w formacie $PCM-PCM$ oraz $MDPCM-PCM$,
- $D_{xx}^{(PCM)}$ – wariancja dla formatu PCM .

Liczba przesunięć czasowych dla FK została ustalona na poziomie do 20% czasu trwania realizacji sygnału. Minimalny krok kwantowania ε_{DPCM} zrównano z krokiem kwantowania ε_{PCM} dla formatu PCM .

Uśrednione rezultaty analizy przedstawiono na rysunku 2.11, gdzie wykorzystywane rodzaje modulacji są zaznaczone w następującej kolejności: $MDK13$ jest 3-bitową charakterystyką $MDPCM1$, $MDK43$ 3-bitową charakterystyką $MDPCM2$, $MDK44$ jest odpowiednikiem 4-bitowej charakterystyki $MDPCM2$, $MDK14$ odpowiada 4-bitowej charakterystyce $MDPCM1$, $DPCM3$ odpowiada 3-bitowej standardowej charakterystyce $DPCM$, a $DPCM4$ jest 4-bitową standardową charakterystyką $DPCM$.

Wyniki zostały znormalizowane względem minimalnego błędu, który zawiera $DPCM4$.



Rys. 2.11. Znormalizowany błąd średniokwadratowy rozkodowanego sygnału $DPCM$ względem sygnału PCM , w stosunku do kroku kwantyzacji ε przy stałej wartości $\alpha = 2$

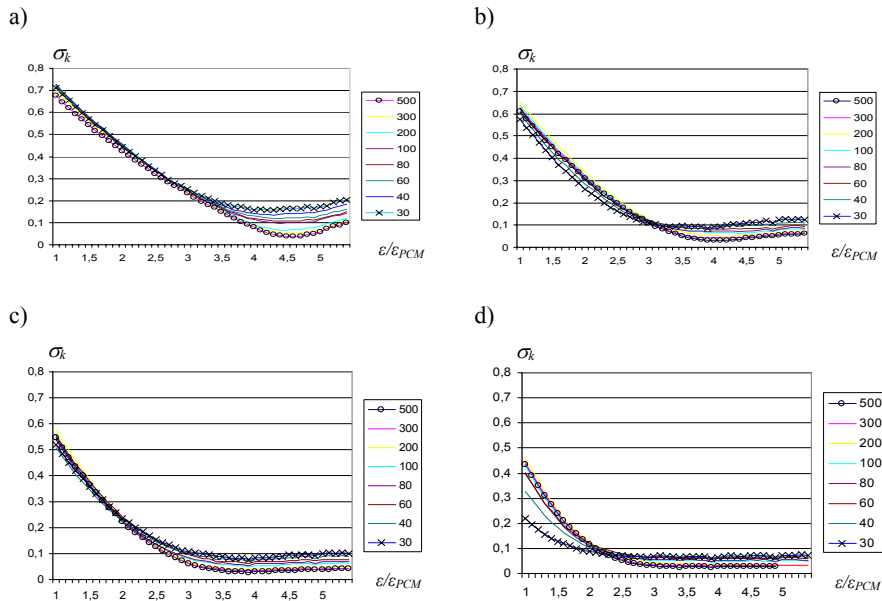
Analizując wyniki przedstawione na rysunku 2.11 można stwierdzić, że użycie formatu *MDPCM* większego niż 3-bitowego nie polepsza dokładności obliczeń estymatora funkcji korelacji. Z powyżej zaprezentowanych wykresów wynika:

- 3-bitowy koder *MDPCM* lepiej reprezentuje sygnał wejściowy niż 3-bitowy koder *DPCM*,
- koder *MDPCM2* uzyskuje lepsze parametry niż *MDPCM1* z użyciem całego przedziału kroków kwantowania, szczególnie w przypadku dużych wzrostów sygnału,
- użycie *MDPCM* o długości słowa większego niż 3-bitowy nie prowadzi do jakiegokolwiek wzrostu dokładności *FK*.

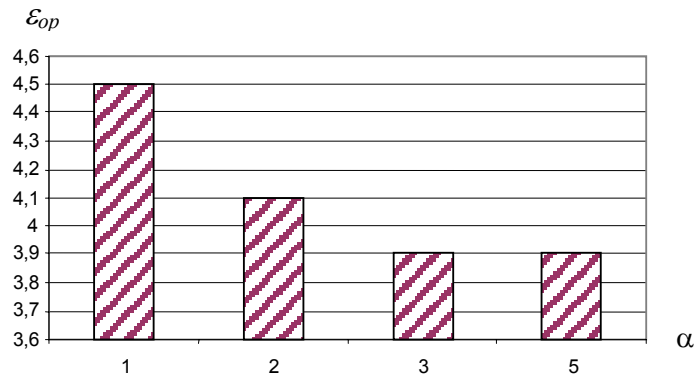
Dlatego w dalszym ciągu *AK* jest badana z użyciem tylko *MDPCM2*. Na rysunku 2.12 przedstawione są niektóre rodziny relacji dla średniokwadratowego błędu funkcji korelacji w stosunku do znormalizowanego kroku kwantowania $\varepsilon/\varepsilon_{PCM}$ oraz długości N sekwencji.

Na podstawie wykresów zamieszczonych na rysunku 2.12 można stwierdzić, że dla małych wartości α wybór optymalnego kroku kwantyzacji jest krytyczny, ponieważ nawet małe odchylenie kroku ε względem wartości kroku optymalnego prowadzi do dużego wzrostu błędu.

Kolejne wnioski otrzymano na podstawie analizy wyników pokazanych na rysunkach 2.13 i 2.14. Na rysunku 2.13 przedstawiono relację między optymalnym krokiem kwantyzacji ε_{op} i współczynnikiem α dla sekwencji o długości $N = 300$. Przyjęto, że optymalny krok kwantowania ε_{op} jest znormalizowaną wartością $\varepsilon/\varepsilon_{PCM}$, dla której błąd σ_k jest minimalny.

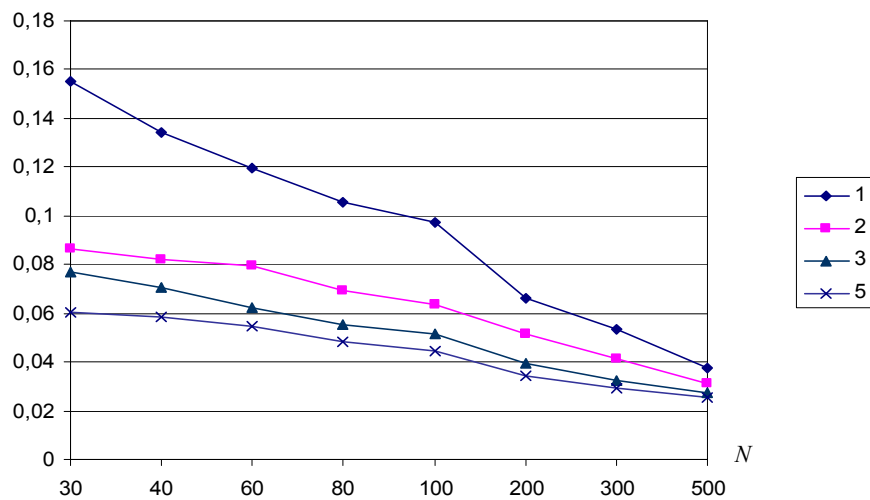


Rys. 2.12. Błąd średniokwadratowy σ_k *AK* przy użyciu charakterystyki *MDPCM2* w zależności znormalizowanego kroku kwantyzacji $\varepsilon/\varepsilon_{PCM}$ i długości sekwencji N dla: a) $\alpha = 1$, b) $\alpha = 2$, c) $\alpha = 3$, d) $\alpha = 5$



Rys. 2.13. Relacja między wielkością optymalnego kroku kwantowania a współczynnikiem α dla długości sekwencji $N = 300$

Wartość optymalnego kroku kwantowania ε_{op} zmniejsza się zatem wraz ze wzrostem współczynnika α . Na rysunku 2.14 przedstawiono relację między funkcją korelacji, błędem średniokwadratowym i długością sekwencji N dla różnych współczynników α . Zależność ta dla wszystkich współczynników α ma charakter niemal liniowy.



Rys. 2.14. Średnio kwadratowy błąd estymatora funkcji korelacji w zależności od długości sekwencji N i współczynnika α

Inny opracowany przez autora sposób różnicowej AK opiera się na znakowej DM (*signDM*) [130]. Jest on efektywny dla krótkich silnie zaszumionych sygnałów okresowych i wykorzystuje następujące procedury:

1. Częstotliwości sygnałów okresowych będą wyszczególnione na bazie dwóch kolejnych działań – określenie *ACF* w formacie *SignDM* i następnie widma mocy,
2. Przesunięcie czasowe lub fazy między dwoma krótkimi mocno zaszumionymi sygnałami o tej samej częstotliwości będzie wyznaczane przy użyciu *CCF* w formacie *SignDM*.

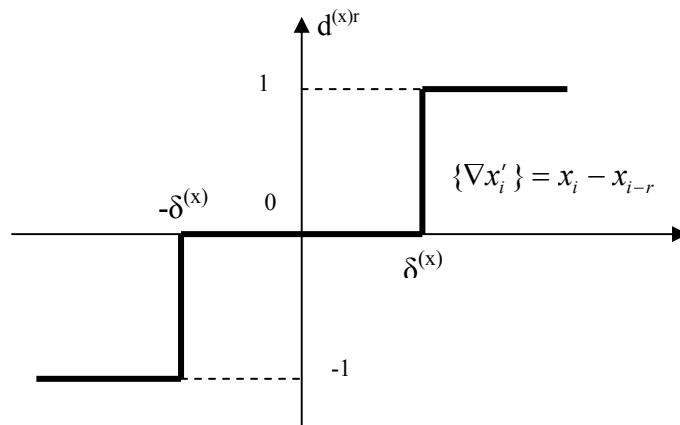
Kod 2-bitowej *SignDM* $\{d_i^{(x)}\}$, $\forall d^{(x)} \in \{-1,0,1\}$ otrzymywany jest w następujący sposób:

$$d_i^{(x)r} = \begin{cases} 1, & \text{if } x_i - x_{i-r} > \delta^{(x)} \\ 0, & \text{if } |x_i - x_{i-r}| \leq \delta^{(x)} \\ -1, & \text{if } x_i - x_{i-r} < -\delta^{(x)} \end{cases} \quad (2.51)$$

$$i = \overline{1, N}$$

gdzie $\delta^{(x)} \geq 0$ – różnicowana strefa dla *SignDM*, która jest zaplanowana a priori. Odległość $r \in \{a | a = \overline{1, s}\}$ między próbkami w formacie *PCM* określa porządek ich różnic, jak i kodu *SignDM*.

Częstotliwość próbkowania dla *SignDM* jest równa częstotliwości Nyquista i jest taka sama jak w *PCM*. Charakterystykę kodera *SignDM* według wyrażenia (2.51) przedstawiono na rysunku 2.15.



Rys. 2.15. Charakterystyka kodera *SignDM*

Struktura kodera *SignDM* rzędu s przedstawiona jest na rysunku 2.16. Koder *SignDM* składa się z przetwornika *ADC* i s identycznych kanałów, z których każdy ma opóźnienie jednostkowe, układ odejmujący i komparator. Wspólny dla wszystkich kanałów przetwornik *ADC* generuje próbki w formacie *PCM* z częstotliwością $f_N = 1/T_N$. Czas opóźnienia w każdym kanale jest powiązany z jego rzędem. Układ odejmujący

generuje różnice $\nabla x_i^{(r)} = x_i - x_{i-r}$ które są porównywane w komparatorze z różnicową strefą $SignDM \delta^{(x)}$. Na wyjściach komparatorów pojawia się kod $SignDM B_i^{(Sx)r} B_i^{(Mx)r}$. Kod reprezentujący $SignDM \{d_i^{(*)}\}$ w formie binarnej jest tworzony zgodnie z poniższymi zasadami:

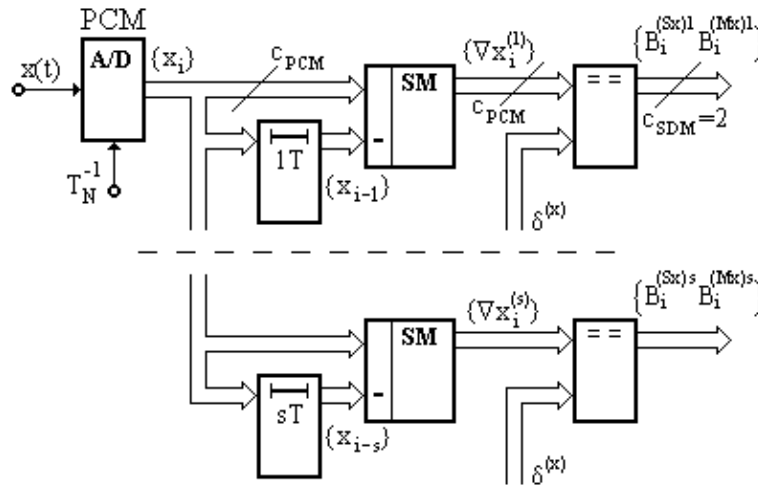
$$d_r^{(*)} \Leftrightarrow B_r^{S(*)} B_r^{M(*)} \in \{00, 01, 11\}, \quad d_i^{(*)} = 0 \Leftrightarrow 00, d_i^{(*)} = -1 \Leftrightarrow 11, d_i^{(*)} = 1 \Leftrightarrow 01$$

gdzie:

$B_i^{S(*)}$ – bit znaku,

$B_i^{M(*)}$ – bit modułu,

$\forall B \in \{0,1\}$.



Rys. 2.16. Struktura kodera $SignDM$

Algorytm mnożenia kodu $SignDM$ jest następujący:

$$d_k^x d_{k+m}^y = \left[2 \overline{(B_k^{S(x)} \oplus B_{k+m}^{S(y)})} - 1 \right] (B_k^{Mx} \wedge B_{k+m}^{My}) \quad (2.52)$$

Funkcja autokorelacji i funkcja korelacji wzajemnej w formacie $SignDM$ dla r -rzędu ma postać:

$$\kappa_{xx}^{(r)}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{k=0}^{N-m-1} d_k^{(x)r} d_{k+m}^{(x)r} \quad (2.53)$$

$$\kappa_{xy}^{(r)}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{k=0}^{N-m-1} d_k^{(x)r} d_{k+m}^{(y)r} \quad (2.54)$$

$$\kappa_{xy}^{(r)}(-m) = \frac{1}{N-m} \sum_{k=0}^{N-m-1} d_{k+m}^{(x)r} d_k^{(y)r} \quad (2.55)$$

gdzie: $\kappa_{xx}^{(r)}(m)$, $\kappa_{xy}^{(r)}(m)$, $\kappa_{xy}^{(r)}(-m)$ – estymatory funkcji korelacji dla przesunięć czasowych $m = \overline{0, P}$, $-m = \overline{-P, -1}$, PT – interwał korelacji. Rezultatem transformacji Wienera-Chinczyna dla *ACF* jest estymator gęstości mocy widmowej $\hat{G}_{xx}^{(SDM)}(k)$, gdzie $k = \overline{1, P}$, co prowadzi do rozpoznawania określonego sygnału okresowego w obecności szumów:

$$\hat{G}_{xx}^{(SDM)}(k) = \sum_{m=0}^P \kappa_{xx}^{(r)}(m) \exp(-j \frac{2\pi}{P+1} mk) \quad (2.56)$$

Wynikiem transformacji Wienera – Chinczyna dla *CCF* jest estymator wzajemnej gęstości mocy widmowej :

$$\hat{G}_{xy}^{(SDM)}(k) = \sum_{m=-P}^P \kappa_{xy}^{(r)}(m) \exp(-j \frac{2\pi}{2P+1} mk) \quad (2.57)$$

Zaproponowana metoda była sprawdzona z użyciem *AK* na podstawie algorytmów (2.52), (2.53), (2.54), (2.55) i analizy widmowej z użyciem *DFT* funkcji *ACF* w formacie *PCM* i *DFT* (2.56) oraz dla *ACF* w formacie *SignDM*. W tym celu przeprowadzono symulacje komputerowe dla krótkich mocno zaszumianych sygnałów okresowych w formacie *PCM* i *SignDM*.

Do zaszumienia używano szumu dolnopasmowego $\xi(t)$ kształtowanego z L sinusoid na podstawie wyrażenia (2.29).

Do sygnału sinusoidalnego $x(t) = A_x \sin(2\pi Lft + \varphi_x)$ dodano szum sformowany według (2.29), wówczas stosunek sygnał/szum ma wartość:

$$SNR_x = 10 \lg(A_x^2/LA^2) [dB] \quad (2.58)$$

Funkcje korelacji w formatach *PCM* i *SignDM* były odpowiednio znormalizowane:

$$\rho_{PCM}(m) = \hat{K}_{xx}(m)/\hat{K}_{xx}(0) \quad (2.59)$$

$$\rho_{SDM}(m) = K_{xx}(m)/K_{xx}(0) \quad (2.60)$$

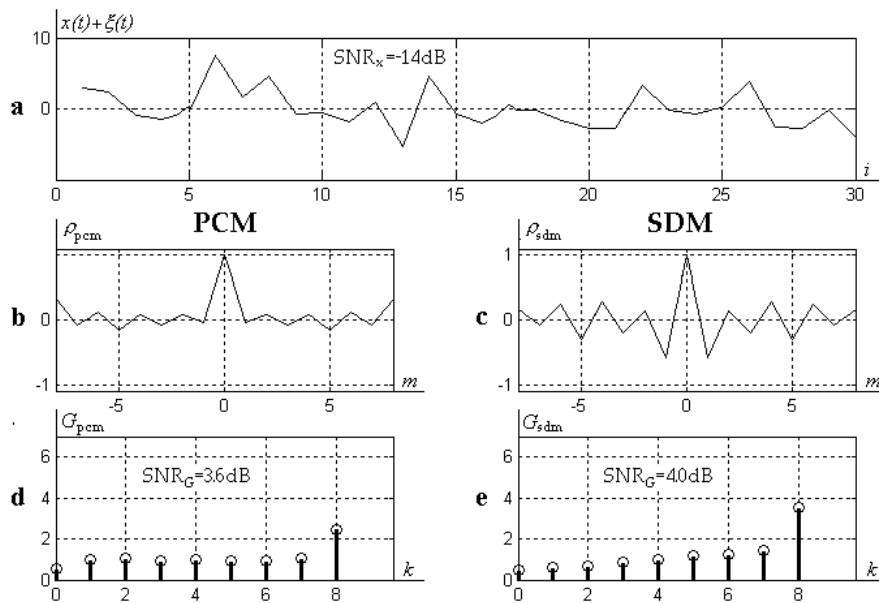
Wyniki symulacji komputerowych wykorzystujące proponowane metody zaprezentowane są na rysunku 2.17. Na rysunku 2.17a) przedstawiono złożenie sygnału i szumu $x(t) + \xi(t)$ dla $SNR_x = -14$ dB. Długość serii wynosiła $N = 30$, a liczba składowych szumu wynosiła $L = 15$. Na rysunkach 2.17 b) i c) przedstawiony jest znormalizowany estymator funkcji autokorelacji *ACF* $\rho_{PCM}(m)$ w formacie *PCM* i odpowiednio $\rho_{SDM}(m)$ w formacie *SignDM*. Na rysunkach 2.17d) i e) pokazane są odpowiednie estymatory widma mocy, które są wyznaczane na podstawie (2.59) i (2.60). Dla tego przypadku stosunek SNR_G ma postać:

$$SNR_G = 10 \lg \frac{G_x}{G_{s,l,max}} \quad (2.61)$$

gdzie: G_x , $G_{s,l,max}$ – estymatory widma mocy głównego listka i maksymalnego listka bocznego widma.

Średnią wartość wyników eksperymentów uzyskano na podstawie 100 różnych realizacji zaszumionego sygnału [130].

Przedstawiona na rysunku 2.17 *AK* w 2-bitowym formacie *SignDM* ma dużo wyższą rozdzielczość niż *AK* w wielobitowym formacie *PCM*, szczególnie dla krótkich serii nie dłuższych niż $N=30$. Dodatkowo, transformacja Wienera-Chinczyna zwiększa zdolność rozdzielczą *AK* używaną dla rozpoznawania w czasie rzeczywistym krótkich mocno zaszumionych sygnałów okresowych.



Rys. 2.17. a) Sygnał zmieszany z szumem $x(t) + \xi(t)$ przy parametrach $N = 30$, $L = 15$, $SNR = -14\text{ dB}$, b) znormalizowana funkcja korelacji w formacie *PCM*, $P = 16$, c) znormalizowana funkcja korelacji *SignDM*, $P = 16$, d) estymator widma mocy dla formatu *PCM*, e) estymator widma mocy dla formatu *SignDM*

Użycie *MDPCM* i *SignDM* do analizy korelacyjnej pozwala zamienić wielobitowe operacje arytmetyczne na proste działania logiczne. Prowadzi to do istotnego zwiększenia szybkości analizy korelacyjnej w porównaniu z *AK* opartej na *PCM*. Dodatkowo rozpoznawanie okresowych zaszumionych sygnałów realizowane jest w czasie rzeczywistym, a *AK* w formacie *DPCM*, co zapewnia lepszą rozdzielczość w porównaniu z formatem *PCM*.

Format *SignDM* bezpośrednio odzwierciedla charakter zmian sygnału i opiera się na 2-bitowych kodach. W większości przypadków *AK* w 2-bitowym formacie *SignDM* ma podobną lub wyższą rozdzielczość niż *AK*, wykorzystująca wielobitowy format *PCM*, w szczególności dla krótkich serii nie większych niż $N = 30$. Dodatkowa transformacja Wienera-Chinczyna istotnie zwiększa rozdzielczość metody. Dlatego analiza korelacyjna z algorytmami w formatach *MDPCM* i *SignDM* jest bardzo szybka i dokładna. Odpowiednie struktury korelatorów są ekonomiczne i łatwe do realizacji w układach o dużej skali integracji. Celowym jest ich użycie w systemach wykrywania, identyfikacji i pomiarów wąskopasmowych sygnałów sondujących.

2.2.2. Detekcja sygnałów szerokopasmowych

Szczególnym przypadkiem analizy korelacyjnej jest filtracja dopasowana [3, 7, 22, 25, 36, 153, 170], która może być przeprowadzona zarówno w dziedzinie czasu, jak i częstotliwości. Nazwa jej wywodzi się od dopasowania charakterystyki impulsowej filtru do sygnału. Stosując filtrację dopasowaną w odniesieniu do wyżej wymienionych sygnałów uzyskuje się ich kompresję, której miarą jest współczynnik kompresji SNR_{out} określany jako logarytm ilorazu wartości maksymalnej listka głównego do wartości maksymalnej listka bocznego wyrażany w dB.

$$SNR_{out} = 20 \log \frac{A_g}{A_b} \quad (2.62)$$

gdzie:

- A_g – wartość listka głównego,
- A_b – wartość maksymalnego listka bocznego.

Duża kompresja daje możliwość wykrycia i identyfikacji tego typu sygnałów szczególnie w obecności istotnych zakłóceń.

Filtr dopasowany realizuje spłot echa sygnału sondującego z charakterystyką impulsową, która jest odwróconym w czasie wzorcem sygnału sondującego $h(t)$ [3, 36, 85, 105, 153, 170].

Splotem analogowym dwóch funkcji ciągłych $x(t)$ i $h(t)$ jest funkcja $y(t)$ zdefiniowana jako:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (2.63)$$

Odpowiednio dla sygnałów dyskretnych otrzymujemy spłot w kształcie dyskretnym:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} x(k)h(n-k) \quad (2.64)$$

Praktycznie spłoty (2.63) i (2.64) wykorzystuje się w skończonych granicach.

Zdolność spłotu do realizacji filtracji dopasowanej sygnałów analogowych w dziedzinie częstotliwości związana jest z jedną z właściwości transformacji Fouriera, polegającą na tym, że jeśli sygnały $x(t)$, $h(t)$, $y(t)$ związane są zależnością (2.63), to ich częstotliwościowe, zespolone widma Fouriera $X(f)$, $H(f)$, $Y(f)$ wiąże poniższy wzór [170]:

$$Y(f) = X(f)H(f) = X(f)[|H(f)|e^{j\angle H(f)}] \quad (2.65)$$

gdzie:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt,$$

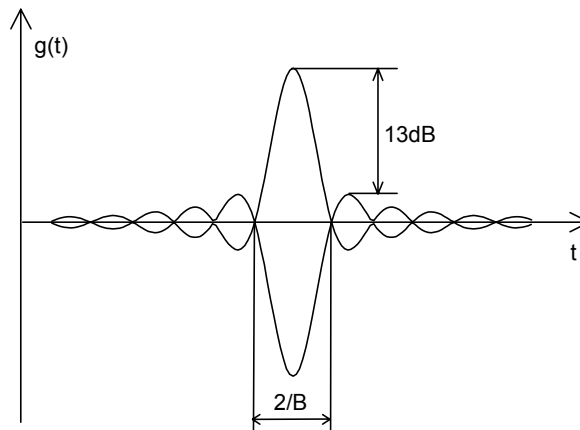
$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} dt,$$

$|H(f)|$ i $\angle H(f)$ oznaczają moduł i kąt liczby zespolonej $H(f)$.

Wykonując odwrotną transformatę Fouriera na sygnale $Y(f)$ otrzymamy sygnał wyjściowy w dziedzinie czasu. Gdy $X(f)$, $H(f)$ mają kształt prostokątny, to ma miejsce następująca zależność:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)H(f)e^{j2\pi ft} df \approx \frac{\sin(\pi Bf_0 t)}{\pi Bf_0 t} e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.66)$$

Specyfiką sygnałów analogowych jest fakt, że przy bliskim do prostokątnego kształcie widma sygnału i ACH filtru, kształt sygnału wyjściowego w dziedzinie czasu jest bliski funkcji typu $\sin(x)/x$. W sygnale tym występują listki boczne na poziomie -13.2 dB w stosunku do listka głównego (rys. 2.18) [36, 38, 161], co w wielu zastosowaniach jest zbyt małą wartością, ponieważ listki boczne powodowałyby maskowanie obiektów słabo odbijających znajdujących się w pobliżu obiektów silnie odbijających. Szerokość listka głównego w sygnale po kompresji zależy wyłącznie od szerokości widma sygnału i jest odwrotnie proporcjonalna do niego. Jak wynika z danych literaturowych [25, 36, 38], szerokość listka mierzona przy podstawie wynosi $2/B$, a na poziomie -4 dB $1/B$.



Rys. 2.18. Sygnał po kompresji w przypadku filtracji dopasowanej

Poziom listków bocznych obniża się w wyniku zastosowania odpowiednich funkcji wagowych (okien wygładzających) kształtujących widmo amplitudowe sygnału [36, 38, 66].

Zaletą wykorzystania okien wygładzających jest zwiększenie odstępów listka głównego od listków bocznych a wadą poszerzenie listka głównego w sygnale po kompresji. Ponadto występują dodatkowe straty sygnału wynikające z odejścia od filtracji dopasowanej, co pogarsza parametry szumowe. W przypadku okna Hamminga szerokość listka głównego na poziomie -3 dB wynosi $1.31/B$ [36, 40], a w przypadku filtracji dopasowanej $0.88/B$, natomiast straty wynikające z niedopasowania wynoszą 1.34 dB.

Cyfrowa filtracja dopasowana realizowana jest na jeden z dwóch sposobów:

- w dziedzinie czasu,
- w dziedzinie częstotliwości.

Przy filtracji cyfrowej sygnał ciągły $x(t)$ jest reprezentowany za pomocą ciągu próbek $x(k)$ pobieranych i kwantowanych w dyskretnych równoodległych chwilach czasu. Próbkowanie takie nazywano równomiernym, a różnicę czasową pomiędzy dwoma kolejnymi próbkami określamy okresem próbkowania T_s . Sygnał ciągły dys-

kretyzowany w czasie, próbki którego są kwantowane i kodowane nazywa się sygnałem cyfrowym. Każda próbka w sygnale przetworzonym na liczbę może mieć maksymalny błąd $\pm 1/2$ LSB (najmniej znaczący bit) [153, 170].

Jeżeli przez t_0 oznaczy się dowolną chwilę czasową, w której spróbkowano sygnał $x(t)$, to wówczas zbiór próbek sygnału jest równy:

$$\{x(t_0 + kT_s), -\infty \leq k \leq +\infty\} \quad (2.67)$$

Ponieważ okres próbkowania jest znany, zatem najczęściej stosuje się zapis $\{x_n\}$ domyślnie zakładając, że indeks n zmienia się od minus do plus nieskończoności.

W praktyce próbkowanie przeprowadza się poprzez podanie sygnału ciągłego na wejście przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC).

Zgodnie z twierdzeniem Kotelnikowa-Shannona sygnał ciągły jest prawidłowo spróbkowany, jeśli nie zawiera składowych o częstotliwościach większych niż połowa częstotliwości próbkowania ($f_s = 1/T_s$), częstotliwość tę nazwano częstotliwością Nyquista. Współczynniki charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego IR bez okna wygładzającego definiuje się jako lustrzane odbicie sygnału wejściowego.

Jeżeli przez $\{x_n\}$, (gdzie $n = \overline{1, N}$) oznaczy się zbiór próbek spróbkowanego sygnału wejściowego, to współczynniki charakterystyki impulsowej wyznaczamy z wyrażenia:

$$h_n = x_{N-n}, \quad \text{gdzie } n = \overline{1, N} \quad (2.68)$$

W celu redukcji oscylacji Gibbs'a, które pojawiają się w czasie filtracji chirp sygnałów stosowane są okna wygładzające $\{w_n\}$. W dziedzinie czasu nakładanie okien na charakterystykę impulsową filtru IR odbywa się przez mnożenie współczynników wagowych IR przez odpowiadające współczynniki wagowe okna wygładzającego $\{h_n w_n\}$ [36, 153, 161].

Algorytm ten pokazano poniżej:

$$y_n = \sum_{m=0}^{N-1} x_{n-m} h_m w_m \quad (2.69)$$

gdzie:

- y_n – wartość n -tego splotu,
- $\{x_n\}$ – zbiór wartości próbek sygnału wejściowego,
- $\{h_n\}$ – zbiór wartości współczynników charakterystyki impulsowej filtru IR,
- N – całkowita liczba próbek w sygnale wejściowym,
- $\{w_n\}$ – zbiór współczynników okna wygładzającego.

Wyrażenie (2.69) można przedstawić w postaci macierzowej [36, 66]:

$$y_n = \mathbf{X} \cdot \mathbf{H}_w \quad (2.70)$$

gdzie: $\mathbf{X} = [x_n \dots x_{n-N+1}]$,

$$\mathbf{H}_w = \begin{bmatrix} h_0 w_0 \\ \vdots \\ h_{N-1} w_{N-1} \end{bmatrix}$$

Algorytm ten wykorzystuje się przy realizacji procesorów specjalizowanych, które omówiono w rozdziale 6.

W przypadku okna prostokątnego dla $\forall n, w_n = 1$. Liczba wszystkich splotów wynosi $2N-1$. Realizując filtrację dopasowaną według algorytmu (2.69) można zauważyć, że otrzymanie jednego splotu wymaga wykonania N mnożeń i $N-1$ sumowań. Ponieważ czas mnożenia istotnie przewyższa czas innych operacji to zwykle przy ocenie czasochłonności operacji matematycznych bierzemy pod uwagę czas mnożenia. W przypadku gdy, filtr dopasowany (*MF*), ma transwersalną strukturę, tzn. zbudowany jest z N równoległych kanałów, a każdy z nich zawiera układ mnożący oraz wspólny dla wszystkich kanałów sumator, to wyznaczenie jednego splotu jest realizowane w czasie potrzebnym do wykonania jednego mnożenia, który nie przekracza T_s . W procesie filtracji odpowiedź jest obliczana na bieżąco bez oczekiwania na ostatnią próbkę sygnału, a więc nie występuje opóźnienie o czas gromadzenia próbek, który wynosi tyle, ile czas trwania sygnału sondującego.

Cyfrowa filtracja dopasowana w dziedzinie częstotliwości bazuje na dyskretnych transformatach Fouriera DFT oraz IDFT, które wywodzą się z ciągłych przekształceń Fouriera [85, 153, 170]. Transformata DFT jest procedurą używaną do wyznaczania zawartości harmoniczných w sygnale (ciągu) dyskretnym. Analogicznie jak dla sygnałów analogowych zdolność splotu dyskretnego do realizacji filtracji dopasowanej w dziedzinie częstotliwości związana jest z właściwością dyskretną transformacji Fouriera. Jeśli sygnały x_n, h_n, y_n związane są zależnością (2.63), wówczas częstotliwościowe zespolone widma Fouriera $X(k), H(k), Y(k)$ określa poniższy wzór [85, 153, 170]:

$$Y(k) = X(k)H(k) \quad (2.71)$$

gdzie:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N},$$

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-j2\pi nk/N},$$

N – liczba próbek w zdyskretyzowanym sygnale,

$$k = 0, N-1$$

Odwrotna transformata Fouriera IDFT pozwala otrzymać sygnał dyskretny w dziedzinie czasu z wyrażenia:

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-(N/2)+1}^{N/2} Y(k)e^{j2\pi kn/N} \quad (2.72)$$

Gdy $X(k), H(k)$ mają kształt prostokątny, to zachodzi następująca zależność:

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-(N/2)+1}^{N/2} Y(k)e^{j2\pi kn/N} \rightarrow \frac{\sin x}{x} \quad (2.73)$$

Strzałka w wyrażeniu (2.73) oznacza, że wynik przetwarzania ma charakter funkcji *sinc* ($\frac{\sin x}{x}$).

Jeżeli szeregi czasowe $\{x_n\}$, $\{h_n\}$ i $\{y_n\}$ mają swoje transformaty DFT równe odpowiednio $X(k)$, $H(k)$ oraz $Y(k)$, zatem DFT z $y_n = h_n * x_n$ równa się $Y(k) = H(k) \bullet X(k)$, (gdzie $*$ oznacza operację splotu a \bullet oznacza mnożenie). Analogicznie IDFT z $H(k) \bullet X(k)$ jest równa $h_n * x_n$.

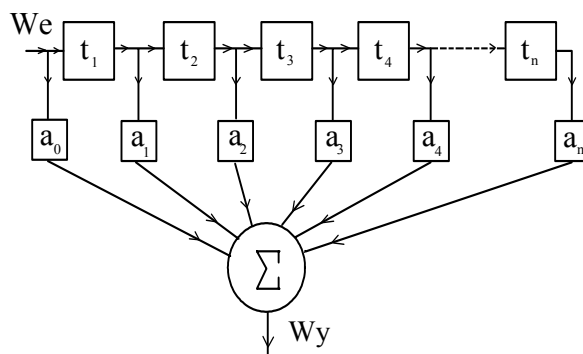
Realizując filtrację dopasowaną w dziedzinie częstotliwości wynik filtracji otrzymuje się po odebraniu całej realizacji sygnału sondującego przedstawionego w kształcie cyfrowym (otrzymaniu wszystkich N próbek) i wykonaniu następnie $N \log_2 N$ operacji arytmetycznych.

Wybór algorytmu filtracji wpływa więc bezpośrednio na szybkość działania układu oraz wymagania stawiane sprzętowi potrzebnemu do jego realizacji. Porównując liczbę taktów procesora specjalizowanego potrzebną do uzyskania pełnego wyniku filtracji zauważono, że algorytm równoległej filtracji w dziedzinie czasu jest $\log_2 N$ szybszy niż algorytm wykorzystujący szybkie sploty w dziedzinie częstotliwości. Ponadto pracując w dziedzinie częstotliwości przetwarzanie może rozpocząć się dopiero po odbiorze całego sygnału, co wprowadza dodatkowe opóźnienie równe czasowi T trwania impulsu.

2.2.2.1. Metody oparte na liniach opóźniających z akustyczną falą powierzchniową

Do generacji i kompresji sygnałów z liniową modulacją częstotliwości do niedawna stosowane były najczęściej linie dyspersyjne z akustycznymi falami powierzchniowymi [4, 5, 15, 25, 34, 36, 39-41, 60, 61, 80].

W najprostszy sposób zasadę działania przyrządów z AFP można opisać za pomocą modelu filtru transwersalnego (rys. 2.19) [34, 36, 60].

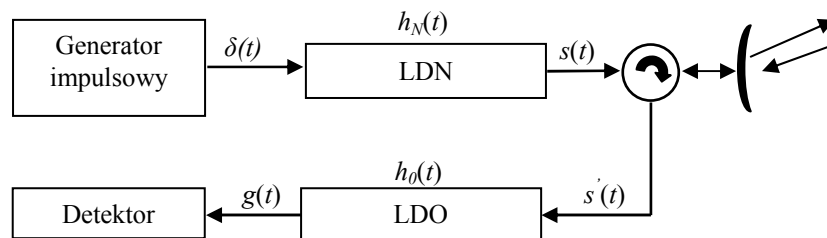


Rys. 2.19. Model filtru transwersalnego

W modelu tym przetwornik międzypalczasty modelowany jest za pomocą linii opóźniającej z odczepami. Opóźnienia $t_1 \dots t_n$ między kolejnymi odczepami odpowiadają odległościom między elektrodami przetwornika i umożliwiają kształtowanie charakterystyki fazowej, natomiast funkcje wagowe $a_1 \dots a_n$ odpowiadające długościom elektrod służą do kształtowania obwiedni odpowiedzi impulsowej linii. Z modelu filtru transwersalnego wynika bezpośrednia zależność pomiędzy kształtem przetwornika a jego odpowiedzią impulsową.

Linie dyspersyjne służą do generacji i kompresji sygnałów złożonych między innymi sygnałów z liniową modulacją częstotliwości. Linia nadawcza pobudzana przez generator impulsowy umożliwia wygenerowanie sygnału o modulacji i czasie trwania określonym jej parametrami, takimi jak: dyspersja T , pasmo B , częstotliwość środkowa f_0 . Czas trwania sygnału zależy od czasu dyspersji linii, natomiast jego przebieg (rodzaj zastosowanej modulacji) od geometrii przetworników dyspersyjnych lub struktury odbijającej.

Zasada działania układów obróbki sygnałów *LFM* z wykorzystaniem linii dyspersyjnych została przedstawiona na przykładzie toru pośredniej częstotliwości stacji radiolokacyjnej z kompresją sygnału (rys. 2.20 i 2.21). W tym przypadku można tu wyróżnić dwa tory: nadawczy i odbiorczy. Dla uproszczenia pominięto wzmacniacze, mieszacze oraz inne układy nie mające istotnego wpływu na zasadę działania toru.

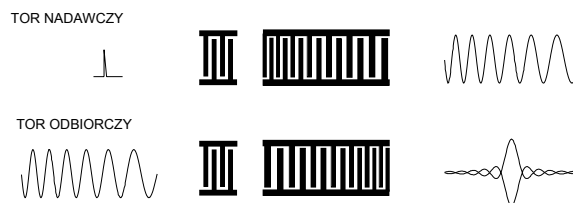


Rys. 2.20. Uproszczony schemat blokowy stacji radiolokacyjnej z kompresją impulsów (LDN – linia dyspersyjna nadawcza, LDO – linia dyspersyjna odbiorcza)

Wydłużenie czasu trwania sygnału umożliwia zwiększenie zasięgu stacji radiolokacyjnej. Jednocześnie następuje jednak wydłużenie czasu obróbki sygnału, co ogranicza szybkość wykrywania obiektu. W związku z tym czas trwania sygnału musi być odpowiednio dobrany do zasięgu stacji radiolokacyjnej. Najczęściej stosowane są linie o czasach dyspersji w zakresie $5 \div 50 \mu\text{s}$.

Najczęściej stosowanym sygnałem jest sygnał o stałej amplitudzie z liniową modulacją częstotliwości. Jest to impuls o czasie trwania T , w którym częstotliwość zmienia się liniowo w zakresie $f_0 - B/2 < f < f_0 + B/2$.

Sygnał uzyskany na wyjściu linii dyspersyjnej jest wzmacniany oraz kształtowany za pomocą układów formowania impulsu. Po przeniesieniu w zakres wysokich częstotliwości i ponownym wzmocnieniu zostaje on wyemitowany. Sygnał odbity od obserwowanego obiektu po wzmocnieniu poddawany jest kompresji w linii odbiorczej.



Rys. 2.21. Zasada generacji i kompresji sygnału za pomocą linii dyspersyjnych [36, 40, 61]

Charakterystykę częstotliwościową linii odbiorczej dobiera się w taki sposób, aby zysk energetyczny w wyniku kompresji był jak największy. Warunek ten jest spełniony w przypadku filtracji dopasowanej, czyli takiej, dla której charakterystyka częstotliwościowa linii odbiorczej w zapisie zespolonym opisana jest funkcją sprzężoną do charakterystyki widmowej sygnału odbieranego przez tę linię. Oznacza to, że odpowiedź impulsowa linii odbiorczej jest taka sama jak, odwrócony w czasie przebieg sygnału wejściowego.

Przy założeniu, że linia nadawcza jest pobudzana impulsem δ -Diraca, widmo sygnału na wyjściu linii nadawczej jest równe jej charakterystyce częstotliwościowej. Ponadto przy pominięciu wszelkich czynników powodujących zniekształcenia sygnału pomiędzy linią nadawczą a odbiorczą, sygnał na wejściu linii odbiorczej jest identyczny, jak sygnał na wyjściu linii nadawczej. Widmo sygnału po kompresji można więc opisać za pomocą wzoru:

$$H(f) = H_N(f) \cdot H_O(f) \quad (2.74)$$

gdzie:

- $H(f)$ – widmo sygnału po kompresji,
- $H_N(f)$ – charakterystyka częstotliwościowa linii nadawczej,
- $H_O(f)$ – charakterystyka częstotliwościowa linii odbiorczej.

W przypadku filtracji dopasowanej występuje zależność: $H_O(f) = H_N^*(f)$.

Stosując sygnały z odcinkowo liniową modulacją częstotliwości można uzyskać zwiększenie kompresji sygnału w porównaniu z kompresjami uzyskiwanymi z sygnałami z liniową modulacją częstotliwości. Sygnał taki składa się z trzech odcinków: głównego o czasie trwania T_c oraz dwóch dodatkowych o czasach trwania ΔT . Zastosowanie dodatkowych odcinków o większym nachyleniu umożliwia znaczne zmniejszenie nierównomierności charakterystyki amplitudowej linii nadawczej. Jak podano w pracy [34, 40] najmniejsze nierównomierności charakterystyki amplitudowej występują gdy wartości ΔT i ΔB wyznaczone są za pomocą zależności:

$$\begin{aligned} \Delta T &= 0.86/B \\ \Delta B &= 0.73B \end{aligned} \quad (2.75)$$

W porównaniu z sygnałami z liniową modulacją częstotliwości widoczna jest wyraźna poprawa poziomu listków bocznych sygnału wyjściowego zwłaszcza dla małych wartości BT .

Istnieje szereg czynników powodujących pogorszenie parametrów sygnału po kompresji. Czynniki te można podzielić na:

- teoretyczne, związane z rodzajem zastosowanych sygnałów i metodą ich ważenia,
- projektowe i wykonawcze, związane z błędami projektowymi oraz niedokładnością wykonania linii dyspersyjnych,
- inne, związane z parametrami układów współpracujących z liniami dyspersyjnymi (filtry pasmowe, układy dopasowujące, układy formowania impulsu itd.).

Czynniki te powodują pogorszenie takich parametrów sygnału po kompresji, jak poziom listków bocznych oraz poszerzenie listka głównego [34, 40, 60, 61].

Poziom listków bocznych obniża się w wyniku zastosowania odpowiednich funkcji wagowych (okien wygładzających). Ważenie sygnału odbywa się najczęściej poprzez odpowiednie ważenie linii odbiorczej. Ze względu na sposób, w jaki funkcja

wagowa zostaje odwzorowana na charakterystykę linii, można wyróżnić trzy warianty ważenia [34, 40, 60]:

- charakterystyka częstotliwościowa linii odbiorczej jest zaprojektowana w taki sposób, aby kompensować nierównomierności charakterystyki częstotliwościowej linii nadawczej,
- charakterystyce amplitudowej linii odbiorczej nadaje się kształt opisany bezpośrednio za pomocą funkcji wagowej,
- zastosowanie funkcji wagowej kształtującej odpowiedź impulsową linii odbiorczej zgodnie z zależnością: $h_o(t) = w(t)h_N(-t)$.

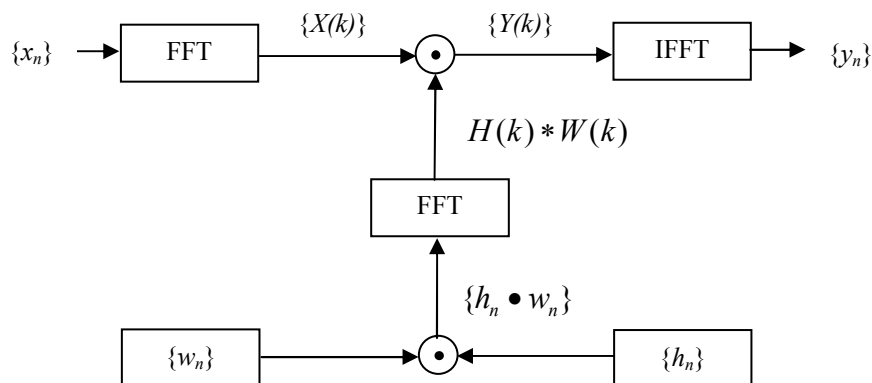
W wariancie najprostszym stosuje się dwie linie nie ważne: $H_o(f) = H_N(-f)$. W tym przypadku charakterystyka widmowa sygnału po kompresji kształtowana jest za pomocą dodatkowego filtra wagowego. Wadą tego rozwiązania jest fakt, że nierównomierności charakterystyk częstotliwościowych obu linii sumują się. Z tego powodu metoda ta może być stosowana wyłącznie w przypadku sygnałów o dużej wartości współczynnika BT .

2.2.2.2. Metody oparte na cyfrowej filtracji dopasowanej w dziedzinie częstotliwości

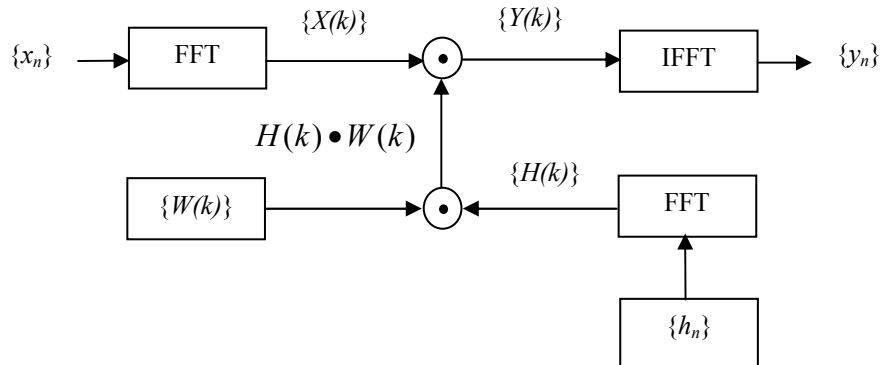
W układach kompresji wykorzystujących cyfrową filtrację dopasowaną, linia dyspersyjna AFP w torze odbiorczym (rys. 2.20) zastępowana jest cyfrowym filtrem dopasowanym działającym w dziedzinie częstotliwości, a linia nadawcza generatorem cyfrowym [64, 65, 93, 94, 127-129, 155, 158, 159, 161].

Schemat przeprowadzanych operacji kompresji przedstawiono na rysunkach 2.22 i 2.23. Chcąc dokonać kompresji sygnału $x(t)$ odebranego przez stację radarową, przeprowadzamy go do postaci widmowej $\{X(k)\}$ w wyniku zastosowania dyskretnej szybkiej transformaty Fouriera (blok FFT). W celu poprawy kompresji wykorzystywane są okna wygładzające, które można stosować na dwa sposoby:

- ważenie w czasie współczynników filtracji dopasowanej (rys. 2.22),
- ważenia w częstotliwości widma funkcji filtracji dopasowanej (rys. 2.23).



Rys. 2.22. Schemat wykonania operacji kompresji sygnału radiolokacyjnego z wykorzystaniem filtracji dopasowanej oraz zastosowaniem ważenia w czasie



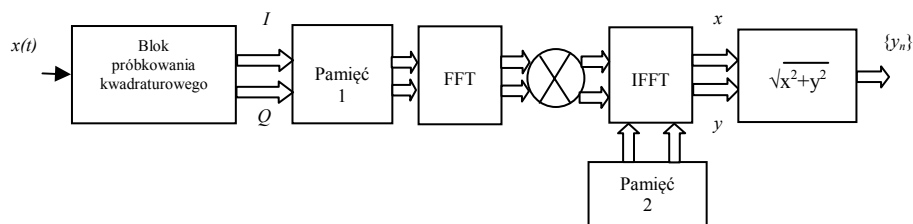
Rys. 2.23. Schemat wykonania operacji kompresji sygnału radiolokacyjnego z wykorzystaniem filtracji dopasowanej oraz zastosowaniem ważenia w częstotliwości

Kolejny proces, to mnożenie widma sygnału $X(k)$ z przeniesionym do dziedziny częstotliwości (poprzez transformatę Fouriera) iloczynem sygnału filtracji dopasowanej oraz okna $h_n \bullet w_n = W(k) * H(k)$ (ważenie w czasie rys. 2.22). W ten sposób otrzymano spłot współczynników filtracji dopasowanej i okna wagowego w dziedzinie częstotliwości. Spłot współczynników filtracji dopasowanej i okna wagowego jest następnie mnożony przez widmo sygnału odebranego $[H(k) * W(k)] \bullet X(k)$, a wynikiem tej operacji jest widmo sygnału wyjściowego $\{Y(k)\}$. Stosując odwrotne szybkie przekształcenie Fouriera (IFFT) przenosi się widmo sygnału wyjściowego $\{Y(k)\}$ do dziedziny czasu otrzymując sygnał skompresowany $\{y_n\}$. Przy ważeniu w częstotliwości (rys. 2.23) współczynniki filtracji dopasowanej $h(t)$ są poddawane przekształceniu FFT, czego wynikiem jest otrzymanie charakterystyki widmowej filtra dopasowanego $\{H(k)\}$. Charakterystyka ta jest następnie mnożona przez okno wygładzające, którego współczynniki są przeniesione w dziedzinę częstotliwości i dobrane do obrabianego sygnału pod względem szerokości pasma sygnału. Iloczyn charakterystyki widmowej filtra dopasowanego i widma okna jest następnie mnożony przez widmo sygnału. Otrzymany produkt $\{Y(k)\}$ poddawany jest odwrotnemu dyskretnemu przekształceniu Fouriera, w efekcie czego otrzymano sygnał skompresowany $\{y_n\}$. Poniżej w tabeli 2.1 przedstawione zostały przykłady okien wygładzających [3, 7, 74, 85, 92, 99, 145, 170].

W rozwiązaniach układowych stosowanych w filtracji dopasowanej w dziedzinie częstotliwości stosuje się najczęściej próbkowanie kwadraturowe. Sformowanie sygnału analitycznego I/Q na podstawie $x(t)$ pozwala na zmniejszenie częstotliwości próbkowania o połowę. Zaletą takiego próbkowania, gdy filtr pracuje w dziedzinie częstotliwości jest otrzymanie niesymetrycznego widma częstotliwościowego sygnału, co ułatwia wyznaczanie funkcji wagowej używanej do ważenia w dziedzinie częstotliwości. Dodatkową zaletą takiego rozwiązania jest również zmniejszenie liczby próbek przypadających na przedstawienie widma sygnału. Schemat blokowy układu realizującego cyfrową kompresję sygnału chirp w dziedzinie częstotliwości przedstawiono na rysunku 2.24.

Tabela 2.1. Okna wygładzające

Lp.	Typ okna	Funkcja okna określona dla $n = -\frac{N}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N}{2}$
1	Prostokątne	$w(n) = 1$
2	Hamminga	$w(n) = 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right)$
3	Hanninga	$w(n) = 0.5 \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right)\right]$
4	Blackmana	$w(n) = 0.42 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + 0.08 \cos\left(\frac{2\pi}{N}2n\right)$
5	Gausa	$w(n) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(4.5 \frac{n}{N/2}\right)^2\right]$
6	Kosinusowe	$w(n) = \cos^\alpha\left(\pi \frac{n}{N}\right), \alpha \in [1, 4]$
7	Trójkątne	$w(n) = 1 - \frac{ n }{N/2}$
8	Blackmana-Harrisa 3	$w(n) = 0.42323 + 0.49775 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + 0.07922 \cos\left(\frac{2\pi}{N}2n\right)$
9	Blackmana-Harrisa 4	$w(n) = 0.35875 + 0.48829 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + 0.14128 \cos\left(\frac{2\pi}{N}2n\right) + 0.01168 \cos\left(\frac{2\pi}{N}3n\right)$
10	Nattola	$w(n) = 0.3635819 + 0.4891775 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + 0.1365995 \cos\left(\frac{2\pi}{N}2n\right) + 0.0106411 \cos\left(\frac{2\pi}{N}3n\right)$
11	Harris-Nutall	$w(n) = 0.44959 + 0.49364 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + 0.05677 \cos\left(\frac{4\pi n}{N}\right)$
12	Paraboliczne	$w(n) = 1 - \left(\frac{ n }{N/2}\right)^2$
13	Poissona	$w(n) = \exp\left(-\alpha \frac{ n }{N/2}\right), \alpha \in R^+$
14	Cauchego	$w(n) = \exp\left[\frac{1}{1 + (2\alpha n / N)^2}\right], \forall \alpha \in R^+$
15	Hamza-Poissona	$w(n) = 0.5 \left[1 + \cos\left(\pi \frac{ n }{N/2}\right)\right] \exp\left(-\alpha \frac{ n }{N/2}\right), \forall \alpha \in R^+$



Rys. 2.24. Schemat blokowy układu cyfrowej kompresji sygnału w dziedzinie częstotliwości

W pamięci 1 gromadzone są próbki sygnału I i Q , a w pamięci 2 znajdują się współczynniki charakterystyki częstotliwościowej filtru. W pracy [158] przedstawione zostało praktyczne rozwiązanie takiego układu, w którym blok przetwarzania FFT i IFFT zrealizowany został na bazie dwóch procesorów DSP (DSP16516).

2.2.2.3. Metody oparte na cyfrowej filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu

W celu realizacji cyfrowej filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu sygnał chirp (2.11) przedstawiony został w postaci szeregu czasowego $\{x_n\}$ z częstotliwością próbkowania $f_s = 1/T_s \geq 2f_2$, a więc liczba próbek jest równa N , gdzie $N = \text{ENT}(Tf_s)$, ENT – część całkowita liczby.

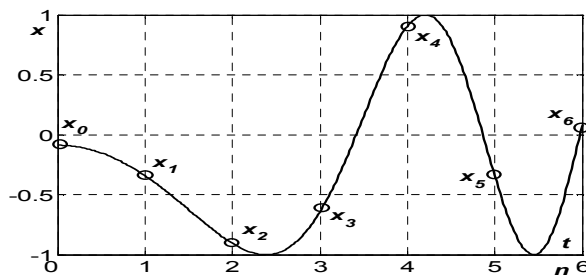
Wartość każdej próbki sygnału chirp wyznaczana jest z wyrażenia [121, 122]:

$$x_r = x(rT_s) = A \cos \left[2\pi \left(\frac{\Delta f}{2N} r + f_1 \right) r T_s + \varphi_0 \right] \quad (2.76)$$

gdzie: $T = NT_s$, $r = \overline{0, N-1}$

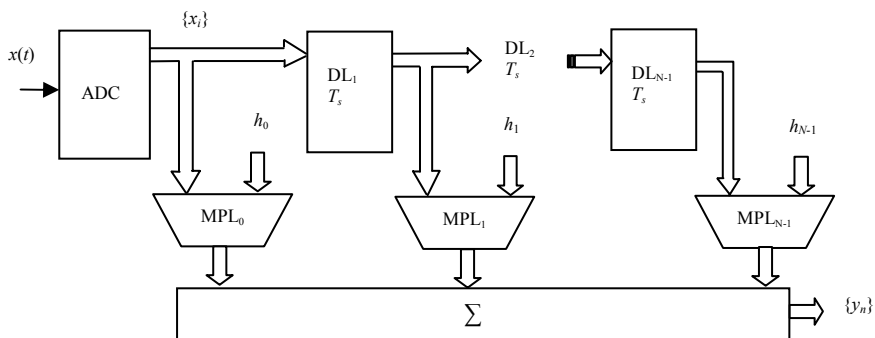
Na rysunku 2.25 przedstawiono przykładowy krótki sygnał chirp $x(t)$ z zaznaczonymi próbkami $\{x_n\}$ wyznaczonymi na podstawie wyrażenia (2.76).

Współczynniki charakterystyki impulsowej filtra dopasowanego IR bez okna wygładzającego wyznaczono jako lustrzane odbicie sygnału wejściowego z wyrażenia (2.68).



Rys. 2.25. Krótki sygnał chirp o parametrach: $A = 1$, $\Delta f = 15$ MHz, $\tau_i = 0.2$ μ s, $\varphi_0 = 95^\circ$, $BT = 3$, $f_s = 30$ MHz. Próbkki $\{x_n\}$ użyte zostały do wyznaczania splotów

Na rysunku 2.26 przedstawiono schemat blokowy filtra o strukturze transwersalnej realizujący filtrację dopasowaną w dziedzinie czasu [3, 33].



Rys. 2.26. Schemat blokowy filtra dopasowanego o strukturze transwersalnej

W filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu sploty formują zarówno listek główny, jak i listki boczne. Sploty wyznaczone są na podstawie wyrażenia (2.69) i niektóre z nich mogą przyjmować wartości ujemne. Przy tradycyjnym podejściu uwzględniane są wszystkie sploty i przy wyznaczaniu współczynnika SNR_{out} posługujemy się wartościami bezwzględными splotów $\{|y_n|\}$ [161].

Listek główny formowany jest przez centralne sploty, a listki boczne kształtowane są za pomocą pozostałych splotów. Stosunek SNR_{out} wartości listka głównego do maksymalnej wartości listka bocznego, wyrażony w dB, jest miarą stopnia kompresji sygnału i istotnie wpływa na jego rozpoznawanie. Równocześnie szerokość listka głównego mierzona liczbą splotów, które go kształtują, definiuje rozdzielczość czasową metody [72, 119, 122]. Stąd:

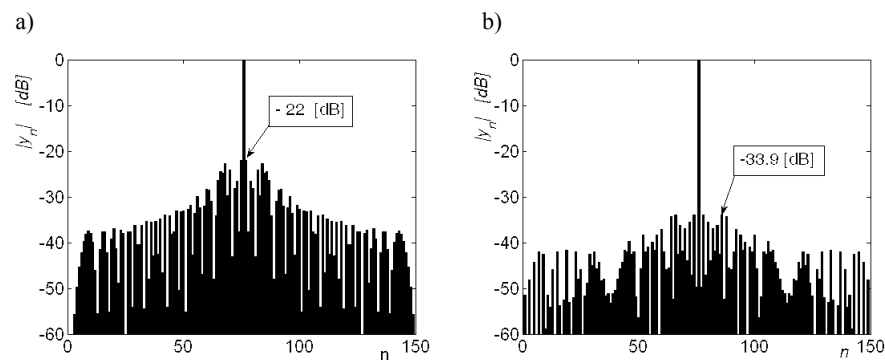
$$SNR_{out} = 20 \log \frac{|y_c|}{|y_m|} \quad (2.77)$$

gdzie:

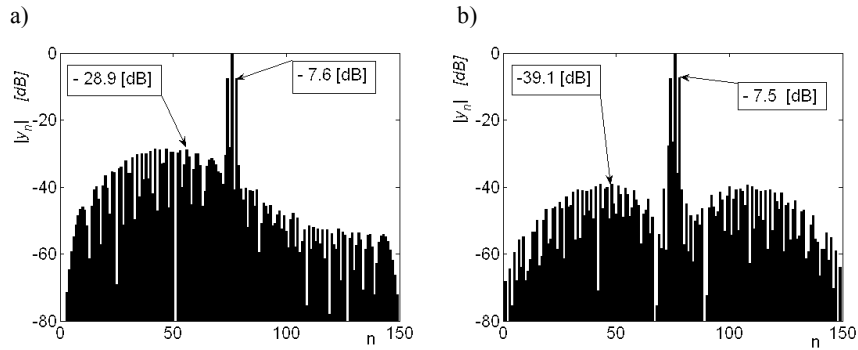
- $\{|y_n|\}$ – zbiór wszystkich splotów,
- $|y_c|$ – wartość splotu centralnego,
- $|y_m|$ – maksymalna wartość splotu, którą wybrano spośród wszystkich splotów z pominięciem splotów formujących listek główny,
- $\{|y_b|\}$ – zbiór splotów formujących listek boczny $|y_m| = \max\{\{|y_n|\} \setminus \{|y_b|\}\}$.

Dlatego ważnym zadaniem jest zmniejszenie szerokości listka głównego, a w idealnym przypadku listek główny powinien zawierać tylko splot centralny.

Na rysunkach 2.27 i 2.28 przedstawiono przykładowe wyniki filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz okna Hamminga dla sygnału LFM o $BT = 37.5$. Częstotliwość chwilowa sygnału zmieniała się w granicach od 0 do 15 MHz, czas trwania impulsu wynosił $2.5 \mu s$, a SNR_{out} został wyznaczony przy założeniu, że listek główny zawiera tylko splot centralny. Przy wyznaczaniu współczynnika kompresji uwzględniane były wszystkie sploty.



Rys. 2.27. Wyniki filtracji sygnału chirp o $BT = 37.5$ przy wykorzystaniu okna prostokątnego i uwzględnianiu wszystkich splotów. Częstotliwość chwilowa sygnału zmieniała się w granicach od 0 do 15 MHz, a czas trwania wynosił $2.5 \mu s$, a) faza początkowa $\varphi_0 = 0$, częstotliwość próbkowania $f_s = 30$ MHz, b) faza początkowa $\varphi_0 = 108^\circ$, częstotliwość próbkowania $f_s = 30.2$ MHz



Rys. 2.28. Wyniki filtracji sygnału chirp o $BT = 37.5$ przy wykorzystaniu okna Hamminga, częstotliwość chwilowa zmieniała się w granicach od 0 do 15 MHz, $T = 2.5 \mu\text{s}$, a) faza początkowa $\varphi_0 = 0^\circ$, częstotliwość próbkowania $f_s = 30 \text{ MHz}$, b) faza początkowa $\varphi_0 = 106^\circ$, częstotliwość próbkowania $f_s = 30.2 \text{ MHz}$

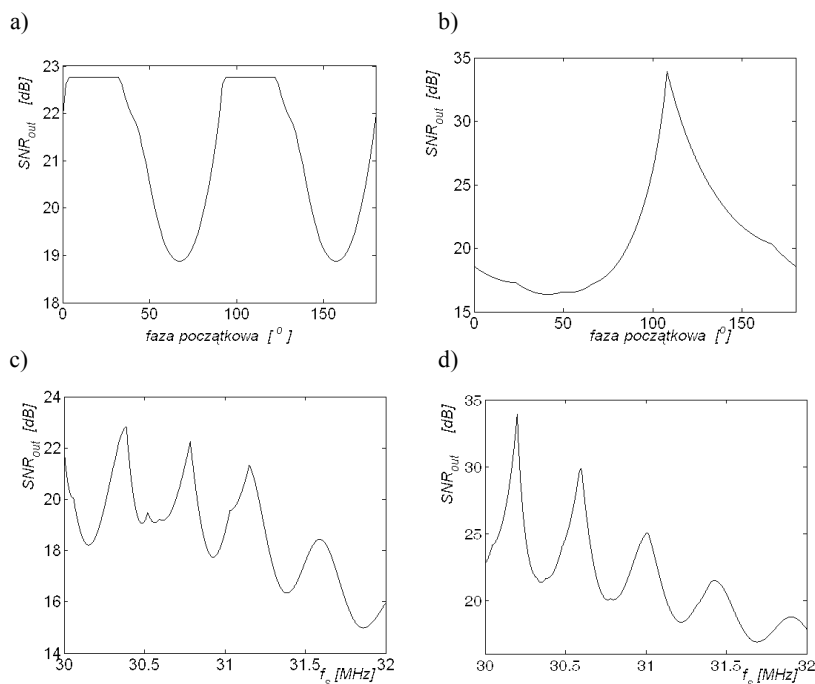
Uzyskane wyniki pokazują, że kompresja sygnału chirp zależy istotnie od wyboru okna, doboru fazy początkowej φ_0 sygnału, częstotliwości próbkowania f_s oraz przyjętej szerokości listka głównego. Jak należało się spodziewać, okno Hamminga powoduje poszerzenie listka głównego i przy jednej próbce w listku głównym uzyskano kompresję na poziomie 7.5 dB. Jeżeli przyjmie się, że listek główny składa się z siedmiu splotów, wówczas w oknie Hamminga można uzyskać kompresję na poziomie 39 dB [119, 125].

3. Wpływ parametrów sygnału chirp na stopień kompresji w systemach z filtracją dopasowaną w dziedzinie czasu

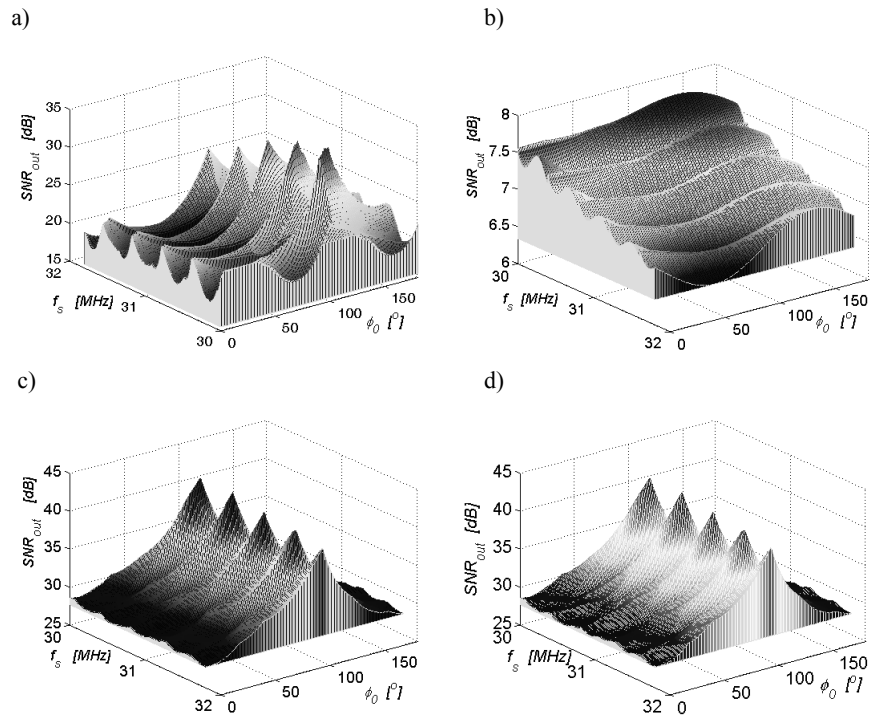
W rozdziale tym pokazano wpływ parametrów sygnału z liniową modulacją częstotliwości oraz okien wygładzających i operacji nieliniowych na stopień jego kompresji uzyskiwany w systemach z filtracją dopasowaną w dziedzinie czasu.

3.1. Badanie wpływu fazy początkowej i częstotliwości próbkowania na stopień kompresji

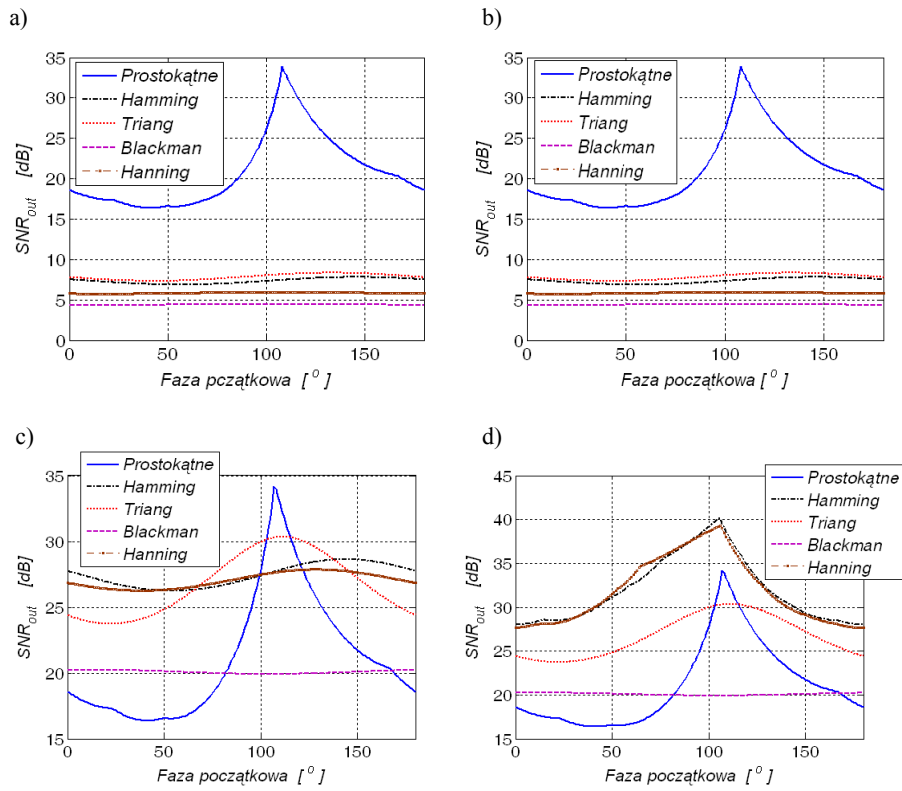
W tym podrozdziale przedstawione zostaną wyniki symulacji komputerowych, które pokażą, jaki wpływ mają parametry sygnału chirp (faza początkowa i częstotliwość próbkowania) oraz wykorzystywane okna wygładzające na kompresję i szerokość listka głównego [110, 111, 119, 120, 122, 133]. Symulacje przeprowadzane były dla sygnałów z zerową częstotliwością początkową. Na rysunku 3.1 przedstawiono zależność kompresji przykładowego sygnału chirp przy wykorzystaniu okna prostokątnego i wszystkich splotów, w funkcji jego fazy początkowej φ_0 przy ustalonej częstotliwości próbkowania f_s oraz w funkcji częstotliwości próbkowania f_s przy ustalonej fazie początkowej φ_0 . Rysunki 3.2-3.4 przedstawiają zmiany kompresji sygnałów chirp w funkcji fazy początkowej φ_0 i częstotliwości próbkowania f_s przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz wybranych okien wygładzających.



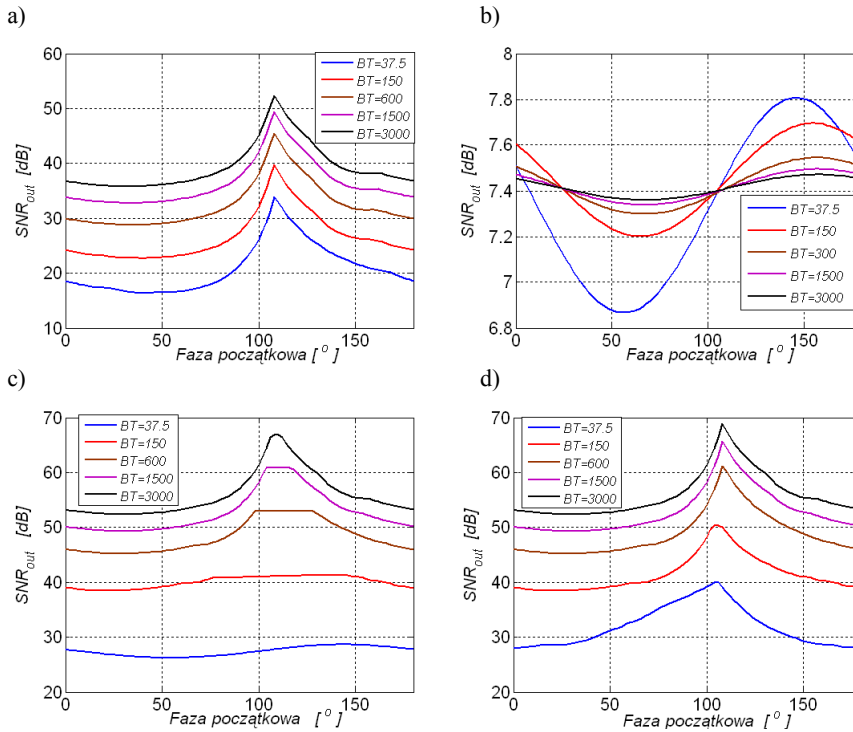
Rys. 3.1. Zależność kompresji sygnału chirp (0-15) MHz, $T = 2.5 \mu\text{s}$ okno prostokątne, listek główny zawiera tylko splot centralny: a) $f_s = 30$ MHz, b) $f_s = 30.2$ MHz, c) $\varphi_0 = 0^\circ$, d) $\varphi_0 = 108^\circ$



Rys. 3.2. Wykresy zmian kompresji sygnału chirp o $BT = 37.5$ przy uwzględnieniu wszystkich splotów w zależności od jego fazy początkowej ϕ_0 oraz częstotliwości próbkowania f_s . Częstotliwość chwilowa sygnału zmieniała się w zakresie od 0 do 15 MHz, a czas trwania wynosił $2.5 \mu s$: a) okno prostokątne, jeden splot w listku głównym, b) okno Hamminga, jeden splot w listku głównym, c) okno Hamminga, pięć splotów w listku głównym, d) okno Hamminga, siedem splotów w listku głównym



Rys. 3.3. Wykresy zmian kompresji (SNR_{out}) sygnału chirp(0-15) MHz o czasie trwania $T = 2.5\mu s$, optymalnej częstotliwości próbkowania w zależności od fazy początkowej, uwzględnieniu wszystkich splotów oraz różnych okien wygładzających: a) jeden splot w listku głównym, b) trzy sploty w listku głównym, c) pięć splotów w listku głównym, d) siedem splotów w listku głównym



Rys. 3.4. Wykresy zmian kompresji (SNR_{out}) dla sygnałów chirp o różnym BT w zależności od fazy początkowej przy optymalnej częstotliwości próbkowania f_s i uwzględnianiu wszystkich splotów: a) okno prostokątne, listek główny zawiera jeden splot, b) okno Hamminga, listek główny zawiera jeden splot, c) okno Hamminga, listek główny zawiera pięć splotów, d) okno Hamminga, listek główny zawiera siedem splotów

W przypadku używania okna prostokątnego kompresja nie zależy od przyjętej szerokości listka głównego, a dla okien wygładzających i jednego splotu w listku głównym kompresja tylko nieznacznie zależy od fazy początkowej i częstotliwości próbkowania [119, 122].

Uzyskane przykładowe wyniki pokazują, że możliwe jest uzyskanie dużej kompresji przy maksymalnej możliwej do otrzymania rozdzielczości, jeżeli równocześnie dobierze się optymalną fazę początkową sygnału i optymalną częstotliwość jego próbkowania, a w procesie filtracji dopasowanej używać będziemy okna prostokątnego. Optymalna częstotliwość próbkowania zawsze mieści się w granicach $f_N \leq f_s \leq 1.07f_N$. Zasady te są spełnione dla sygnałów z liniową modulacją częstotliwości o dowolnych BT .

3.2. Badanie wpływu operacji nieliniowych na stopień kompresji

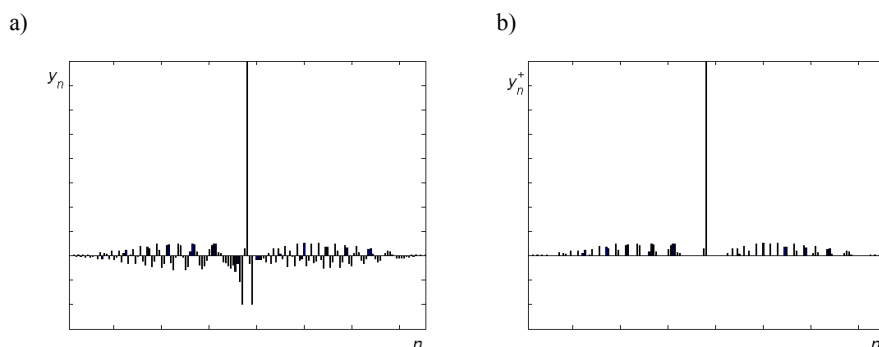
Część splotów $\{y_n\}$ ma wartości ujemne. Tradycyjnie ze zbioru wartości $\{y_n\}$ wyznacza się zbiór wartości bezwzględnych $\{|y_n|\}$, który kształtuje listek główny i wszystkie listki boczne. Można przy tym zauważyć, że sploty przyjmujące wartości ujemne po

wyznaczeniu ich wartości bezwzględnych stają się największe i leżą zwykle w pobliżu centralnego splotu stając się częścią listka głównego, poszerzając go, co pogarsza rozdzielczość oraz SNR_{out} . Dlatego proponuje się odrzucić ujemne sploty co prowadzi do zwiększenia współczynnika SNR_{out} oraz zmniejszenia szerokości listka głównego, w idealnym przypadku do jednej próbki. Operacje nieliniowe polegające na odrzucaniu ujemnych splotów realizowane są na podstawie następującego algorytmu [112, 113, 122]:

$$\forall y, \text{sgn } y, \exists y^+ ((\text{sgn } y_n = 1) \vdash (y_n^+ = y_n) \vee (\text{sgn } y_n = -1) \vdash (y_n^+ = 0)) \quad (3.1)$$

gdzie: $y_n = \text{sgn } y_n \cdot |y_n|$, $\text{sgn } y_n \in \{1, -1\}$, \vdash - sekwencja znaków, y_n^+ - n -ty rezultat procesu.

Na rysunku 3.5 przedstawiono rezultaty przetwarzania wyników filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu przy użyciu operacji nieliniowych, które przekształcają ciąg wartości $\{y_n\}$ w $\{y_n^+\}$.



Rys. 3.5. Na wykresach w skali liniowej pokazano przykłady przetwarzania wyników filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu przy użyciu operacji nieliniowych, które przekształcają ciąg wartości $\{y_n\}$ w $\{y_n^+\}$: a) wyniki kompresji z użyciem wszystkich splotów $\{y_n\}$, b) wyniki kompresji bez ujemnych splotów $\{y_n^+\}$

Kompresję sygnału po wykonaniu operacji nieliniowych na splotach wyznacza się z analogicznego do wzoru (2.77), zastępując wyraz $|y_m|$ największą wartością spośród splotów dodatnich. Wyrażenie, na podstawie którego określono kompresję sygnału po wykonaniu operacji nieliniowych, przyjmuje postać:

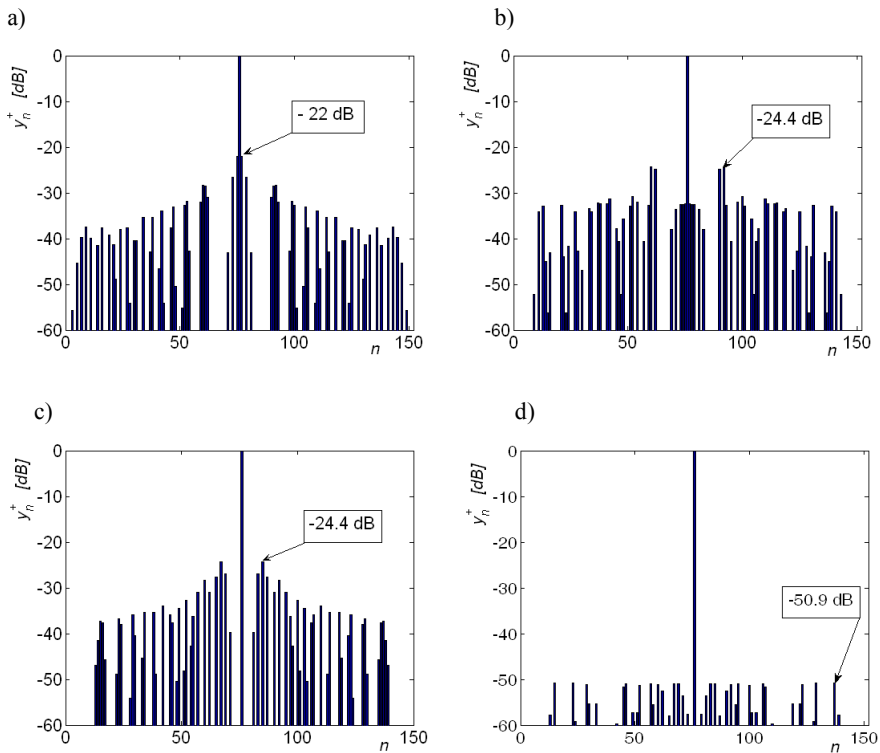
$$SNR_{out} = 20 \log \frac{y_c}{y_m^+}, \quad \text{gdzie: } y_m^+ = \max \{ y_n^+ \} \quad (3.2)$$

W dalszej części tego rozdziału przedstawione zostały wyniki symulacji komputerowych pokazujące wpływ operacji nieliniowych na stopień kompresji i rozdzielczość rozpoznawania sygnałów chirp [72, 73, 112, 125, 135].

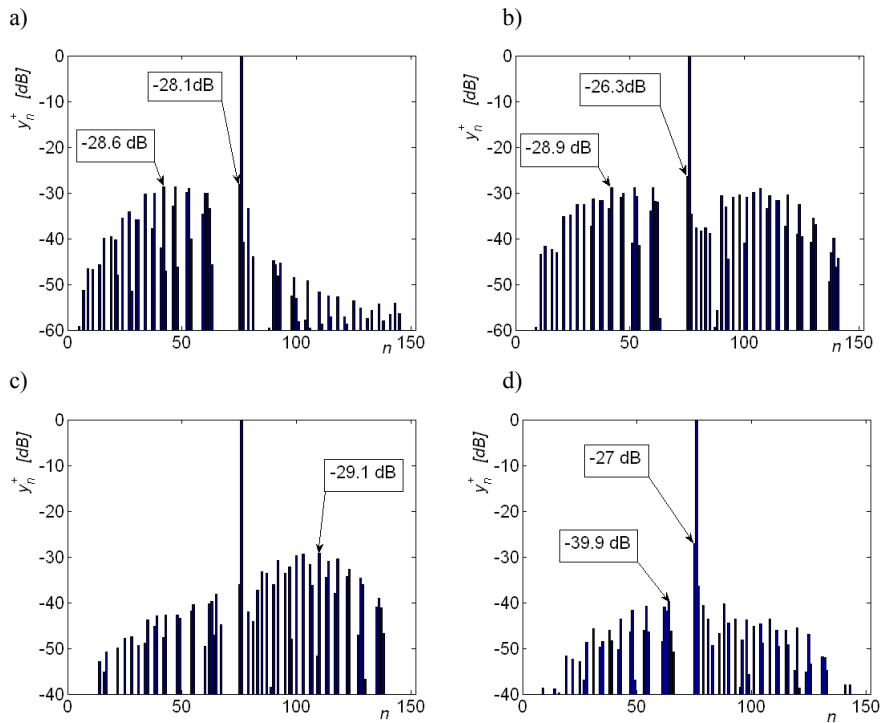
Na rysunkach od 3.6 do 3.9 przedstawiono wyniki filtracji przykładowych sygnałów chirp z zerową częstotliwością początkową dla następujących przypadków:

- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz nieoptymalnej fazy początkowej i nieoptymalnej częstotliwości próbkowania,

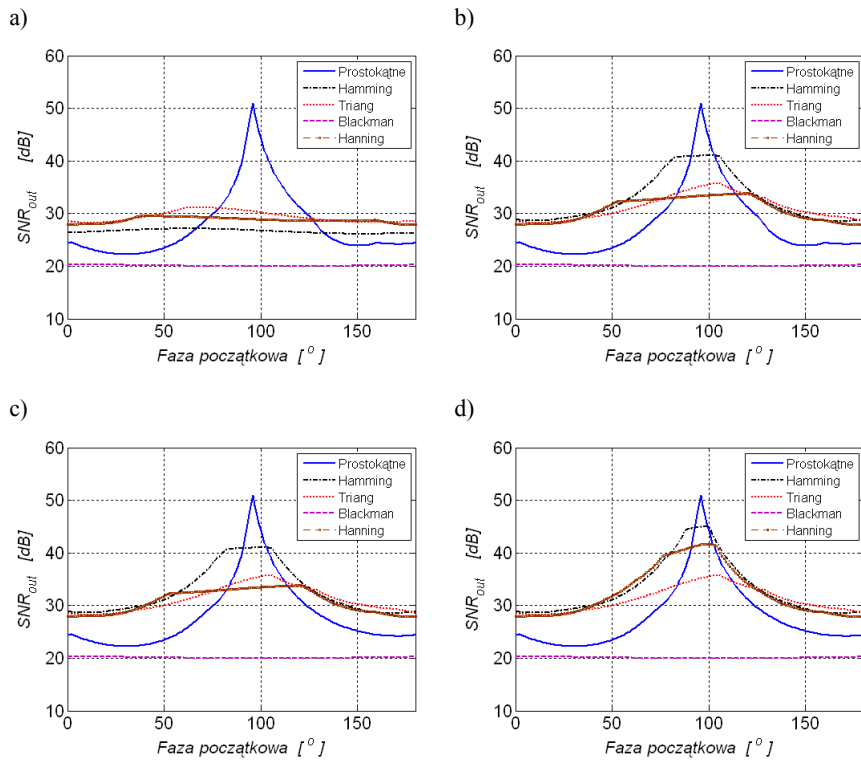
- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz optymalnej fazy początkowej i nieoptymalnej częstotliwości próbkowania,
- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz nieoptymalnej fazy początkowej i optymalnej częstotliwości próbkowania,
- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz optymalnej fazy początkowej i optymalnej częstotliwości próbkowania,
- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna wygładzającego oraz nieoptymalnej fazy początkowej i nieoptymalnej częstotliwości próbkowania,
- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna wygładzającego oraz optymalnej fazy początkowej i nieoptymalnej częstotliwości próbkowania,
- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna wygładzającego oraz nieoptymalnej fazy początkowej i optymalnej częstotliwości próbkowania,
- zastosowano operacje nieliniowe przy wykorzystaniu okna wygładzającego oraz optymalnej fazy początkowej i optymalnej częstotliwości próbkowania.



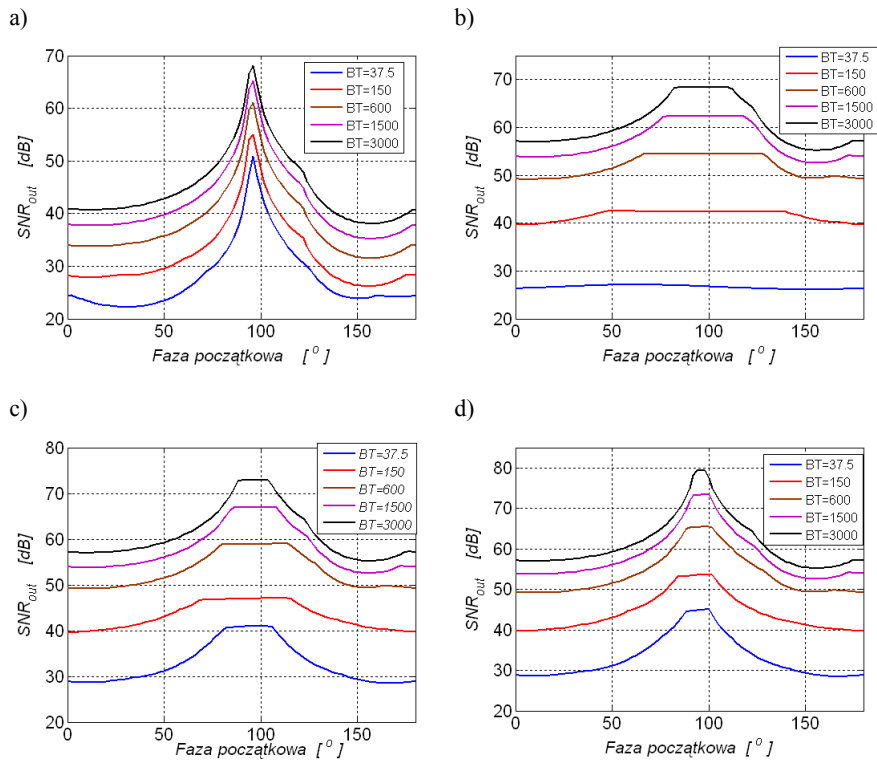
Rys. 3.6. Wyniki filtracji sygnału chirp o $BT = 37.5$ przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz operacji nieliniowych, częstotliwość chwilowa zmieniała się w granicach od 0 do 15 MHz, $T = 2.5 \mu\text{s}$: a) nieoptymalne φ_0 , nieoptymalne f_s , b) nieoptymalne φ_0 , optymalne f_s , c) optymalne φ_0 , nieoptymalne f_s , d) optymalne φ_0 , optymalne f_s



Rys. 3.7. Wyniki filtracji sygnału chirp o $BT = 37.5$ przy wykorzystaniu okna Hamminga oraz operacji nieliniowych, częstotliwość chwilowa zmieniała się w granicach od 0 do 15 MHz, $T = 2.5 \mu\text{s}$: a) nieoptymalne φ_0 , nieoptymalne f_s , b) nieoptymalne φ_0 , optymalne f_s , c) optymalne φ_0 , nieoptymalne f_s , d) optymalne φ_0 , optymalne f_s



Rys. 3.8. Wykresy zmian kompresji (SNR_{out}) sygnału chirp(0-15) MHz o czasie trwania $T = 2.5 \mu s$, optymalnej częstotliwości próbkowania, wykorzystaniu operacji nieliniowych oraz różnych okien wygładzających w zależności od fazy początkowej: a) jeden splot w listku głównym, b) trzy sploty w listku głównym, c) pięć splotów w listku głównym, d) siedem splotów w listku głównym

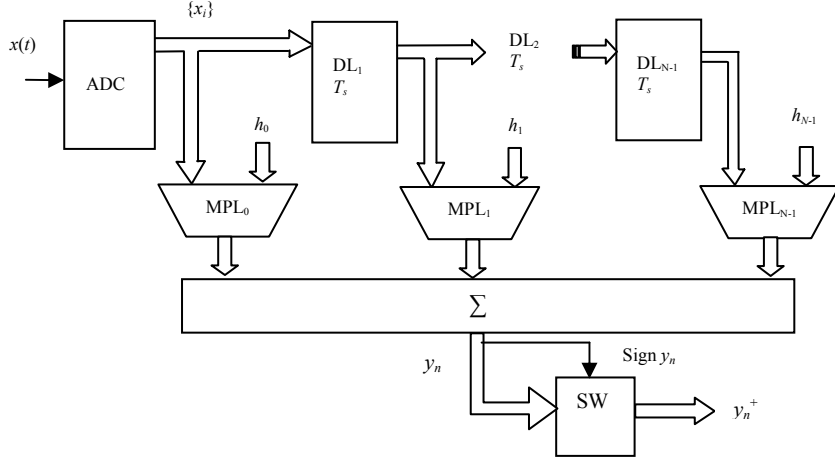


Rys. 3.9. Wykresy zmian kompresji (SNR_{out}) dla sygnałów chirp o różnym BT , w zależności od fazy początkowej przy optymalnej częstotliwości próbkowania f_s i wykorzystywaniu operacji nieliniowych: a) okno prostokątne, listek główny zawiera jeden splot, b) okno Hamminga, listek główny zawiera jeden splot, c) okno Hamminga, listek główny zawiera pięć splotów, d) okno Hamminga, listek główny zawiera siedem splotów

Uzyskane wyniki pokazują, że wykorzystanie operacji nieliniowych prowadzi zawsze do zwiększania kompresji przy równoczesnym zmniejszaniu szerokości listka głównego. Jednoczesne zastosowanie operacji nieliniowych przy optymalnej fazie początkowej oraz optymalnej częstotliwości próbkowania pozwala uzyskać dla okna prostokątnego dużą kompresję oraz graniczną możliwą do uzyskania rozdzielczość – tylko jeden splot w listku głównym. Korzystanie z okien wygładzających oraz operacji nieliniowych przy optymalnej fazie początkowej sygnału i optymalnej częstotliwości próbkowania pozwala uzyskać dużą kompresję, ale przy szerszym listku głównym.

Zastosowanie operacji nieliniowych na splotach wpływa na zmianę fazy początkowej sygnału chirp, przy której występuje maksymalna kompresja, optymalna częstotliwość próbkowania nie ulega zmianie [72, 73, 123, 124].

Schemat filtra dopasowanego realizującego operacje nieliniowe na splotach przedstawiono na rysunku 3.10.



Rys. 3.10. Schemat blokowy filtra dopasowanego realizującego operacje nieliniowe na spłotach [72, 122]

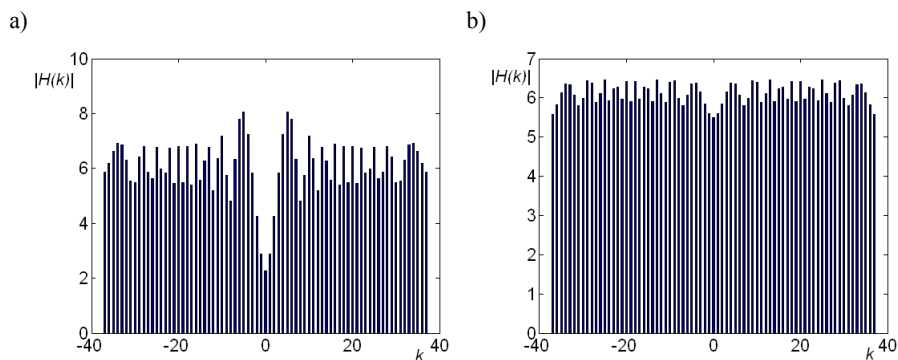
3.3. Łączny wpływ parametrów sygnałów, charakterystyki impulsowej, a także operacji nieliniowych na rozdzielczość rozpoznawania

W celu zwiększenia stopnia kompresji krótkich sygnałów chirp należy dopasować współczynniki wagowe charakterystyki impulsowej (2.68) do próbek sygnału chirp otrzymanych z wyrażenia (2.76) [72, 122]. Podstawą takiego podejścia jest dobranie takich współczynników IR , aby odpowiedź częstotliwościowa filtra jako widma amplitudowego $\{|Hw(k)|\}$ IR była najbliższa do $\{|W(k)|\}$, podczas gdy widmo amplitudowe sygnału chirp jest prostokątne. Wynik filtracji w dziedzinie częstotliwości $\{|Y(k)|\}$, gdzie $Y(k) = X(k) \cdot Hw(k)$ jest najbardziej podobny do $\{|Hw(k)|\}$, natomiast w dziedzinie czasu kształt sygnału wyjściowego $\{|y_n|\}$ jest zbliżony do $\{|w_n|\}$, przy czym stopień kompresji SNR_{out} istotnie zależy od wyboru okna wygładzającego z stopniem kompresji SNR_w oraz doboru parametrów charakterystyki IR .

Powszechnie znanym jest fakt, że używanie okna prostokątnego prowadzi do uzyskania mniejszego SNR_{out} niż w przypadku stosowania okien wygładzających, zapewniając jednocześnie uzyskanie węższego listka głównego w sygnale wyjściowym $\{|y_n|\}$ [161]. W związku z tym użycie w procesie filtracji okna prostokątnego prowadzi do poprawy rozdzielczości rozpoznawania sygnału chirp. W celu zwiększenia odstepu listka głównego do listków bocznych sygnału wyjściowego $\{|y_n|\}$, przy wykorzystaniu okna prostokątnego proponuje się wyznaczenie współczynników charakterystyki impulsowej filtra IR $\{h_n\}_{n=0}^{N-1}$ tak, aby jej widmo amplitudowe $\{|H(k)|\}_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1}$ było maksymalnie zbliżone do prostokątnego. Stopień prostokątności widma $\{|H(k)|\}$ proponuje się oceniać na podstawie wariancji jego składowych [122]:

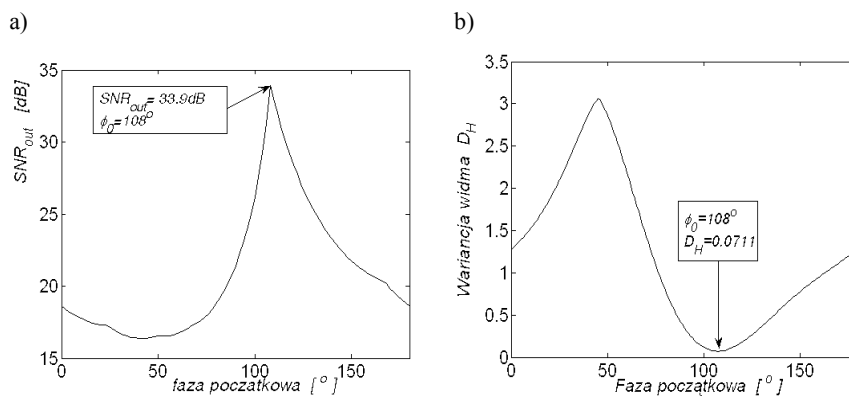
$$D_H = \frac{1}{N} \sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1} \left(|H(k)| - \overline{|H|} \right)^2, \text{ gdzie } \overline{|H|} = \frac{1}{N} \sum_{k=-(N/2-1)}^{N/2-1} |H(k)| \quad (3.3)$$

Kształt widma amplitudowego sygnału chirp zależy od jego fazy początkowej oraz od częstotliwości próbkowania f_s . Na kompresję sygnału z liniową modulacją częstotliwości wpływa zatem faza początkowa oraz częstotliwość próbkowania. Na rysunku 3.11 przedstawiono przykładowe dwa widma amplitudowe charakterystyk IR , które zostały określone dla filtra dopasowanego przeznaczonego do wykrywania sygnału chirp o $BT = 37.5$, którego częstotliwość chwilowa zmienia się w zakresie od 0 do 15 MHz i czasie trwania 2.5 μ s. Wyniki kompresji sygnału chirp przy użyciu tych charakterystyk zostały pokazane na rysunku 2.27.



Rys. 3.11. Widma amplitudowe charakterystyki IR filtra dopasowanego wykrywającego sygnał chirp o $BT = 37.5$, częstotliwości chwilowej zmieniającej się w zakresie od 0 do 15 MHz: a) widmo amplitudowe charakterystyki IR niedopasowanej do okna prostokątnego, przy $D_H = 1.0765$, ($\phi_0 = 30^\circ$, $f_s = 30$ MHz), b) widmo amplitudowe charakterystyki IR dopasowanej do okna prostokątnego, przy $D_H = 0.0711$, ($\phi_0 = 108^\circ$, $f_s = 30,2$ MHz)

Na rysunku 3.12 przedstawiono zmianę kompresji przykładowego sygnału chirp oraz wariancji jego widma amplitudowego, w zależności od fazy początkowej przy optymalnej częstotliwości próbkowania.



Rys. 3.12. Sygnał chirp o $BT = 37.5$, $f_1 = 0$, $f_2 = 15$ MHz, $T = 2,5$ μ s, $f_s = 30.2$ MHz, okno prostokątne, uwzględniane wszystkie spłaty, a) zmiana kompresji sygnału chirp w funkcji fazy początkowej, b) zmiana wariancji widma amplitudowego sygnału chirp w funkcji fazy początkowej

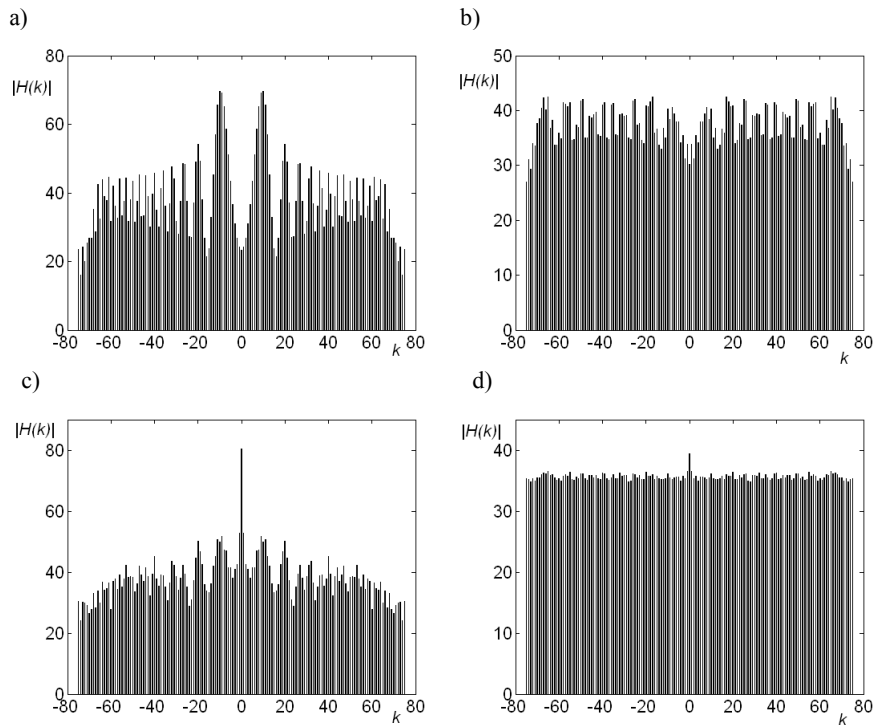
Analizując przebiegi zmian kompresji SNR_{out} i wariancji widma D_H w funkcji fazy początkowej przy optymalnie dobranej częstotliwości próbkowania f_s gdy stosowane jest okno prostokątne i uwzględniane są wszystkie sploty, można stwierdzić, że:

- minimalna wariancja widma amplitudowego sygnału chirp występuje przy optymalnej fazie początkowej i optymalnej częstotliwości próbkowania,
- maksimum kompresji sygnału występuje, gdy wariancja widma amplitudowego sygnału chirp osiąga wartość minimalną,
- wraz ze wzrostem wariancji widma amplitudowego sygnału chirp maleje jego kompresja, najmniejsza kompresja występuje, gdy wariancja widma amplitudowego sygnału chirp osiąga wartość maksymalną,
- w przypadku wykorzystywania w procesie filtracji okien wygładzających prostokątność widma amplitudowego (minimum wariancji widma amplitudowego) jest warunkiem koniecznym uzyskania dużej kompresji sygnału chirp.

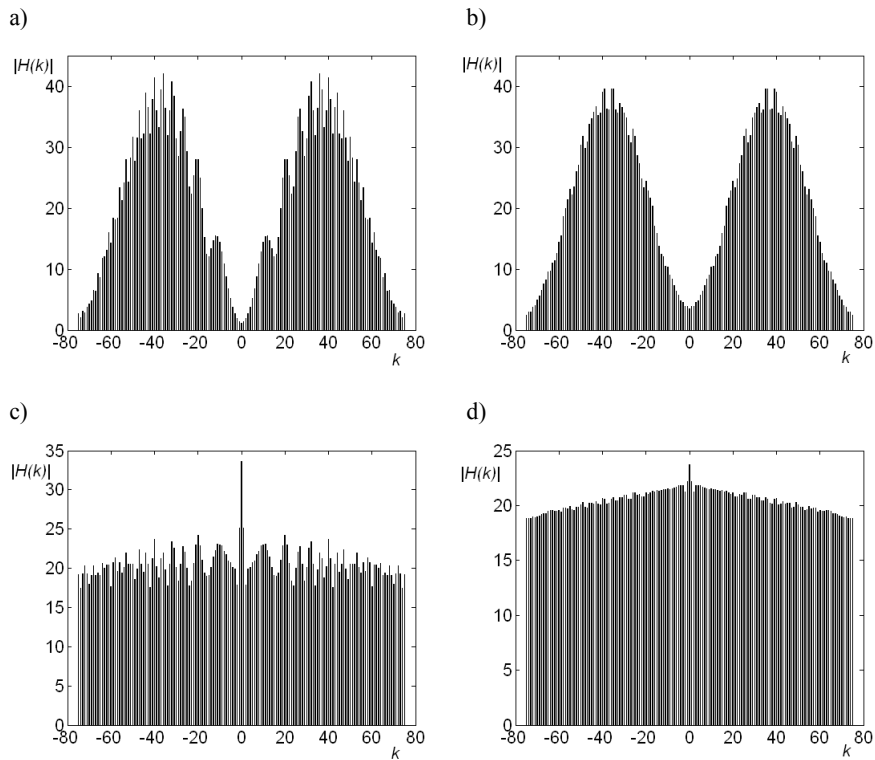
Prawom tym podlegają sygnały z liniową modulacją częstotliwości o dowolnych BT .

Operacje nieliniowe stosowane w procesie filtracji dopasowanej powodują w każdym przypadku zwiększenie kompresji sygnału oraz poprawę rozdzielczości czasowej - zmniejszenie szerokości listka głównego.

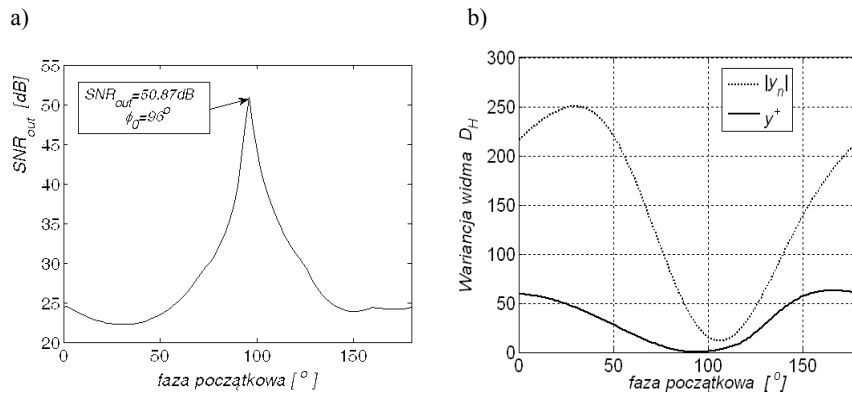
Na rysunkach 3.13 i 3.14 przedstawiono wyniki pokazujące wpływ operacji nieliniowych na kształt widma amplitudowego, wyznaczonego na podstawie próbek wyjściowych $\{y_n\}$ (pojawiających się na wyjściu filtru dopasowanego). Na rysunku 3.15 pokazano dla przykładowego sygnału chirp zmianę jego kompresji oraz wariancji widma amplitudowego sygnału wyjściowego (pojawiającego się na wyjściu filtru dopasowanego) w funkcji jego fazy początkowej. W procesie filtracji stosowano okno prostokątne oraz operacje nieliniowe, a sygnał chirp próbkowany był z optymalną częstotliwością f_s .



Rys. 3.13. Przykładowe widma amplitudowe wyznaczone na podstawie próbek wyjściowych $\{y_n\}$ otrzymane dla sygnału wejściowego chirp o $BT = 37.5$, $B = 15$, $T = 2,5\mu\text{s}$ przy wykorzystaniu okna prostokątnego: a) nieoptymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu wszystkich splotów $D_H = 128.7916$, b) optymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu wszystkich splotów $D_H = 11.9197$, c) nieoptymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu operacji nieliniowych $D_H = 49,7539$, d) optymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu operacji nieliniowych $D_H = 0.2827$



Rys. 3.14. Przykładowe widma amplitudowe wyznaczone na podstawie próbek wyjściowych $\{y_n\}$, otrzymane dla sygnału wejściowego chirp o $BT = 37.5$, $B = 15$, $T = 2,5 \mu\text{s}$ przy wykorzystaniu okna Hamminga: a) nieoptymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu wszystkich splotów $D_H = 154.2311$, b) optymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu wszystkich splotów $D_H = 151.8299$, c) nieoptymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu operacji nieliniowych $D_H = 3.8904$, d) optymalna faza początkowa i częstotliwość próbkowania przy wykorzystywaniu operacji nieliniowych $D_H = 0.8478$



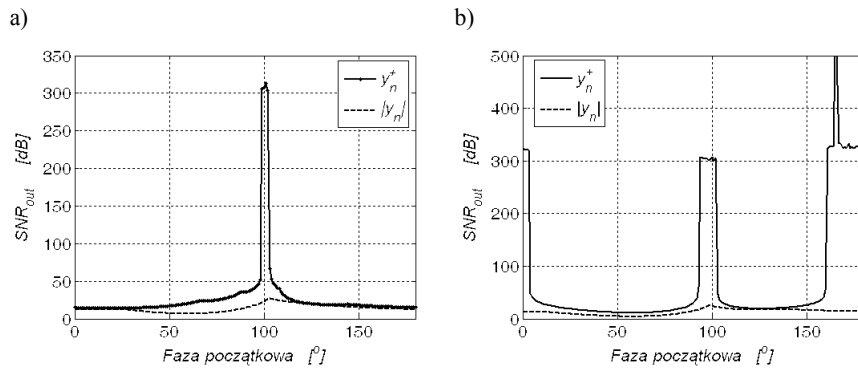
Rys. 3.15. Sygnał chirp o $BT = 37.5$, Częstotliwość chwilowa zmienia się w zakresie od 0 do 15 MHz, $T = 2,5 \mu\text{s}$, $f_s = 30.2 \text{ MHz}$: a) zmiana kompresji sygnału chirp w zależności od fazy początkowej przy wykorzystaniu operacji nieliniowych na splotach oraz okna prostokątnego, b) zmiana wariancji widma amplitudowego sygnału pojawiającego się na wyjściu filtra dopasowanego

Jak należało się spodziewać, minimum wariancji widma sygnału wyjściowego osiąga się przy identycznych fazach początkowych, dla których kompresja osiąga wartość maksymalną. Zależność ta jest słuszna zarówno wtedy, gdy podczas filtracji korzystamy ze wszystkich splotów $\{y_n\}$ jak i wówczas, gdy używamy operacji nieliniowych.

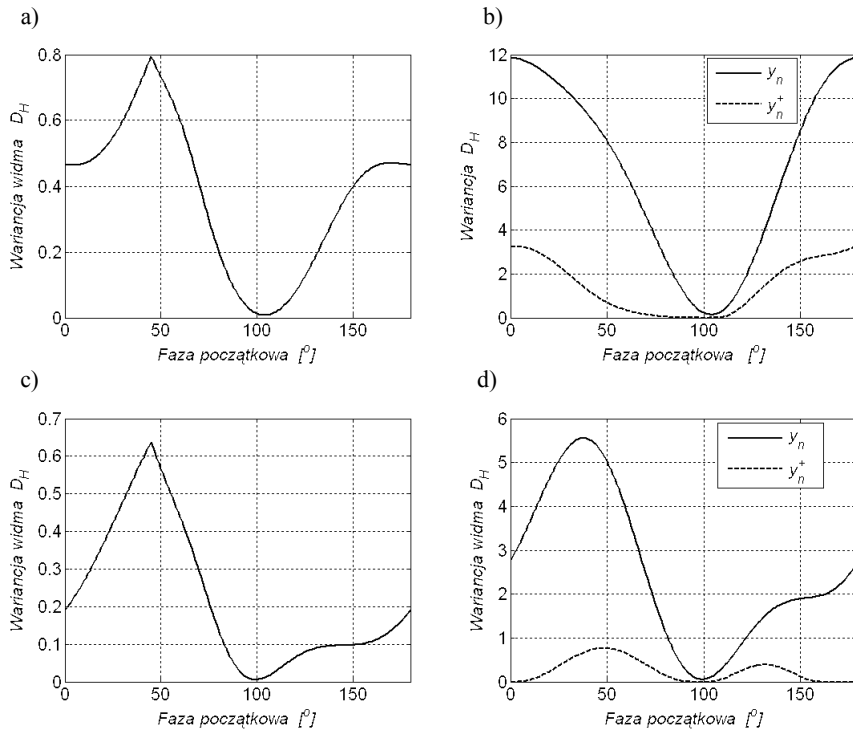
Stosując operacje nieliniowe na splotach wpływa się jednocześnie na zmianę fazy początkowej sygnału chirp, przy której osiągamy maksymalną możliwą kompresję w stosunku do fazy sygnału zapewniającego maksymalną kompresję, gdy uwzględniane są wszystkie sploty.

Wariancja widma amplitudowego sygnału wejściowego chirp i sygnału pojawiającego się na wyjściu filtra dopasowanego osiąga wartość minimalną dla tej samej fazy początkowej sygnału chirp, gdy w procesie filtracji używa się wszystkich splotów. Spełnienie tego warunku zapewnia jednocześnie maksymalną możliwą kompresję z jednym splotem w listku głównym. Wariancja widma amplitudowego sygnału wejściowego chirp i sygnału pojawiającego się na wyjściu filtra dopasowanego osiąga wartości minimalne dla różnych faz początkowych sygnału chirp w przypadku, kiedy w procesie filtracji wykorzystywane są operacje nieliniowe. Wariancja widma amplitudowego sygnału chirp, zapewniająca maksymalną możliwą jego kompresję przy zastosowaniu operacji nieliniowych na splotach jest większa od minimalnej.

Sygnały chirp o $BT \leq 5$ umożliwiają uzyskanie bardzo dużych kompresji (w granicznym przypadku listki boczne zanikają) pod warunkiem doboru optymalnych faz początkowych i częstotliwości próbkowania oraz gdy podczas filtracji dopasowanej wykorzystywane będą operacje nieliniowe i okno prostokątne [72, 73, 122]. Na rysunkach 3.16 i 3.17 pokazane zostały wyniki symulacji dla sygnałów chirp o $BT = 3$ oraz $BT = 5$.



Rys. 3.16. Zmiany kompresji sygnałów chirp o $BT \leq 5$ w funkcji fazy początkowej przy optymalnej częstotliwości próbkowania przy wykorzystaniu okna prostokątnego: a) $BT = 5$, b) $BT = 3$



Rys. 3.17. Zmiany wariancji widma amplitudowego sygnałów w funkcji fazy początkowej przy optymalnej częstotliwości próbkowania oraz wykorzystaniu okna prostokątnego: a) dla sygnału chirp o $BT = 5$, b) dla sygnału pojawiającego się na wyjściu filtra dopasowanego po podaniu na jego wejście sygnału chirp o $BT = 5$, c) sygnału chirp o $BT = 3$, d) sygnału pojawiającego się na wyjściu filtra dopasowanego po podaniu na jego wejście sygnału chirp o $BT = 5$

Kompresja na poziomie 500 dB oznacza brak listków bocznych w sygnale wyjściowym.

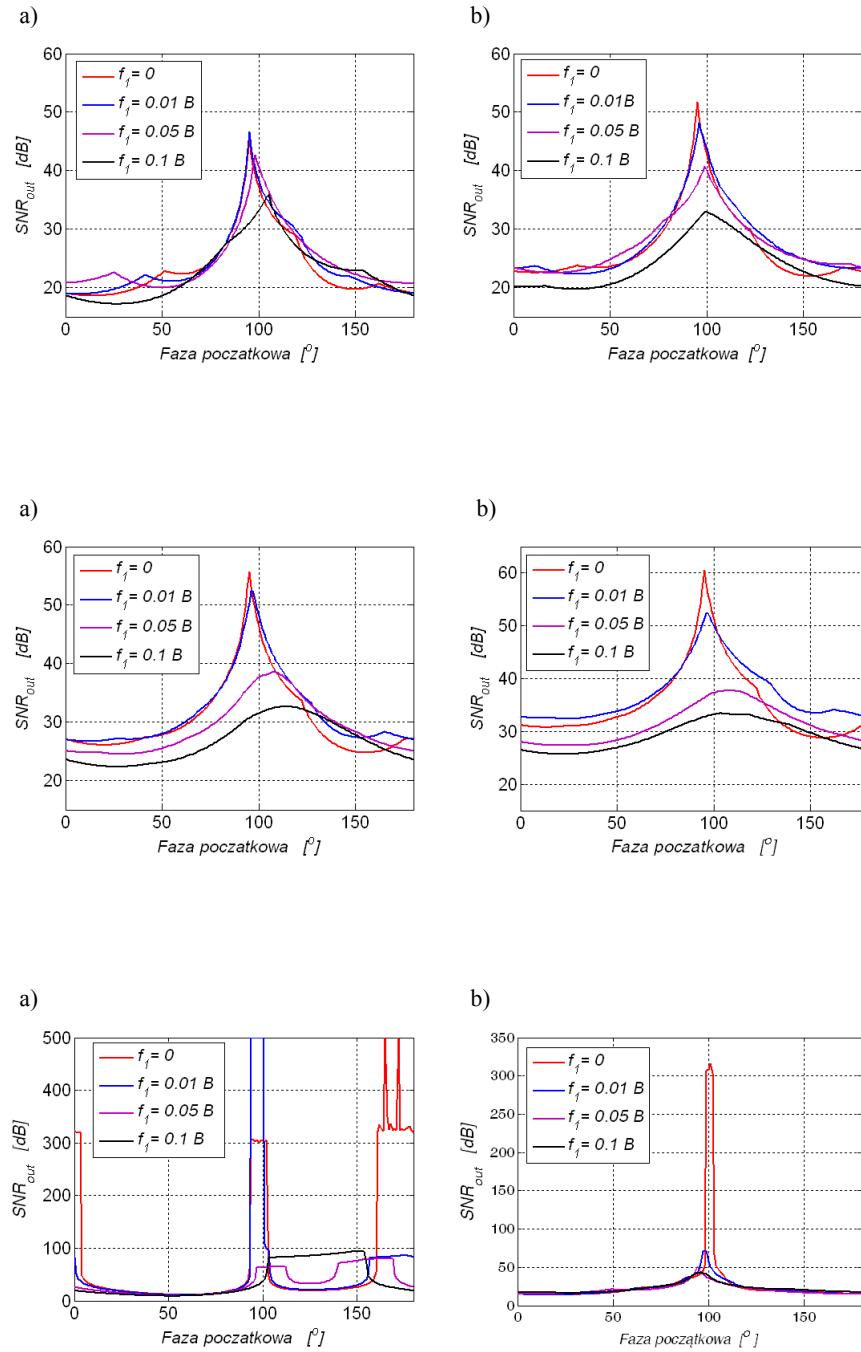
Przy rozpoznawaniu sygnałów *down-chirp* mogą być efektywnie stosowane opracowane metody do wykrywania sygnałów *up-chirp*. Wynika to wprost ze sposobu wyznaczania współczynników charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego z wyrażenia (2.68). Wyznaczając współczynniki charakterystyki impulsowej dla filtru dopasowanego służącego do wykrywania *up-chirp* otrzymuje się jednocześnie próbki, na podstawie, których można wygenerować sygnał *down-chirp* o takim samym BT, co sygnał *up-chirp*. Analogicznie wyznaczając współczynniki charakterystyki impulsowej dla filtru dopasowanego przeznaczonego do wykrywania *down-chirp* otrzymuje się próbki, które formują *up-chirp*. Mając zatem dobrane parametry sygnału *up-chirp* i filtru dopasowanego przeznaczonego do jego wykrywania, należy sygnał *down-chirp* wygenerować jako odwróconą kopię sygnału *up-chirp*, co zapewnia otrzymanie identycznej kompresji tego sygnału jak w przypadku sygnału *up-chirp*.

Sygnały chirp z niezerową częstotliwością początkową

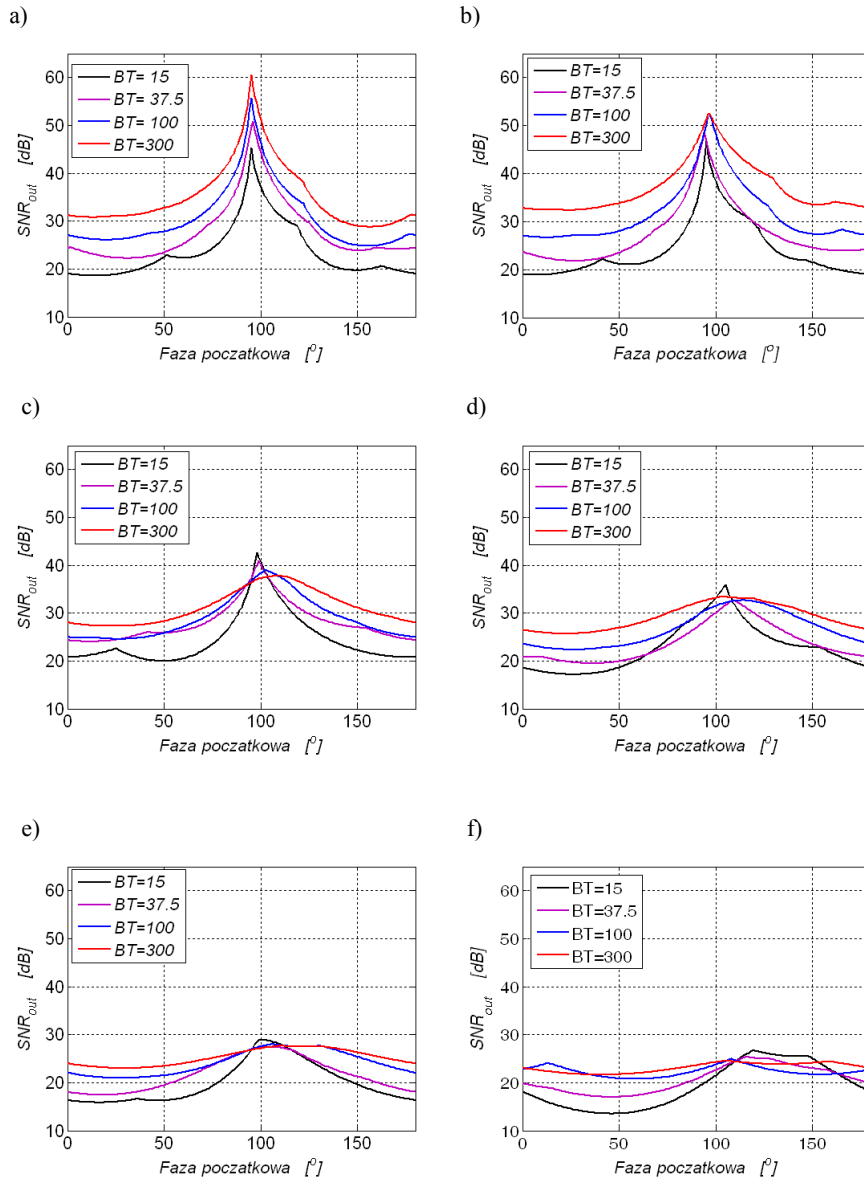
W dalszej części tego rozdziału przedstawione zostały wyniki badań (rys. 3.18-3.22) dotyczące wpływu niezerowej częstotliwości początkowej sygnału chirp na jego kompresję [118]. W tabeli 3.1 zestawiono wyniki kompresji sygnałów chirp o $15 < BT < 300$ przy wykorzystaniu okna prostokątnego, operacji nieliniowych oraz optymalnych faz początkowych i częstotliwości próbkowania. Częstotliwość początkowa wyrażana jest w MHz lub jako procentowa jej wartość w stosunku do pasma sygnału chirp.

Tabela 3.1 $B=15$ MHz, okno prostokątne, jedna próbka w listku głównym

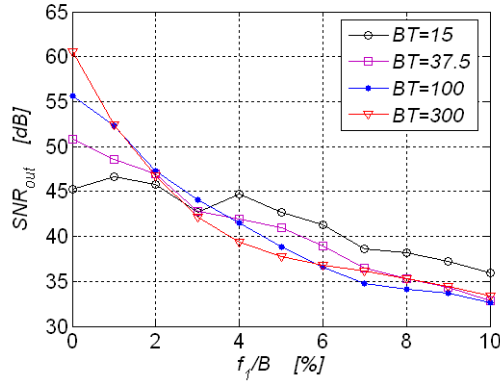
Lp.	f_1 [MHz]	f_1/B %	SNR_{out} [dB]						
			$BT=15$	$BT=30$	$BT=37.5$	$BT=60$	$BT=90$	$BT=105$	$BT=300$
1	0	0	45.28	51.17	50.87	52.98	54.99	55.75	60.57
2	0.15	1	46.68	48.08	48.53	51.64	49.58	52.16	52.47
3	0.3	2	45.83	48.09	46.94	47.25	47.50	47.37	46.79
4	0.45	3	42.66	43.82	42.76	44.57	43.98	43.98	42.15
5	0.6	4	44.73	42.84	41.94	41.43	41.56	41.35	39.34
6	0.75	5	42.68	40.45	40.92	40.17	39.32	38.83	37.73
7	0.9	6	41.29	38.78	38.99	38.05	36.54	36.18	36.76
8	1.05	7	38.62	38.27	36.45	35.37	34.28	34.15	36.15
9	1.2	8	38.18	36.97	35.29	33.96	33.90	33.38	35.35
10	1.35	9	37.19	35.30	34.33	32.62	32.90	32.62	34.40
11	1.5	10	35.93	33.32	32.80	32.66	32.53	32.75	33.40
12	2.25	15	29.35	30.23	27.50	30.72	30.33	30.59	30.02
13	3	20	28.95	28.80	27.42	28.47	28.19	28.05	27.65
14	4.5	30	26.67	25.05	25.40	25.34	25.06	24.94	24.58
15	6	40	23.31	23.26	23.26	22.72	23.01	23.06	23.12
16	7.5	50	22.56	21.34	21.13	20.90	20.79	20.76	20.63
17	9	60	20.33	20.17	20.27	20.22	20.31	20.35	19.82
18	10.5	70	19.99	19.39	19.23	18.90	18.73	18.68	18.48
19	12	80	19.88	19.07	18.33	18.33	17.86	17.09	16.87
20	13.5	90	18.74	17.50	16.53	16.57	16.14	15.86	15.26
21	14.25	95	17.31	16.98	16.05	16.27	15.64	15.26	14.80



Rys. 3.20. Wpływ częstotliwości początkowej i fazy początkowej sygnału chirp przy optymalnej częstotliwości próbkowania f_s na jego kompresję: a) sygnał chirp o $BT = 3$, $B = 15$ MHz, $T = 0.2$ μ s, b) sygnał chirp o $BT = 5$, $B = 5$ MHz, $T = 1$ μ s



Rys. 3.21. Wpływ częstotliwości początkowej oraz fazy początkowej sygnałów chirp o różnych BT (przy optymalnej częstotliwości próbkowania f_s , okno prostokątne, jedna próbka w listku głównym) na jego kompresję: a) dla $f_1 = 0$, b) dla $f_1 = 0.01B$, c) dla $f_1 = 0.05B$, d) dla $f_1 = 0.1B$, e) dla $f_1 = 0.2B$, f) dla $f_1 = 0.3B$



Rys. 3.22. Zmiany maksymalnej kompresji (SNR_{out}), w zależności od częstotliwości początkowej f_1 , częstotliwości próbkowania oraz fazy początkowej były optymalne, a w procesie filtracji stosowano okno prostokątne i operacje nieliniowe, listek główny zawierał jedną próbkę

Generalnie wykorzystując sygnały chirp z niezerową częstotliwością początkową uzyskuje się mniejszą kompresję (współczynnik SNR_{out} maleje), która systematycznie maleje w miarę wzrostu częstotliwości początkowej. Widmo sygnałów chirp z niezerową częstotliwością początkową przy optymalnej fazie początkowej sygnału i optymalnej częstotliwości próbkowania coraz bardziej odbiega od prostokątnego (rośnie wariancja widma amplitudowego) w miarę jak wzrasta częstotliwość początkowa sygnału. Wyjątkiem są sygnały chirp o $6 \leq BT < 20$, gdzie przy częstotliwościach początkowych mniejszych niż $0.01B$ uzyskuje się nieznaczny (do 2.5 dB) wzrost kompresji, jednak dalsze zwiększanie częstotliwości początkowej powoduje zmniejszanie kompresji takiego sygnału.

Dla sygnałów chirp o $BT \geq 15$ z częstotliwością początkową $f_1 \geq 0.1B$ maksymalny możliwy do uzyskania SNR_{out} praktycznie nie zależy od BT .

Dla każdej częstotliwości początkowej zmianie ulega optymalna faza początkowa sygnału chirp, przy której uzyskuje się maksymalną kompresję – optymalna faza początkowa generalnie wzrasta w miarę wzrostu częstotliwości początkowej. Optymalna częstotliwość próbkowania pozostaje w dalszym ciągu w przedziale $f_N \leq f_{sopt} \leq f_N + 0.07f_N$.

W miarę wzrostu częstotliwości początkowej sygnału maleje wpływ jego fazy początkowej na kompresję. Przy zerowej częstotliwości początkowej zmiana fazy początkowej o 1° w stosunku do fazy optymalnej powoduje średnio zmniejszenie kompresji od 2 do 3 dB. Dla częstotliwości początkowej większej lub równej $0.1B$ zmiana fazy początkowej o 1° w stosunku do fazy optymalnej powoduje już tylko zmianę kompresji średnio w granicach od 0.03 dB do 0.5 dB. Wariancja widma amplitudowego stale rośnie w miarę wzrostu częstotliwości początkowej.

Sygnały o $BT \leq 5$ wykazują zdecydowanie mniejszy spadek kompresji w zakresie zmiany częstotliwości początkowych nie większych niż $0.01B$. Dla sygnału chirp o $BT = 3$ oraz częstotliwości początkowej równej $0.01B$ i fazach początkowych z zakresu od 91° do 97° listki boczne nie występują. W przeciwnym przypadku kompresja spada do poziomu obserwowanego dla sygnałów o $BT \geq 6$, chociaż jest od nich nieznacznie (1-3 dB) większa.

Należy zwrócić uwagę, że istniejące metody próbkowania sygnałów pasmowych, których widmo przenosi się za pomocą sygnału nośnej f_0 o istotnie wyższej częstotliwości niż B ($f_0 \gg B$) [85], mogą być skutecznie wykorzystywane dla próbkowania sygnałów rozważanych w tej pracy, które nie posiadają nośnej.

W tym kontekście, jeżeli sygnał chirp ma częstotliwość początkową oraz końcową odpowiednio:

$$f_1 = nB \quad i \quad f_2 = (n + 1)B \quad (3.4)$$

gdzie: $n = 1, 2, \dots$

a częstotliwość sygnału nośnej zastąpimy częstotliwością środkową $f_m = \frac{f_1 + f_2}{2}$

wówczas analogicznie do pracy [85] otrzyma się zależność:

$$\frac{2f_m - B}{k} \geq f_s \geq \frac{2f_m + B}{k + 1} \quad (3.5)$$

gdzie: k – dowolna liczba naturalna zapewniająca $f_s \geq 2B$, $B = f_2 - f_1$.

W rezultacie dla sygnałów chirp z niezerową częstotliwością początkową spełniającą zależność (3.4) otrzymamy takie same kompresje, przy identycznej f_s jak dla sygnałów chirp o zerowej częstotliwości początkowej oraz identycznym paśmie i czasie trwania.

Takie podejście jest o wiele prostsze do realizacji niż wynikające z bezpośredniego wykorzystania częstotliwości Nyquista $f_s \geq 2B$. Ponadto pozwala to na otrzymanie maksymalnych możliwych do uzyskania kompresji.

4. Rozpoznawanie pojedynczych sygnałów chirp na podstawie opracowanych metod

W rozdziale tym przedstawiono wyniki badań pojedynczych niezaszumionych i zaszumionych szumem addytywnym (AWGN lub szumem dolnopasmowym) sygnałów chirp, przy wykorzystaniu opracowanych metod opisanych w rozdziale 3.

4.1. Rozpoznawanie pojedynczych niezaszumionych sygnałów chirp

W podrozdziale tym przedstawione zostały wyniki filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu sygnałów chirp przy wykorzystaniu okna prostokątnego oraz operacji nieliniowych. Kompresja sygnału była wyznaczana przy założeniu, że listek główny zawiera tylko jeden splot. Obliczenia przeprowadzone zostały przy użyciu oprogramowania pracującego w środowisku Matlab. W tabeli 4.1 zestawione zostały maksymalne wyniki kompresji, jakie można uzyskać dla sygnałów chirp z zerową częstotliwością początkową o $1.5 \leq BT \leq 300$.

Tabela 4.1. Maksymalne wyniki kompresji dla niezaszumionych sygnałów chirp z zerową częstotliwością początkową ($1.5 \leq BT \leq 300$)

Lp.	BT	φ_0 [°]	SNR_{out} [dB]	Lp.	BT	φ_0 [°]	SNR_{out} [dB]
1	1.5	90.1 - 104.9	> 500	34	34	95.2	50.27
2	2	90	> 500	35	35	95.4	50.37
3	3	93.2 - 102.5	> 500	36	36	95	50.42
4	4	95.4	37.28	37	37	95	51.42
5	5	99.1 - 102.5	>302 (321)	38	38	94.9	52.4
6	6	91.7	45.92	39	39	95.1	51.6
7	7	94	46.62	40	40	94.8	51.96
8	8	94.8	41.03	41	41	95	51.58
9	9	95.5	47.99	42	42	95.1	52.07
10	10	95	42.07	43	43	95.3	51.93
11	11	94.4	44.52	44	44	95.4	51.78
12	12	93.6	46.55	45	45	95.5	52.53
13	13	94.5	46.19	46	46	95.3	51.86
14	14	95	45.64	47	47	95.4	51.98
15	15	95.2	45.38	48	48	95.4	52.55
16	16	95.3	45.58	49	49	94.9	52.43
17	17	95.2	46.15	50	50	95.3	54.13
18	18	95	47.08	51	55	94.7	53.24
19	19	94.5	47.9	52	60	95.5	53.57
20	20	94.4	48.41	53	65	95.3	53.79
21	21	94.4	49.46	54	70	94.7	54.25
22	22	95.1	48.3	55	75	95.3	55.25
23	23	95.2	47.87	56	80	95.3	55.06
24	24	95.4	48.56	57	85	95.9	55.35
25	25	95.3	48.77	58	90	95.3	55.4
26	26	95.2	49.41	59	95	95.1	55.61
27	27	94	49.04	60	100	95.1	56.24
28	28	95	49.9	61	120	95	56.6
29	29	94.9	50.77	62	150	95.5	57.61
30	30	94.6	51.41	63	170	95.5	58.18
31	31	95	49.99	64	200	94.9	58.77
32	32	94.9	50.46	65	250	94.9	59.76
33	33	95.4	50.59	66	300	95.5	60.69

Realizacja wszystkich algorytmów obliczeniowych przy wykorzystaniu układów cyfrowych powiązana jest z określeniem precyzji przedstawienia danych, na jakich wykonywane będą operacje arytmetyczne. Wpływa to bezpośrednio na złożoność układu i jego szybkość oraz musi stanowić kompromis pomiędzy tymi parametrami a uzyskiwaną dokładnością wyników.

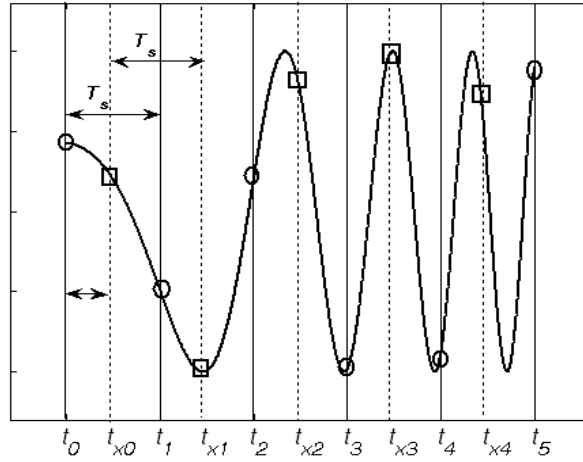
Występowanie długich słów kodowych reprezentujących próbki sygnału wejściowego ogranicza możliwości realizacji praktycznej specjalizowanych procesorów realizujących cyfrową filtrację dopasowaną w dziedzinie czasu. Wyniki, które przedstawione zostały w pracy [134] wykazują, że wzrost długości słowa kodowego powyżej 8 bitów praktycznie nie zmienia współczynnika SNR_{out} dla skompresowanego sygnału na wyjściu filtru dopasowanego przy wykorzystaniu zarówno okna prostokątnego, jak i innych okien wygładzających. Pozwala to na stwierdzenie, że zwiększenie długości wejściowych słów kodowych powyżej 8 bitów nie zmniejsza rozdzielczości filtracji dopasowanej krótkich sygnałów chirp. Przy realizacji praktycznej filtrów dopasowanych wykorzystywane będą 8-bitowe próbki wejściowe w kodzie $U2$. W tabeli 4.2 pokazano przykładowe wyniki kompresji (SNR_{out}) uzyskane dla próbek wejściowych reprezentowanych przez liczby w formacie zmiennoprzecinkowym oraz dla próbek reprezentowanych przez liczby całkowite w kodzie $U2$.

Tabela 4.2. Wyniki kompresji uzyskane dla próbek reprezentowanych przez liczby w formacie zmiennoprzecinkowym lub przez liczby całkowite w kodzie $U2$

Lp.	BT	SNR_{out} [dB]	
		Liczby w formacie zmiennoprzecinkowym	Liczby w kodzie $U2$
1	3	>500 (brak listków bocznych)	>500 (brak listków bocznych)
2	5	321	>500 (brak listków bocznych)
3	10	42.07	41.82
4	20	48.41	51.63
5	37.5	50.87	49.86
6	50	54.13	51.53
7	100	56.24	55.4
8	200	58.77	56.2

Z tabeli 4.2 wynika, że dla $BT \leq 5$ uzyskuje się lepsze wyniki dla liczb w kodzie $U2$ aniżeli dla liczb w formacie zmiennoprzecinkowym. Dla sygnałów o $BT > 5$ wyniki różnią się od siebie nie więcej niż $\pm 5\%$.

W systemach cyfrowych z próbkowaniem równomiernym analogowy sygnał wejściowy zamieniany jest w ciąg próbek w stałych interwałach czasowych T_s , określanych przez częstotliwość próbkowania f_s . Odbiornik próbkuje sygnał wejściowy, który nadchodzi w losowych chwilach czasu i z tego powodu próbkowanie jego może nastąpić w chwilach różnych od tych, które były przyjęte przy wyznaczaniu charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego [123]. Na rysunku 4.1 przedstawiono przykładową rozbieżność w próbkowaniu sygnału i ustalaniu współczynników charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego.



Rys. 4.1. Rozbieżność w próbkowaniu sygnału i ustalaniu współczynników charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego: \circ – współczynniki charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego, \square – próbki sygnału

Współczynniki charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego wyznaczone zostały w chwilach t_0, t_1, \dots, t_6 . W przypadku normalnej pracy odbiornika próbkowanie może przypaść w dowolnych momentach czasowych odległych od siebie o T_s , zaznaczonych na rysunku 4.1 linią przerywaną. Momenty próbkowania t_{xi} przypadają w dowolnym momencie przedziału wyznaczonego przez T_s . Nierówność określająca momenty próbkowania sygnału t_{xi} w stosunku do momentów $t_0, t_1, \dots, t_6 \dots$, dla których określone zostały współczynniki charakterystyki impulsowej filtru ma postać:

$$t_i \leq t_{xi} \leq t_i + T_s, \text{ gdzie } i = 0, 1, 2, \dots \quad (4.1)$$

Różnica Δt pomiędzy czasami t_{xi} próbkowania sygnału a czasami t_i , w których wyznaczone były współczynniki charakterystyki impulsowej filtru mieści się w granicach:

$$0 \leq \Delta t \leq T_s \quad (4.2)$$

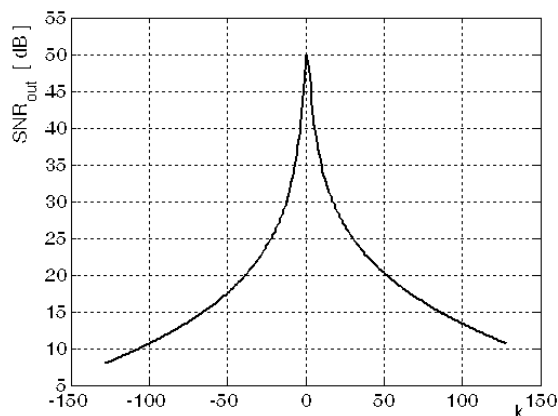
Uwzględniając okresowość próbkowania, nierówność (4.2) można przedstawić w postaci:

$$-T_s/2 \leq \Delta t \leq T_s/2 \quad (4.3)$$

Chcąc ocenić wpływ opóźnienia Δt sygnału na jego kompresję, okres próbkowania T_s podzielony został na M przedziałów, a opóźnienie Δt przedstawione zostało jako:

$$\Delta t = \pm kT_s / M, \text{ gdzie } k = 0, 1, 2, \dots, M/2 \quad (4.4)$$

Na rysunku 4.2 oraz w tabeli 4.3 przedstawione zostały rezultaty kompresji (SNR_{out}), w zależności od $\Delta t = \pm kT_s / 256$, $k = 0, 1, 2, \dots, 128$ dla sygnału chirp o parametrach $f_1 = 0, f_2 = 15$ MHz, $T = 2.5$ μ s, $\varphi_0 = 96^\circ$, przy optymalnej częstotliwości próbkowania $f_s = 30.2$ MHz, $dt = T_s / 256 = 0.12935$ ns. Współczynniki charakterystyki impulsowej filtru wyznaczone dla optymalnych parametrów sygnału.

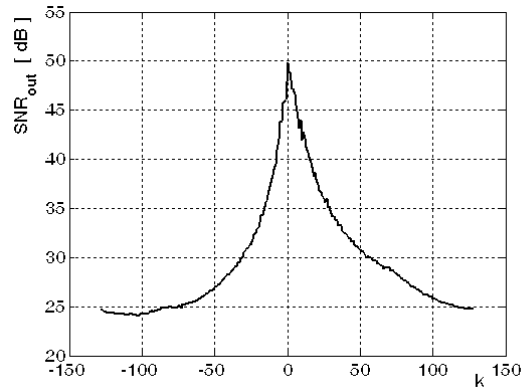


Rys. 4.2. Zależność stopnia kompresji SNR_{out} od $\Delta t = \pm kT_s / 256$ dla sygnału chirp o parametrach $f_1 = 0, f_2 = 15$ MHz, $T = 2.5$ μ s, $\varphi_0 = 96^\circ$ przy optymalnej częstotliwości próbkowania $f_s = 30.2$ MHz, $dt = T_s / 256 = 0.12935$ ns, próbki sygnału były 8-bitowe w kodzie U2, współczynniki charakterystyki impulsowej filtru wyznaczone dla optymalnych parametrów sygnału

Tabela 4.3. Wyniki kompresji sygnału chirp(0-15) MHz, $BT=37.5$ uzyskane dla optymalnej IR

Lp.	k	SNR_{out} [dB]	Lp.	k	SNR_{out} [dB]
1	-20	25.84	21	0	49.86
2	-19	26.33	22	1	49.35
3	-18	26.75	23	2	48.57
4	-17	27.15	24	3	46.35
5	-16	27.78	25	4	43.14
6	-15	28.36	26	5	40.31
7	-14	28.95	27	6	39.76
8	-13	29.52	28	7	38.16
9	-12	30.09	29	8	37.01
10	-11	31.07	30	9	36.0
11	-10	31.87	31	10	35.2
12	-9	32.69	32	11	33.83
13	-8	33.63	33	12	33.16
14	-7	34.62	34	13	32.66
15	-6	36.14	35	14	31.68
16	-5	37.72	36	15	31.21
17	-4	38.99	37	16	30.69
18	-3	41.16	38	17	30.06
19	-2	44.26	39	18	29.6
20	-1	45.91	40	19	29.09

Na rysunku 4.3 oraz tabeli 4.4 przedstawione zostały wartości SNR_{out} w zależności od $\Delta t = \pm kT_s / 256, k = 0, 1, 2, \dots, 128$, dla chirp o parametrach $f_1 = 0, f_2 = 15$ MHz, $T = 2.5$ μ s, $\varphi_0 = 96^\circ$ przy optymalnej częstotliwości próbkowania $f_s = 30.2$ MHz, $dt = T_s / 256 = 0.12935$ ns, współczynniki charakterystyki impulsowej filtru wyznaczone każdorazowo na podstawie aktualnych próbek sygnału.



Rys. 4.3. Zależność stopnia kompresji SNR_{out} od $\Delta t = \pm kT_s / 256$ dla sygnału chirp o parametrach $f_1 = 0, f_2 = 15$ MHz, $T = 2.5$ μ s, $\varphi_0 = 96^\circ$ przy optymalnej częstotliwości próbkowania $F_s = 30.2$ MHz, $dt = T_s / 256 = 0.12935$ ns, próbki sygnału ośmiobitowe w kodzie U2, współczynniki charakterystyki impulsowej filtru wyznaczone każdorazowo na podstawie aktualnych próbek sygnału

Tabela 4.4. Wyniki kompresji sygnału chirp (0-15) MHz, $BT=37.5$ uzyskane dla IR wyznaczonej każdorazowo na podstawie aktualnych próbek sygnału

Lp.	k	SNR_{out} [dB]	Lp.	k	SNR_{out} [dB]
1	-20	33.19	21	0	49.86
2	-19	33.55	22	1	48.78
3	-18	34.24	23	2	48.93
4	-17	34.35	24	3	47.15
5	-16	34.81	25	4	47.15
6	-15	35.57	26	5	46.71
7	-14	35.85	27	6	45.56
8	-13	36.79	28	7	44.24
9	-12	37.27	29	8	43.17
10	-11	38.05	30	9	43.97
11	-10	38.35	31	10	42.0
12	-9	38.99	32	11	42.82
13	-8	39.48	33	12	42.19
14	-7	40.97	34	13	41.23
15	-6	42.02	35	14	40.69
16	-5	43.84	36	15	40.25
17	-4	43.89	37	16	39.75
18	-3	45.79	38	17	39.15
19	-2	45.93	39	18	38.27
20	-1	46.04	40	19	38.65

Otrzymane wyniki dla przykładowego sygnału chirp, uwzględniające nieunikniony wpływ rozbieżności w próbkowaniu sygnału przez odbiornik i ustalaniu współczynników charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego, pokazują ich duży wpływ na poziom kompresji. Problem ten można rozwiązać poprzez opracowane systemy filtrów dopasowanych, które przedstawione zostały w rozdziale 6.

4.2. Rozpoznawanie pojedynczych sygnałów chirp w obecności szumów

Wyniki badań przedstawione dotychczas dotyczyły przypadku, kiedy sygnał chirp był rozpoznawany w idealnych warunkach, tzn. przy braku jakichkolwiek zakłóceń. W rzeczywistości sytuacja taka prawie nigdy nie ma miejsca. W podrozdziale tym przedstawione zostały wyniki filtracji dopasowanej w dziedzinie czasu w obecności zakłóceń. Spośród wielu modeli kanałów z zakłóceniami do badań wybrano powszechnie stosowany kanał z addytywnym szumem białym (*AWGN – Additive White Gaussian Noise*) [81] oraz szum dolnopasmowy [114, 170]. Badania nad wpływem zakłóceń na filtrację wykonane były w funkcji stosunku sygnału wejściowego (odbieranego sygnału sondującego) do szumu na wejściu filtru dopasowanego [73, 130]. Miarą tego stosunku w mierze logarytmicznej jest współczynnik SNR_{in} zdefiniowany poniżej:

$$SNR_{in} = 10 \log \frac{P_c}{P_\xi} \quad (4.5)$$

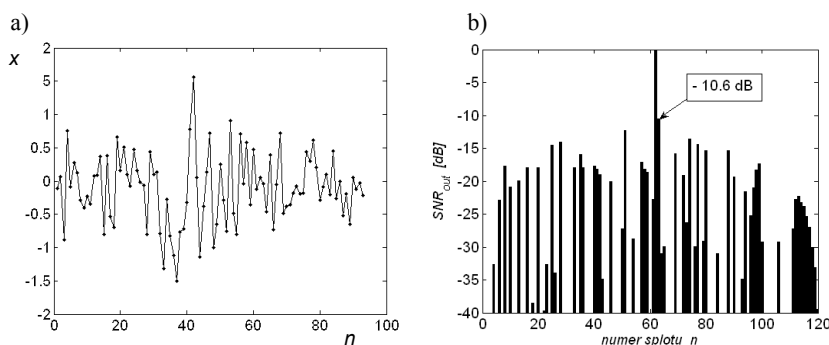
gdzie: P_c – moc sygnału wejściowego, P_ξ – moc szumu.

Zakładamy, że kanał jest liniowy i ma dostatecznie szerokie pasmo dla transmisji zmodulowanego sygnału przy pomijalnych zniekształceniach lub ich braku.

Badaniu poddano sygnały chirp o różnych BT i zerowej częstotliwości początkowej. Sygnały były zaszumione addytywnie szumem gaussowskim lub dolnopasmowym o różnych wartościach SNR_{in} . Szum występował przed sygnałem chirp w trakcie trwania sygnału i po jego zakończeniu. Dla ustalonego stosunku sygnał/szum (SNR_{in}) wykonywano 100 000 symulacji rozpoznawania tak zaszumianego sygnału chirp – dla każdej symulacji była inna realizacja szumu.

Filtracja dokonywana była w dziedzinie czasu przy korzystaniu z okna prostokątnego, optymalnych parametrach sygnału, stosowaniu operacji nieliniowych oraz założeniu, że listek główny zawiera tylko jedną próbkę.

Za błąd nie rozpoznania sygnału chirp (*error %*) uznawano sytuację, w której centralny spłot był mniejszy lub równy jakiegokolwiek innemu bocznemu spłotowi. W przypadku, gdy w danej symulacji stwierdzono błąd nie rozpoznania, wówczas do obliczeń wartości średniej SNR_{out} przyjmowano wartość zero. Na rysunku 4.4 przedstawiono przykład zaszumionego sygnału chirp oraz wynik jego filtracji w dziedzinie czasu.



Rys. 4.4. Przykład zaszumionego sygnału chirp o parametrach $A = 1$, $\Delta f = 15$ MHz, $T = 1$ μ s, $\varphi_0 = 96^\circ$, $BT = 15$, $f_s = 30$ MHz, szum gaussowski $SNR_{in} = 0$ dB oraz wyniku jego filtracji w dziedzinie czasu: a) sygnał chirp po próbkowaniu, b) wynik filtracji tego sygnału w dziedzinie czasu

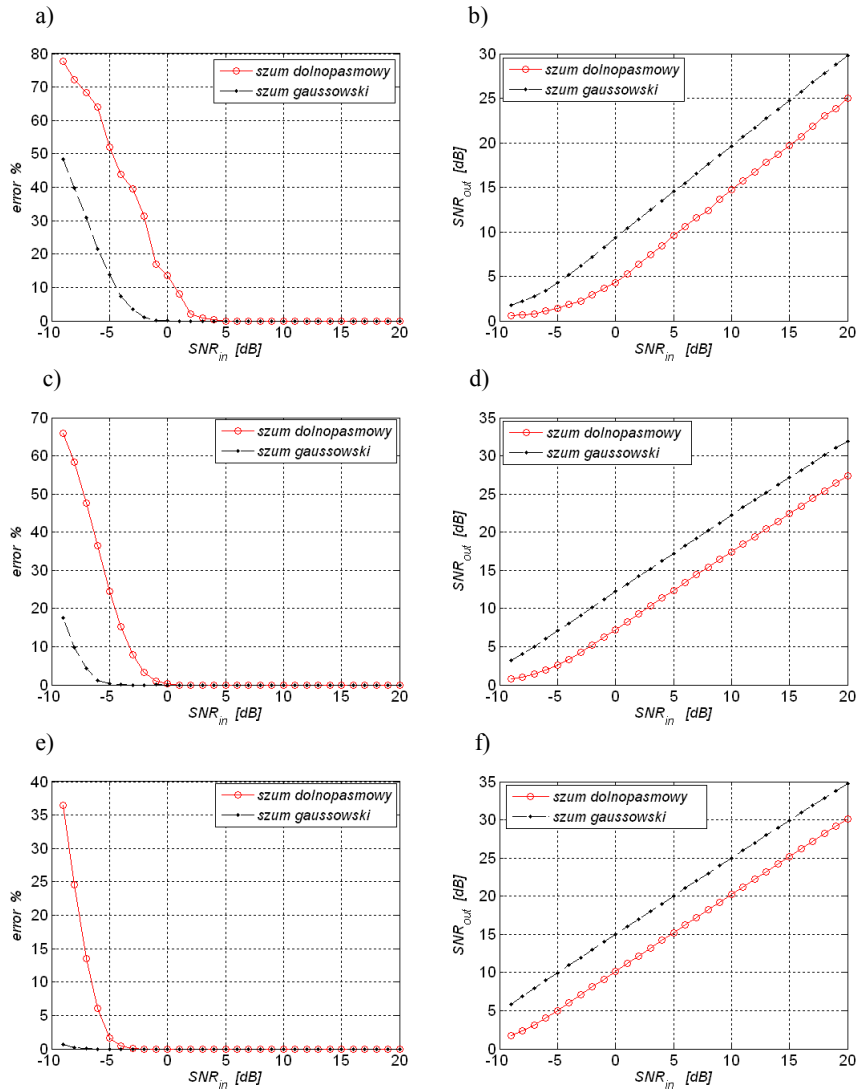
Wyniki symulacji rozpoznawania zaszumianych chirp sygnałów przedstawiono w tabelach 4.5 i 4.6 oraz na rysunkach 4.5 i 4.6.

Tabela 4.5. Zależność błędu nie rozpoznawania (*error %*) oraz SNR_{out} w funkcji SNR_{in} dla różnych BT , sygnał chirp zaszumiony szumem gaussowskim

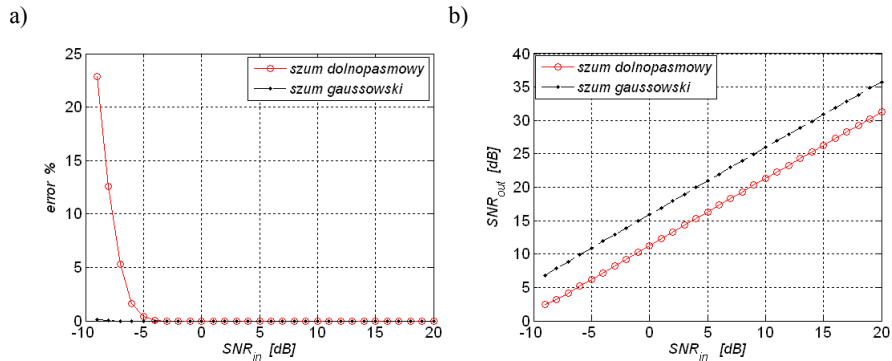
Lp.	SNR_{in} [dB]	$BT = 5$		$BT = 15$		$BT = 37.5$		$BT = 50$	
		<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>	<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>	<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>	<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>
1	-9	48.39	0.6241	17.45	3.175	0.7	5.83	0.13	6.80
2	-8	39.68	0.7042	9.75	4.051	0.16	6.89	0.02	7.85
3	-7	30.91	0.7345	4.25	5.044	0.01	7.89	0	8.88
4	-6	21.47	1.114	1.25	6.027	0	8.95	0	9.91
5	-5	13.82	1.436	0.28	7.074	0	9.96	0	10.91
6	-4	3.37	1.825	0.05	8.083	0	10.98	0	11.91
7	-3	3.41	2.21	0	9.116	0	11.98	0	12.92
8	-2	1.18	2.894	0	10.16	0	13.00	0	13.93
9	-1	0.23	3.693	0	11.15	0	14.02	0	14.91
10	0	0.07	4.306	0	12.21	0	15.00	0	15.95
11	1	0	5.26	0	13.22	0	16.02	0	16.93
12	2	0	6.35	0	14.20	0	17.02	0	17.96

Tabela 4.6. Zależność błędu nie rozpoznawania (*error %*) oraz SNR_{out} w funkcji SNR_{in} dla różnych BT , sygnał chirp zaszumiony szumem dolnoprasmowym

Lp.	SNR_{in} [dB]	$BT = 5$		$BT = 15$		$BT = 37.5$		$BT = 50$	
		<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>	<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>	<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>	<i>error %</i>	<i>średnia SNR_{out} [dB]</i>
1	-9	77.78	0.6241	65.90	0.772	36.51	1.722	22.89	2.428
2	-8	72.24	0.7048	58.43	1.048	24.61	2.353	12.56	3.229
3	-7	68.32	0.7346	47.69	1.471	13.67	3.13	5.30	4.168
4	-6	64.11	1.1140	36.43	1.919	6.09	4.028	1.60	5.167
5	-5	52.05	1.4360	24.53	2.594	1.65	5.014	0.43	6.167
6	-4	43.82	1.8250	15.33	3.354	0.43	6.041	0.02	7.144
7	-3	39.49	2.210	7.98	4.247	0.05	7.08	0	8.224
8	-2	31.41	2.894	3.33	5.198	0	8.11	0	9.236
9	-1	16.92	3.693	0.86	6.232	0	9.108	0	10.23
10	0	13.63	4.306	0.29	7.244	0	10.15	0	11.27
11	1	8.02	5.260	0	8.269	0	11.16	0	12.28
12	2	2.1	6.349	0	9.321	0	12.16	0	13.27
13	3	0.76	7.455	0	10.36	0	13.18	0	14.3
14	4	0.39	8.459	0	11.38	0	14.20	0	15.29
15	5	0	9.592	0	12.38	0	15.20	0	16.3



Rys. 4.5. Wyniki symulacji rozpoznawania sygnałów chirp w obecności szumu gaussowskiego lub szumu dolnopasmowego, wykresy liczby błędów nie rozpoznania sygnału chirp oraz wartości średnie kompresji (SNR_{out}), w zależności od stosunku sygnału/szum (SNR_{in}): a), b) dla $BT = 5$; c), d) dla $BT = 15$; e), f) dla $BT = 37.5$



Rys. 4.6. Wyniki symulacji rozpoznawania sygnałów chirp w obecności szumu gaussowskiego lub szumu dolnopasmowego, wykresy liczby błędów nie rozpoznania sygnału chirp oraz wartości średnie kompresji (SNR_{out}), w zależności od stosunku sygnału/szum (SNR_{in}) dla $BT = 50$: a) liczba błędów, b) wartość średnia kompresji

Otrzymane wyniki pokazują, że wpływ szumów będzie znaczący na bardzo krótkie sygnały chirp, dla których w warunkach idealnych współczynnik SNR_{out} jest bardzo wysoki (w granicznym przypadku listki boczne znikają). Praktycznie dla $SNR_{in} < 1$ dB (szum gaussowski) prawdopodobieństwo nie rozpoznania krótkiego sygnału chirp ($BT = 5$) staje się różne od zera i szybko rośnie w miarę dalszego wzrostu poziomu szumów. Przy zaszumieniu sygnału szumem dolnopasmowym błędy nie rozpoznania zaczynają występować już przy wartościach $SNR_{in} = 4$ dB (dla $BT = 5$). Jak należało się spodziewać, wpływ poziomu szumu na wyniki filtracji dopasowanej dla sygnałów chirp o coraz większym BT jest mniej znaczący, ale zawsze szum dolnopasmowy ma zdecydowanie większy wpływ na ich kompresję niż szum gaussowski. Błędy nie rozpoznania sygnału zaczynają pojawiać się przy zaszumieniu szumem dolnopasmowym o kilka decybeli mniejszym niż w przypadku szumu gaussowskiego. Średnia kompresja jest również mniejsza o kilka dB w przypadku zaszumienia szumem dolnopasmowym niż w przypadku szumu gaussowskiego.

5. Rozpoznawanie sekwencji krótkich sygnałów chirp w oparciu o opracowane metody

Technika cyfrowa daje szerokie możliwości w zakresie generowania złożonych sygnałów, do jakich należą sygnały z liniową modulacją częstotliwości i manipulacją kodową.

W technikach lokacyjnych często są wykorzystywane pseudosumowe sekwencje kodowe, najczęściej binarne [44, 50, 54, 89, 90, 141, 144, 162]. Binarne sekwencje szumopodobne są szeroko stosowane w systemach telekomunikacyjnych, pomiarowych oraz radarowych. Do zbioru tych sekwencji należą: kody Barkera, Willarda, Neumana-Hoffmana, Alexis [83], sekwencje maksymalnej długości [28], złote kody, sekwencje Kasami.

Funkcja autokorelacji takich sygnałów charakteryzuje się wysokim stosunkiem listka głównego do listków bocznych. Dzięki tej własności do rozpoznawania tych sygnałów wykorzystuje się filtrację dopasowaną [23].

5.1. Zasady formowania sekwencji sygnałów chirp z wykorzystaniem kodów szumopodobnych

Stosując filtrację dopasowaną do celów identyfikacji kodów binarnych należy dokonać zamiany 0 w -1 [28, 45]. W wyniku takiej transformacji ciąg binarny $a_0, a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_{n-1}$ zostaje przekształcony w ciąg $b_0, b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_{n-1}$, gdzie $a_i \in \{0,1\}$ a $b_i \in \{-1,1\}$ dla $i = 1, 2, \dots, n-1$. Transformację taką można przeprowadzić używając wyrażenia:

$$b_i = 2a_i - 1 \quad \text{dla } i = 0, 1, \dots, n-1. \quad (5.1)$$

Algorytm filtracji dopasowanej dla ciągu $b_1, b_2, b_3, \dots, b_i, \dots, b_n$ można zapisać jako:

$$y_j = \sum_{m=0}^{n-1} b_{j-m} h_m \quad \text{gdzie } h_j = b_{n-j}, j = 1, 2, \dots, n \quad (5.2)$$

W przypadku uwzględniania wszystkich splotów współczynnik kompresji ciągu kodowego SNR_{out} wyznaczany jest z wyrażenia (2.77). Stosując operacje nieliniowe na splotach współczynnik kompresji ciągu kodowego wyznaczany jest ze wzoru (3.2).

W tabeli 5.1 zamieszczone zostały wybrane kody szumopodobne o długościach do 24 bitów oraz ich współczynniki kompresji uzyskiwane przy uwzględnianiu wszystkich splotów oraz wykorzystaniu operacji nieliniowych.

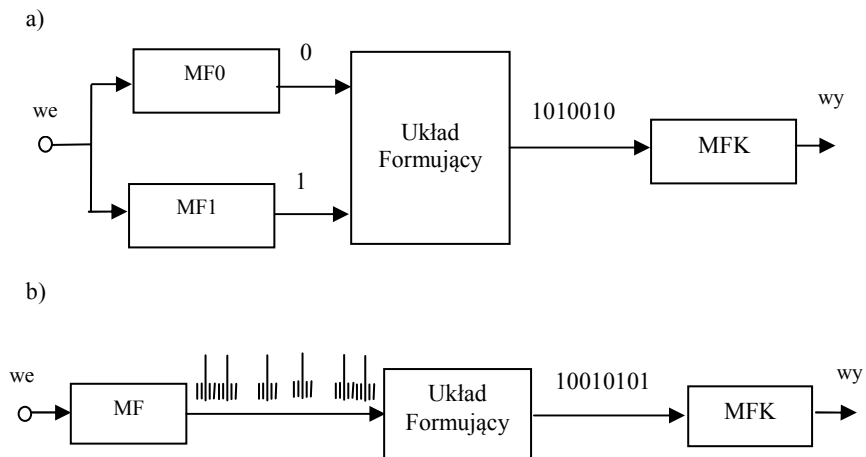
Cyfrowy filtr dopasowany wykrywający sekwencję kodową ma taką samą strukturę jak filtry przedstawione na rysunkach 2.26 i 3.10.

Tabela 5.1. Sekwencje kodowe. Typ: A – Alexis, B – Barkera, N – Neumana-Hoffmana, W – Willarda

Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	SNR_{out} [dB] <i>wszystkie sploty</i>	SNR_{out} [dB] <i>operacje nieliniowe</i>
1	1 0 0	A	3	9.5424	brak listków bocznych
2	1 1 0	BW	3	9.5424	brak listków bocznych
3	1 1 1 0	B	4	12.0412	12.0412
4	1 1 0 1	B	4	12.0412	12.0412
5	1 1 0 0	W	4	6.0206	12.0412
6	1 1 1 0 1	BA	5	13.9794	13.9794
7	1 1 0 1 0	W	5	7.9588	13.9794
8	1 0 0 0 1 0 0	A	7	7.3595	7.3595
9	0 0 0 1 1 0 1	B	7	16.9020	brak listków bocznych
10	1 1 1 0 1 0 0	W	7	10.8814	16.9020
11	0 0 0 0 1 1 0 1	N	8	12.0412	18.0618
12	0 0 0 1 1 1 0 1	N	8	8.5194	18.0618
13	1 1 0 1 0 0 0 0 1	A	9	9.5424	19.0849
14	0 0 0 0 1 1 1 0 1	N	9	13.0643	13.0643
15	0 0 1 1 1 1 1 0 1	N	9	13.0643	13.0643
16	0 0 0 0 0 1 1 0 1 0	N	10	13.9794	13.9794
17	0 0 0 0 1 1 0 1 0 1	N	10	13.9794	13.9794
18	1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0	A	11	11.2854	11.2854
19	1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0	BN	11	20.8279	brak listków bocznych
20	1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 0	W	11	11.2854	14.8073
21	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1	N	11	14.8073	14.8073
22	0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1	N	12	9.5424	21.5836
23	0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 1	N	12	15.5630	15.5630
24	1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1	AB	13	22.2789	22.2789
25	0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 1	N	13	16.2583	16.2583
26	1 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 0 0	W	13	12.7364	12.7364
27	0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1	N	13	16.2583	16.2583
28	0 0 0 0 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1	N	14	16.9020	16.9020
29	0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0	N	14	16.9020	16.9020
30	0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1	N	15	17.5012	17.5012
31	0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 0	N	15	17.5012	17.5012
32	0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1	N	16	18.0618	18.0618
33	0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1	N	16	18.0618	18.0618
34	1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 1 1 0 1	A	17	10.6296	10.6296
35	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1	N	17	12.5678	12.5678
36	0 0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 1	N	17	18.5884	18.5884
37	0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1	N	18	15.5630	25.1055
38	0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1	N	18	19.0849	25.1055
39	1 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0	A	19	8.6731	8.6731
40	0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0	N	19	19.5545	19.5545
41	0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 0	N	19	19.5545	19.5545
42	0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 0	N	20	20	20
43	0 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 1 1 0 1	N	20	13.9794	26.0206
44	0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 0 1 1 1 0 0 1	N	21	20.4238	20.4238
45	0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 0 1	N	21	20.4238	20.4238
46	0 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0	N	22	17.3060	26.8485
47	1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0	A	23	13.2552	17.6921
48	0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1	N	23	13.2552	21.2140
49	0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 0	N	23	17.6921	21.2140
50	0 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 0	N	24	8.5194	18.0618
51	0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 1 0	N	24	15.5630	27.6042

Kody szumopodobne w połączeniu z sygnałami chirp mogą być efektywnie wykorzystane do zwiększenia niezawodności rozpoznawania sygnałów sondujących w obecności zakłóceń naturalnych oraz celowych. Zera i jedynki w szumopodobnym ciągu kodowym mogą być reprezentowane przez sygnały *up-chirp* i *down-chirp*. Do identyfikacji tak sformowanych sekwencji należy stosować dwuetapową filtrację dopasowaną. Pierwsza filtracja związana jest z rozpoznawaniem każdego z pojedynczych sygnałów chirp formujących sekwencję, w efekcie czego uzyskujemy ciąg binarny, który jest następnie transformowany do ciągu reprezentowanego przez liczby $+1, -1$. Ciąg reprezentowany przez liczby $+1, -1$ poddawany jest drugiej filtracji dopasowanej. Współczynniki charakterystyki impulsowej tego filtru są określone przez wyrazy poszukiwanego kodu szumopodobnego zapisanego w odwrotnej kolejności.

W pracy tej autor wykorzystuje dwa sposoby rozpoznawania sekwencji kodowych, w zależności od ich struktury. Pierwszy sposób dotyczy rozpoznawania sekwencji składających się z *up-chirp* i *down-chirp*, natomiast druga metoda rozpoznawania podobnych sekwencji kodowych ale złożonych z sygnałów chirp tylko jednego rodzaju (*up-chirp* lub *down-chirp*).



Rys. 5.1. Struktury systemu lokacyjnego wykorzystujące dwuetapową filtrację dopasowaną: a) struktura wykorzystująca dwa filtry dopasowane MF0 i MF1, z których jeden reaguje (wykrywa) na sygnał *up-chirp*, a drugi reaguje na *down-chirp*, b) struktura wykorzystująca jeden filtr dopasowany reagujący na *up-chirp*

Na rysunku 5.1 przedstawiono strukturę systemu lokacyjnego, wykorzystującego dwuetapową filtrację dopasowaną [126].

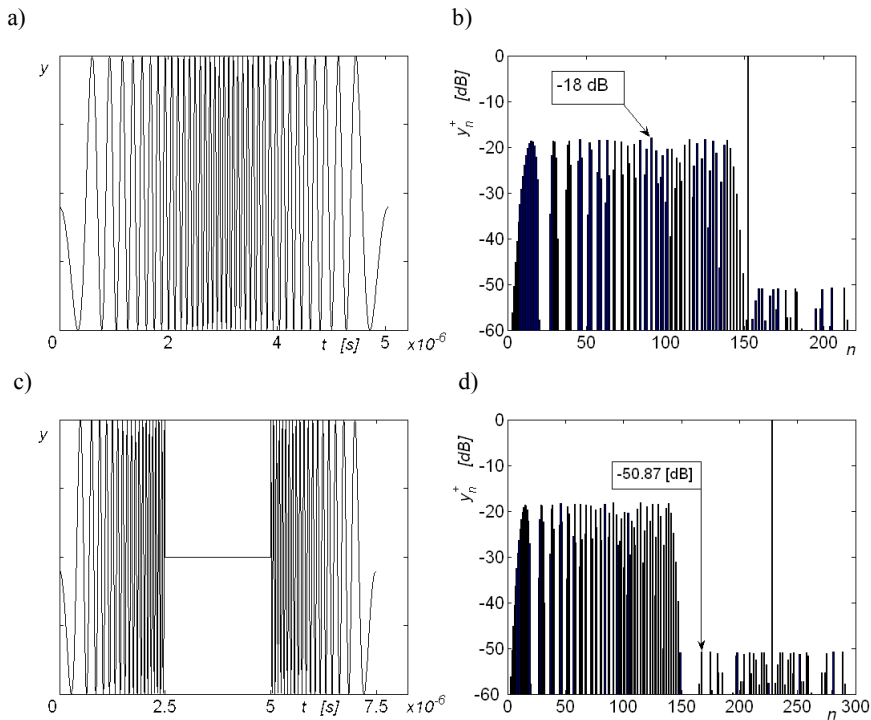
Na rysunku 5.1 a) przedstawiona została pierwsza metoda. System składa się z dwóch kanałów o ściśle wyrównanych opóźnieniach zależnych od procesów przejściowych w tych kanałach. Górny kanał z pasmem $[f_1, f_2]$ reaguje na sygnał *down-chirp*, a dolny z pasmem $[f_3, f_4]$ reaguje na sygnał *up-chirp*. Skompresowane sygnały wyjściowe z filtrów MF0 i MF1 służą do wytworzenia binarnego ciągu impulsów w układzie formującym. Ciąg zerojedynkowy transponowany jest następnie w ciąg składający się z elementów $+1, -1$, który trafia na wejście filtru dopasowanego MFK reagującego na określony ciąg kodowy.

Druga metoda została zilustrowana na rysunku 5.1b). Struktura zawiera tylko jeden kanał, a jedynki i zera są przedstawiane przez jeden typ sygnału chirp (np. *up-chirp*). Proces kodowania przebiega następująco:

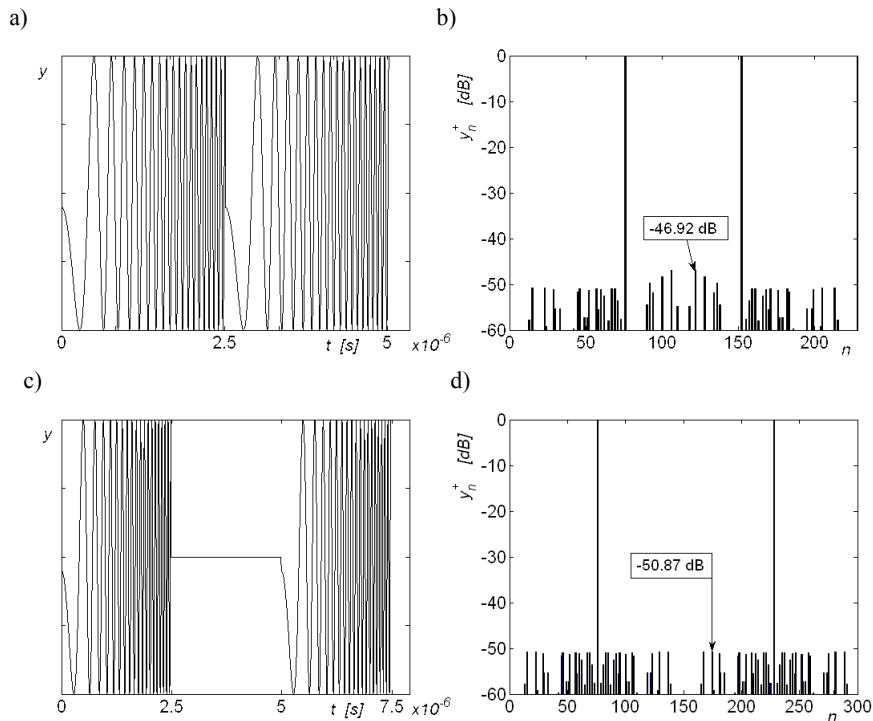
- jedynka reprezentowana jest przez dwa kolejne *up-chirp* (bez przerwy pomiędzy sygnałami),
- zero reprezentowane jest przez pojedynczy *up-chirp*, przy czym pomiędzy tak zakodowanymi stanami 0 i 1 występuje przerwa o czasie równym czasowi trwania sygnału chirp.

Układ formujący na podstawie poziomu sygnału na wyjściu filtra oraz zadanych odstępów czasowych jakie powinny być pomiędzy wysokimi stanami, formuje ciąg zerodwinkowy transponowany następnie w ciąg +1, -1, który trafia na wejście filtra dopasowanego MFK reagującego na określony ciąg kodowy.

Wyniki symulacji rozpoznawania obu wyżej wymienionych sekwencji sygnałów chirp przedstawiono na rysunkach 5.2 i 5.3.



Rys. 5.2. Wynik filtracji pary sygnałów *up-chirp* (0-15 MHz) i *down-chirp* (15 MHz – 0) podanych na wejście filtra wykrywającego *down-chirp*, czas trwania obu sygnałów jest identyczny wynosi $T = 2.5 \mu\text{s}$. W procesie filtracji wykorzystywano okno prostokątne oraz stosowano operacje nieliniowe a faza początkowa sygnału i częstotliwość próbkowania były optymalne: a) sygnał *up-chirp* i występujący bezpośrednio po nim *down-chirp*, b) sygnał na wyjściu filtra dopasowanego wykrywającego *down-chirp* na wejście, którego podano sygnał (a), c) sygnał *up-chirp* przerwa równa czasowi trwania impulsu i następnie *down-chirp*, d) sygnał na wyjściu filtra dopasowanego wykrywającego *down-chirp* na wejście, którego podano sygnał (c)



Rys. 5.3. Wynik filtracji pary sygnałów *up-chirp* (0-15 MHz) podanych na wejście filtru wykrywającego *up-chirp*, czas trwania sygnału wynosi $T = 2.5 \mu\text{s}$. W procesie filtracji wykorzystywano okno prostokątne oraz stosowano operacje nieliniowe, a faza początkowa sygnału i częstotliwość próbkowania były optymalne: a) dwa sygnały *up-chirp* występujące bezpośrednio po sobie, b) sygnał na wyjściu filtru dopasowanego wykrywającego *up-chirp* na wejście, którego podano sygnał (a), c) dwa sygnały *up-chirp* z przerwą pomiędzy nimi wynoszącą równą czasowi trwania impulsu, d) sygnał na wyjściu filtru dopasowanego wykrywającego *up-chirp* na wejście, którego podano sygnał (c)

Analizując otrzymane wyniki można zauważyć, że podając na filtr wykrywający *down-chirp* sygnał *up-chirp*, na wyjściu filtra występuje zwiększenie poziomu szumu sygnału wyjściowego w porównaniu z sytuacją rozpoznawania właściwego sygnału, kiedy poziom takiego szumu jest istotnie mniejszy w porównaniu do listka głównego. Analogiczną sytuację mamy w odwrotnym przypadku – sygnał *down-chirp* podawany na wejście filtru wykrywającego *up-chirp*. Wynika to z dużego współczynnika korelacji pomiędzy sygnałem *up-chirp* a *down-chirp* opisanego wyrażeniem [141]:

$$\rho = \frac{1}{2\sqrt{BT}} \quad (5.3)$$

gdzie:

- ρ – współczynnik korelacji,
- B – szerokość pasma,
- T – czas trwania impulsu.

Narzuca to odpowiednie ograniczenia na przedstawioną metodę kodowania sygnałami *up-chirp* i *down-chirp* zer i jedynek sekwencji kodowych. Po to aby podwyższony poziom sygnału szumowego na wyjściu filtru reagującego na sygnał *up-chirp*, gdy na jego wejście podawany jest sygnał *down-chirp*, nie był fałszywie interpretowany, należy pomiędzy tymi sygnałami wprowadzić przerwę równą co najmniej czasowi trwania sygnału. Wynika to z symulacji pokazanych na rysunku 5.2.

Jak widać z rysunku 5.3 sygnały chirp jednego typu przychodzące bezpośrednio po sobie na wejście filtru przeznaczonego do ich wykrywania, tylko nieznacznie podwyższają poziom listków bocznych, w porównaniu z przypadkiem, gdy odstęp pomiędzy nimi jest równy czasowi trwania impulsu.

Przedstawienie jedynek i zer sekwencji kodowych za pomocą odpowiednich sygnałów chirp powinno uwzględniać bezpośrednie występowanie po sobie identycznych symboli sekwencji kodowej.

Rozpatrzmy przykładowe kodowanie sygnałami *up-chirp* jedynek, a sygnałami *down-chirp* zer sekwencji szumopodobnej 11010.

Sygnał sondujący ma wtedy postać:

upup_down_up_down

gdzie:

- up – sygnał *up-chirp*,
- down – sygnał *down-chirp*,
- – przerwa pomiędzy sygnałami.

Sygnał sondujący utworzony na podstawie tej samej sekwencji szumopodobnej, gdy do kodowania jedynek i zer użyje się tylko sygnału *up-chirp* będzie można zapisać jako:

upup_upup_up_upup_up

5.2. Rozpoznawanie sekwencji krótkich sygnałów chirp w warunkach szumów

Autor proponuje dokonać oceny stopnia rozpoznania sekwencji sygnałów chirp opisanych w podrozdziale 5.1 w obecności szumów na podstawie poniższego modelu.

Prawdopodobieństwo poprawnego rozpoznania kodu szumopodobnego, w którym zera i jedynek są reprezentowane przez sygnały chirp, można określić w poniższy sposób.

Należy wprowadzić następujące określenia [70, 71]:

- A – zdarzenie polegające na poprawnym rozpoznaniu ciągu kodowego,
- B_k – zdarzenie polegające na wystąpieniu k błędów w odebranym ciągu kodowym,
- C_i – zdarzenie polegające na błędnym rozpoznaniu sygnału chirp reprezentującego i -tą pozycję ciągu kodowego,
- $P(A/B_k)$ – prawdopodobieństwo warunkowe poprawnego rozpoznania ciągu kodowego przy wystąpieniu w nim k błędów,
- $P(C_i) = p_i$ – prawdopodobieństwo błędnego rozpoznania chirpu reprezentującego i -tą pozycję ciągu kodowego,
- $P(B_k)$ – prawdopodobieństwo wystąpienia w odebranym ciągu kodowym k błędów.

Zbiór $\{P(B_k): k = \overline{0, n}\}$ tworzy układ zupełny zdarzeń, a zatem:

$$\sum_{k=0}^n P(B_k) = 1 \quad (5.4)$$

Stosując wzór na prawdopodobieństwo całkowite można wyznaczyć prawdopodobieństwo poprawnego rozpoznania ciągu kodowego jako:

$$P(A) = \sum_{k=0}^n P(A/B_k)P(B_k), \quad \text{gdzie: } n - \text{długość kodu} \quad (5.5)$$

Zakładając, że zdarzenia polegające na błędnym rozpoznaniu sygnałów chirp reprezentujących poszczególne pozycje ciągu kodowego są parami niezależne:

$$P(C_i/C_j) = P(C_i) = p \quad \text{dla } i \neq j, \quad i, j = \overline{1, n} \quad (5.6)$$

gdzie:

- C_i – zdarzenie polegające na błędnym rozpoznaniu i -tego sygnału chirp,
- C_j – zdarzenie polegające na błędnym rozpoznaniu j -tego sygnału chirp,
- $i, j = \overline{1, n}$.

Z przyjętych założeń wynika, że rozkład prawdopodobieństwa zdarzeń C_i ($i = \overline{1, n}$) jest rozkładem dwumianowym (Bernoulliego).

Prawdopodobieństwo $P(B_k)$ wystąpienia k błędów w odebranych ciągu kodowym można więc wyznaczyć z wyrażenia:

$$P(B_k) = \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k} \quad (5.7)$$

Prawdopodobieństwa warunkowe $P(A/B_k)$ wyznacza się metodą symulacji komputerowej.

Dla kodu o długości n przy założeniu, że wystąpiło w nim k błędów jest $\binom{n}{k}$ możliwych rozkładów błędów w tym ciągu. Dla każdego możliwego rozkładu błędów w ciągu kodowym na podstawie wzorca danego ciągu kodowego symuluje się filtrację dopasowaną. Dla każdej symulacji sprawdza się, czy listek główny jest większy od największego z listków bocznych, co jest warunkiem poprawnego rozpoznania kodu niekształconego na k pozycjach. Jeżeli liczba takich przypadków wynosi m_k , wówczas korzystając z klasycznej definicji prawdopodobieństwa otrzymuje się:

$$P(A/B_k) = \frac{m_k}{\binom{n}{k}}, \quad \text{gdzie: } k = \overline{1, n} \quad (5.8)$$

Z definicji prawdopodobieństwo $P(A/B_0) = 1$, ponieważ $k=0$ oznacza, że w ciągu kodowym nie wystąpił żaden błąd.

W rezultacie podstawiając do wzoru (5.5) prawdopodobieństwa wyznaczone z wyrażen (5.7) i (5.8) i uwzględniając, że $P(A/B_0) = 1$, otrzymujemy ostateczny wzór na prawdopodobieństwo poprawnego rozpoznania ciągu kodowego:

$$P(A) = (1-p)^n + \sum_{k=1}^n \frac{m_k}{\binom{n}{k}} \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k} = (1-p)^n + \sum_{k=1}^n m_k p^k (1-p)^{n-k} \quad (5.9)$$

Jeżeli prawdopodobieństwa błędnego rozpoznania sygnałów reprezentujących jedynkę (p_1) lub zero (p_0) w sekwencji kodowej są różne ($p_0 \neq p_1$), przy niezmiennych pozostałych założeniach, to prawdopodobieństwo $P(A)$ należy wyznaczać z wyrażenia (5.10):

$$P(A) = \sum_{k_1=0}^{n_1} \sum_{k_0=0}^{n_0} \frac{m_{k_1+k_0}}{\binom{n_0+n_1}{k_1+k_0}} \binom{n_1}{k_1} p_1^{k_1} (1-p_1)^{n_1-k_1} \binom{n_0}{k_0} p_0^{k_0} (1-p_0)^{n_0-k_0} \quad (5.10)$$

gdzie:

- n_1 – liczba jedynek w sekwencji kodowej,
- n_0 – liczba zer w sekwencji kodowej,
- $n_0 + n_1 = n$ – długość sekwencji kodowej,
- p_1 – prawdopodobieństwo błędnego rozpoznania jedynki,
- p_0 – prawdopodobieństwo błędnego rozpoznania zera.

Prawdopodobieństwa p , p_0 , p_1 błędnego rozpoznania sygnałów chirp przedstawiających jedynki i zera sekwencji kodowej można wyznaczyć metodą Monte Carlo [169] dla danego poziomu zakłóceń, co zostało opisane w podrozdziale 5.1.

W tabeli 1. (załącznik) przedstawiono wyniki symulacji wyznaczające prawdopodobieństwa $P(A/B_k)$ oraz wartości maksymalnej liczby błędów k_{max} w sekwencji kodowej, dla których kod jest zawsze rozpoznawany. Obliczenia przeprowadzone zostały dla dwóch przypadków:

- przy uwzględnianiu wszystkich splotów,
- przy wykorzystaniu operacji nieliniowych na splotach.

Otrzymane wyniki pokazują, że stosowanie operacji nieliniowych przy filtracji dopasowanej sekwencji kodowych zwiększa prawdopodobieństwo $P(A/B_k)$ ich rozpoznania przy występowaniu błędnych symboli w sekwencji kodowej. W niektórych przypadkach rośnie o jeden, a nawet o dwa maksymalna liczba błędów k_{max} , przy których kod jest rozpoznawany z prawdopodobieństwem równym jeden (poz. 22, 37, 38, 43, 46, 48, 49, 50 w tabeli 1 w załączniku).

Znając prawdopodobieństwa błędnego rozpoznania sygnałów chirp, można posługując się wyrażeniem (5.9) lub (5.10) oszacować prawdopodobieństwo poprawnego rozpoznania sygnału sondującego, utworzonego z sekwencji sygnałów chirp zbudowanej na podstawie wybranej sekwencji kodowej.

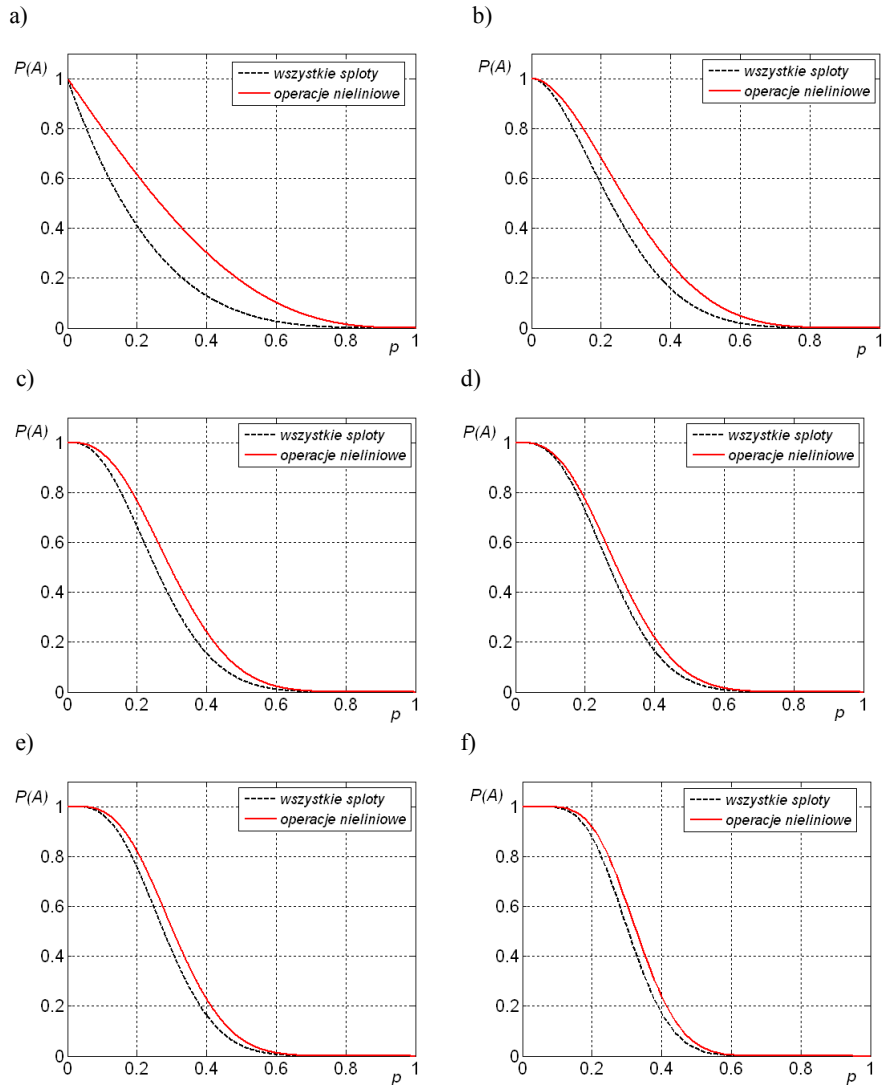
W tabeli 5.2 przedstawiono maksymalne prawdopodobieństwa błędnego rozpoznania sygnału chirp, dla których dana sekwencja kodowa jest jeszcze bezbłędnie rozpoznawana ($P(A) = 1$). Na rysunku 5.4 pokazane zostały wykresy zmian prawdopodobieństwa $P(A)$ poprawnej interpretacji przykładowych sekwencji kodowych w zależności od prawdopodobieństwa p błędnego rozpoznania sygnału chirp. Wyniki obliczeń przedstawione w tabeli 5.2 oraz na wykresach uzyskano przy założeniu, że prawdopodobieństwa przekłamania zer i jedynek w sekwencji kodowej są takie same ($p_0 = p_1 = p$). Analizując dane zawarte w tabeli 5.2 można stwierdzić, że stosowanie operacji nieliniowych pozwala na bezbłędne rozpoznawanie sekwencji kodowych, przy większym poziomie błędów pojawiających się na etapie rozpoznawania pojedynczych symboli kodu, które są reprezentowane sygnałami chirp. Z danych zawartych w tabeli 4.5 i tabeli 5.2 można wnioskować, jaki poziom szumów zakłócających odbiór pojedynczych sygnałów chirp o danym BT nie będzie miał istotnego wpływu na bezbłędne rozpoznawanie wybranej sekwencji kodowej zbudowanej z ich wykorzystaniem.

Przykładowo szum na poziomie -6 dB powoduje błędne rozpoznawanie sygnału chirp o $BT=15$ na poziomie 1,44%, stosując sekwencję kodową 00001100110101 zbudowaną na bazie tych sygnałów zapewniamy jej bezbłędne rozpoznawanie. Ta sama sekwencja kodowa wykorzystująca sygnały chirp o $BT=37.5$ będzie bezbłędnie rozpoznawana przy zaszumieniu na poziomie -9 dB.

Tabela 5.2. Maksymalne prawdopodobieństwa błędnego rozpoznania sygnału chirp, dla których dana sekwencja kodowa jest jeszcze bezbłędnie rozpoznawana ($P(A) = 1$)

$Lp.$	Słowo kodowe	Typ	n	WS p_{max}	ON p_{max}
1	100	A	3	0	0
2	110	BW	3	0	0
3	1110	B	4	0	0
4	1101	B	4	0	0
5	1100	W	4	0	0
6	11101	BA	5	0	0
7	11010	W	5	0	0
8	1000100	A	7	0.0011	0.0012
9	0001101	B	7	0.0005	0.0010
10	1110100	W	7	0.0015	0.0017
11	00001101	N	8	0.0015	0.0021
12	00011101	N	8	0.0015	0.0020
13	110100001	A	9	0.0023	0.0028
14	000011101	N	9	0.0018	0.0021
15	001111101	N	9	0.0019	0.0021
16	0000011010	N	10	0.0024	0.0028
17	0000110101	N	10	0.0024	0.0028
18	10100110000	A	11	0.0073	0.0086
19	11100010010	BN	11	0.0073	0.0097
20	11101101000	W	11	0.0075	0.0087
21	00001011001	N	11	0.0075	0.0090
22	000111101101	N	12	0.0045	0.0101
23	001100000101	N	12	0.0083	0.0097
24	1111100110101	AB	13	0.0114	0.0117
25	0000001100101	N	13	0.0098	0.0098
26	1111100101000	W	13	0.0093	0.0098
27	0000010110011	N	13	0.0095	0.0109
28	00001100110101	N	14	0.0115	0.0159
29	00110011111010	N	14	0.0116	0.0160
30	001111100110101	N	15	0.0175	0.0214
31	000011001001010	N	15	0.0181	0.0213
32	0000011001101011	N	16	0.0197	0.0221
33	0000111011101101	N	16	0.0191	0.0212
34	11101111001011101	A	17	0.0201	0.0205
35	00001011001110101	N	17	0.0216	0.0248
36	00001111011011101	N	17	0.0213	0.0230
37	000010101101100111	N	18	0.0282	0.0326
38	001100111110100101	N	18	0.0240	0.0344
39	1000001001100010100	A	19	0.0271	0.0286
40	0000111000100010010	N	19	0.0307	0.0338
41	0001110111011011010	N	19	0.0307	0.0342
42	00000100110101001110	N	20	0.0320	0.0360
43	00010001111100101101	N	20	0.0295	0.0372
44	00000101110100111001	N	21	0.0354	0.0378
45	001101100001000010101	N	21	0.0354	0.0395
46	0001000111110011011010	N	22	0.0387	0.0472
47	10011111101100010101100	A	23	0.0395	0.0457
48	00000010101100110100111	N	23	0.0416	0.0468
49	00000011110011001001010	N	23	0.0426	0.0499
50	000111111001000011001010	N	24	0.0405	0.0529
51	00000111001110101010110	N	24	0.0456	0.0529

WS – uwzględniane wszystkie spłoty,
 ON – operacje nieliniowe na spłotach



Rys. 5.4. Zmiana prawdopodobieństwa rozpoznania sekwencji kodowej dla słowa kodowego w funkcji prawdopodobieństwa p nie rozpoznania sygnału chirp: a) sekwencja 1101 typu B o długości $n = 4$, b) sekwencja 0001101 typu B o długości $n = 7$, c) sekwencja 11100010010 typu BN o długości $n = 11$, d) sekwencja 1111100110101 typ AB o długości $n = 13$, e) 0 01111100110101 typu N o długości $n = 15$, f) sekwencja 000001110011101010110110 typu N o długości $n = 24$

Opracowane metody mogą być wykorzystane również do transmisji danych w obecności dużych zakłóceń [126].

6. Oryginalne opracowane struktury odbiorników o granicznej rozdzielczości do rozpoznawania pojedynczych krótkich sygnałów chirp

W podrozdziale 4.1 omówiono wpływ rozbieżności w próbkowaniu sygnału chirp oraz wyznaczaniu współczynników charakterystyki impulsowej filtru na jego kompresję. Rozbieżności spowodowane są tym, że współczynniki charakterystyki impulsowej filtru określane są w innych momentach czasu niż próbki sygnału przychodzącego na wejście przetwornika *ADC*. Różnice te określa nierówność (4.1). Rysunek 6.1 ilustruje zmiany kompresji przykładowego sygnału chirp, w zależności od różnicy czasu Δt pomiędzy momentami ustalania współczynników charakterystyki impulsowej filtru a momentami, w których są pobierane próbki sygnału doprowadzonego na wejście przetwornika.

Symulacje zmian kompresji sygnału chirp, w zależności od przesunięcia czasowego Δt przeprowadzone zostały dla optymalnych faz początkowych, optymalnej częstotliwości próbkowania przy korzystaniu z okna prostokątnego, operacji nieliniowych oraz przy założeniu, że listek główny zawiera tylko jedną próbkę.

Charakterystyki zmian kompresji sygnału chirp przedstawione na rysunku 6.1b) wyznaczone zostały dwiema różnymi metodami:

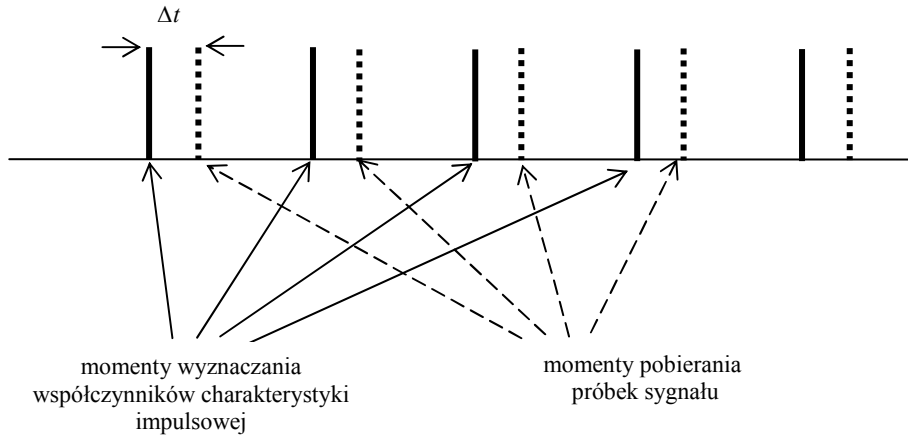
- charakterystyka zaznaczona linią ciągłą wyznaczona została przy założeniu, że współczynniki charakterystyki impulsowej filtru zostały określone dla optymalnych parametrów sygnału i optymalnej częstotliwości próbkowania, a próbki sygnału pobrane zostały dla różnych czasów opóźnień Δt w stosunku do momentów, w których określane były współczynniki charakterystyki impulsowej,
- charakterystyka znaczonej linią przerywaną wyznaczona została przy założeniu, że współczynniki charakterystyki impulsowej filtru były wyznaczane dla różnych opóźnień Δt w stosunku do zegara określającego optymalne współczynniki charakterystyki impulsowej (optymalna faza początkowa, optymalna częstotliwość próbkowania), a próbki sygnału pobrane zostały w tych samych momentach, dla których określono charakterystykę impulsową filtru.

6.1. Systemy wykorzystujące girlandę filtrów

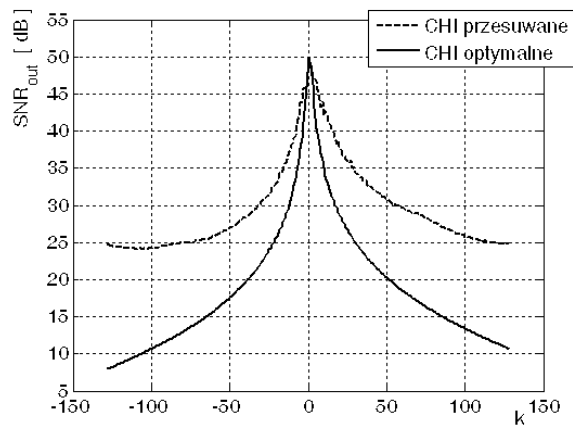
Charakterystyka zmian kompresji sygnału chirp (rys. 6.1b) zaznaczona linią przerywaną nie zapewnia co prawda zawsze maksymalnej kompresji – może się ona zmniejszać nawet do 50% wartości maksymalnej (dla $\Delta t = T_s/2$), ale zawsze przy jednej próbce w listku głównym. Na rysunku 6.2 przedstawiono system filtrów dopasowanych zapewniający kompresję sygnałów chirp z wykorzystaniem tej charakterystyki [117].

W rozwiązaniu tym wykorzystany został jeden wspólny przetwornik analogowo-cyfrowy (*ADC*) i n równoległych filtrów dopasowanych $F1, \dots, Fn$, których współczynniki wagowe charakterystyk impulsowych są umieszczone odpowiednio w pamięciach $M1, \dots, Mn$. Analogowo-cyfrowe przetwarzanie sygnału odbywa się z optymalną częstotliwością próbkowania f_s , natomiast każda filtracja sygnału wejściowego dokonuje się na podstawie splotu w dziedzinie czasu próbek sygnału wejściowego oraz współczynników wagowych charakterystyki impulsowej, wyznaczanych odmiennie dla każdego z tych filtrów. Wyniki każdej filtracji poddane zostają operacjom nieliniowym (bloki $D1, \dots, Dn$), a w dalszej kolejności analizie ekstremalnej w celu znalezienia maksymalnej wartości splotów (bloki $AE1, \dots, AEn$). Sygnały z wyjść bloków $AE1, \dots, AEn$ są następnie podawane na blok *MAX*, który wybiera maksymalną wartość sygnału z podanych na jego wejście sygnałów i porównuje z zadanym progiem $\underline{\delta}_v$ oraz podejmuje decyzję o prawidłowej identyfikacji.

a)



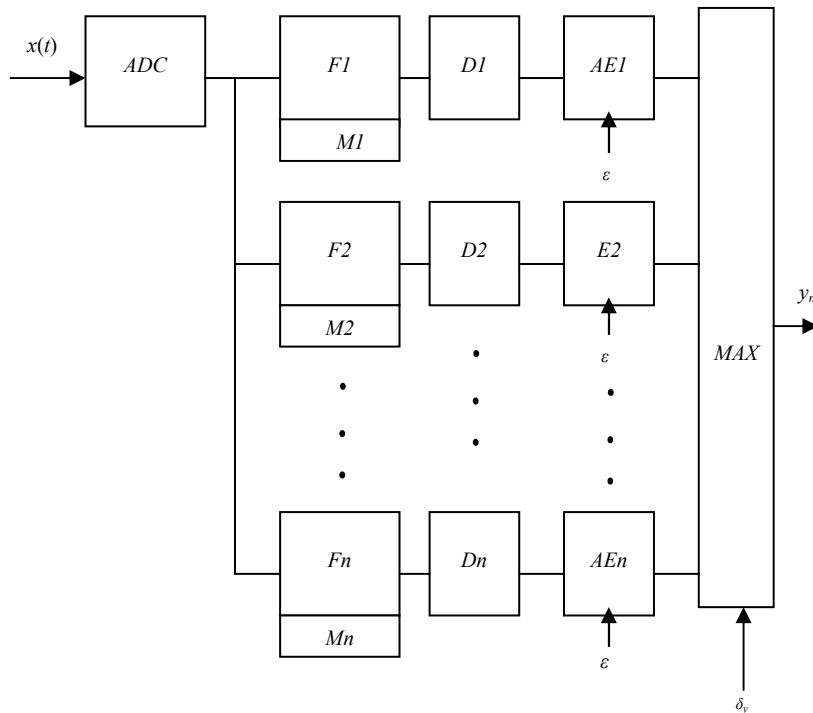
b)



Rys. 6.1. Zmiana kompresji spowodowana brakiem synchronizacji pomiędzy zegarem wyznaczającym momenty próbkowania sygnału chirp a momentem pojawienia się jego na wejściu przetwornika *ADC*: a) przebiegi sygnałów zegarowych określające momenty wyznaczania współczynników charakterystyki impulsowej filtru dopasowanego oraz momenty pobierania próbek sygnału chirp przychodzącego na wejście przetwornika *ADC*, b) charakterystyki zmian kompresji sygnału chirp spowodowane brakiem synchronizacji pomiędzy zegarem próbkującym a momentem pojawienia się sygnału na wejściu przetwornika *ADC*

Rozmyta analiza ekstremalna polega na odnajdywaniu ekstremów sygnału za pomocą porównywania różnic sąsiednich splotów z zadaniem a priori „przedziałem rozmytości ε ”. Jeżeli $\nabla y_i > \varepsilon$ oraz $\nabla y_{i+1} < \varepsilon$, gdzie $\nabla y_i = y_i - y_{i-1}$, $\nabla y_{i+1} = y_{i+1} - y_i$, to występuje lokalne maksimum funkcji. natomiast $\nabla y_i < \varepsilon$ oraz $\nabla y_{i+1} > \varepsilon$, wówczas występuje lokalne minimum tej funkcji. W przypadku, gdy $|\nabla y_i| \leq \varepsilon$ oraz $|\nabla y_{i+1}| \leq \varepsilon$ pojawia się lokalna stałość sygnału, zaś wartość ε determinuje wyrazistość ekstremów.

Współczynniki wagowe każdego filtru zostają dobierane na podstawie przerzedzonego n -krotnie i odwróconego zbioru próbek tego sygnału określanych przy zastosowaniu częstotliwości próbkowania n -krotnie większej niż f_s (tzn. równej nf_s), przy czym liczba współczynników wagowych każdej filtracji jest jednakowa i wyznaczana w zależności od czasu trwania impulsu T i częstotliwości f_s równej $N = ENT(Tf_s)$. Liczba próbek sygnału określona przy wykorzystaniu częstotliwości próbkowania n -krotnie większej niż f_s wynosi wtedy $n \cdot N$, zaś otrzymane w taki sposób charakterystyki impulsowe każdego filtru są przesunięte względem siebie o $k = T_s/n$ (gdzie $T_s = 1/f_s$), co odpowiada przesunięciu fazowemu $360^\circ/n$. Wynika z tego, że charakterystyka impulsowa k -tego filtru składa się z k -tych próbek mieszczących się w każdym podstawowym okresie próbkowania T_s spośród ich ogólnej ilości N . W ten sposób rozdzielczość rozpoznawania dąży do granicznej – tylko jedna próbka w listku głównym, pozycja którego lokalizuje się w granicach bieżącego okresu próbkowania z dokładnością T_s/n . Przedstawiony na rysunku 6.2 system filtrów można w prosty sposób zmodyfikować tak, aby każdy z n filtrów wyznaczał również współczynnik kompresji SNR_{out} .

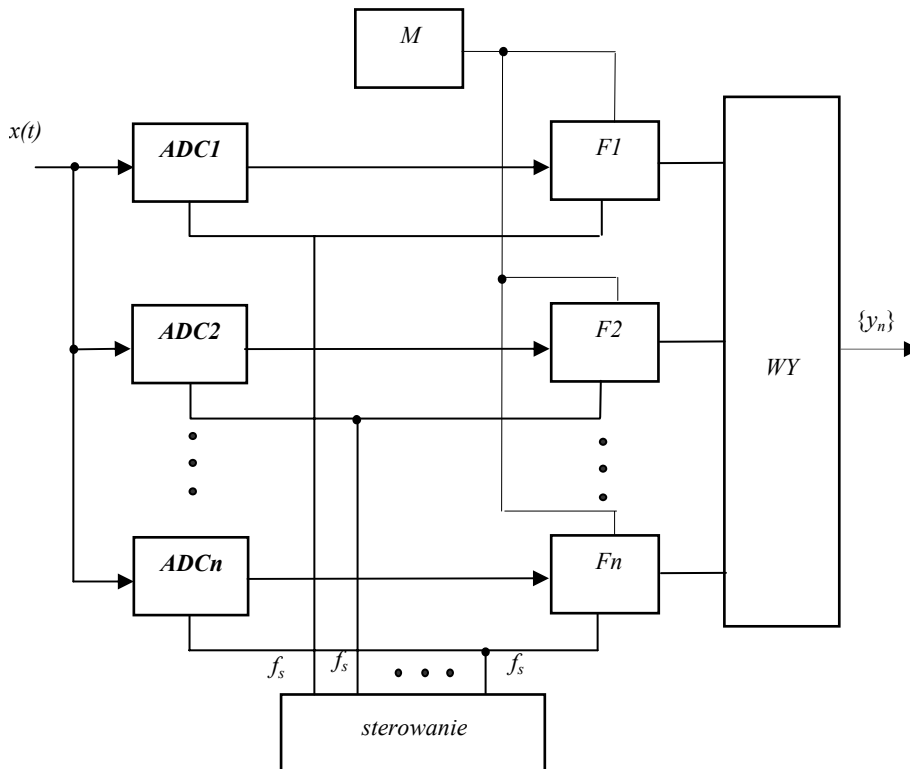


Rys. 6.2. Schemat blokowy systemu do wykrywania krótkich sygnałów chirp składający się z girlandy filtrów (n - równoległych filtrów), w którym wyniki filtracji poddawane są analizie ekstremalnej (wybór splotu o największej wartości) [117]

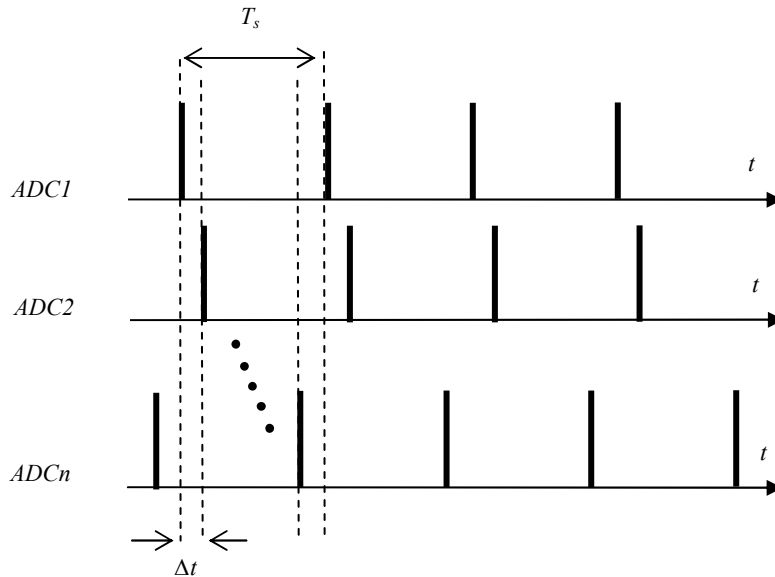
Wystarczy w tym celu znaleźć nie jedno, a dwa kolejne maksima w przedziale czasu określonym przez liczbę N taktów zegarowych, gdzie N jest liczbą współczynników charakterystyki impulsowej. Podejście takie pozwala zwiększać niezawodność

rozpoznawania sygnału chirp, dzięki zastosowaniu jednocześnie dwóch kryteriów – osiągnięcie przez sygnał wyjściowy odpowiedniego progu δ_y i minimalnej zadanej wartości SNR_{out} . Rozwiązanie takie zostało zastosowane przez autora w modelu odbiornika krótkich sygnałów chirp, który przedstawiony został w rozdziale 7.

Drugie rozwiązanie przedstawione na rysunku 6.3 jest systemem równoległych filtrów dopasowanych zapewniającym kompresję sygnałów chirp z wykorzystaniem charakterystyki zaznaczonej na rysunku 6.1b) linią ciągłą [136]. Rozwiązanie to zawsze zapewnia uzyskanie kompresji bliskiej maksymalnej (zależy to tylko od liczby filtrów i przetworników *ADC*) przy zapewnieniu jednocześnie granicznej rozdzielczości (jedna próbka w liście głównym). Wszystkie filtry mają identyczną charakterystykę impulsową, której współczynniki są przechowywane w pamięci M . Każdy filtr dopasowany posiada swój indywidualny przetwornik *ADC* (wejścia przetworników *ADC* są połączone równolegle). Wszystkie przetworniki są taktowane taką samą przesuniętą w czasie (fazie) optymalną częstotliwością próbkowania f_s co pokazane jest na rysunku 6.4. Sygnały wyjściowe z filtrów podawane są do bloku *WY*, który wybiera sygnał z filtru „najbardziej dopasowanego” do odbieranego aktualnie sygnału chirp na podstawie zadanego progu δ_y i minimalnej wartości SNR_{out} . Sygnał wyjściowy bloku (*WY*) zawiera informację o lokalizacji czasowej sygnału lokacyjnego oraz jego identyfikacji.



Rys. 6.3. Schemat blokowy systemu do wykrywania krótkich sygnałów chirp składający się z girlandy filtrów (n -równoległych filtrów) i n przetworników *ADC* zapewniający uzyskanie maksymalnej kompresji przy granicznej rozdzielczości (jedna próbka w liście głównym)



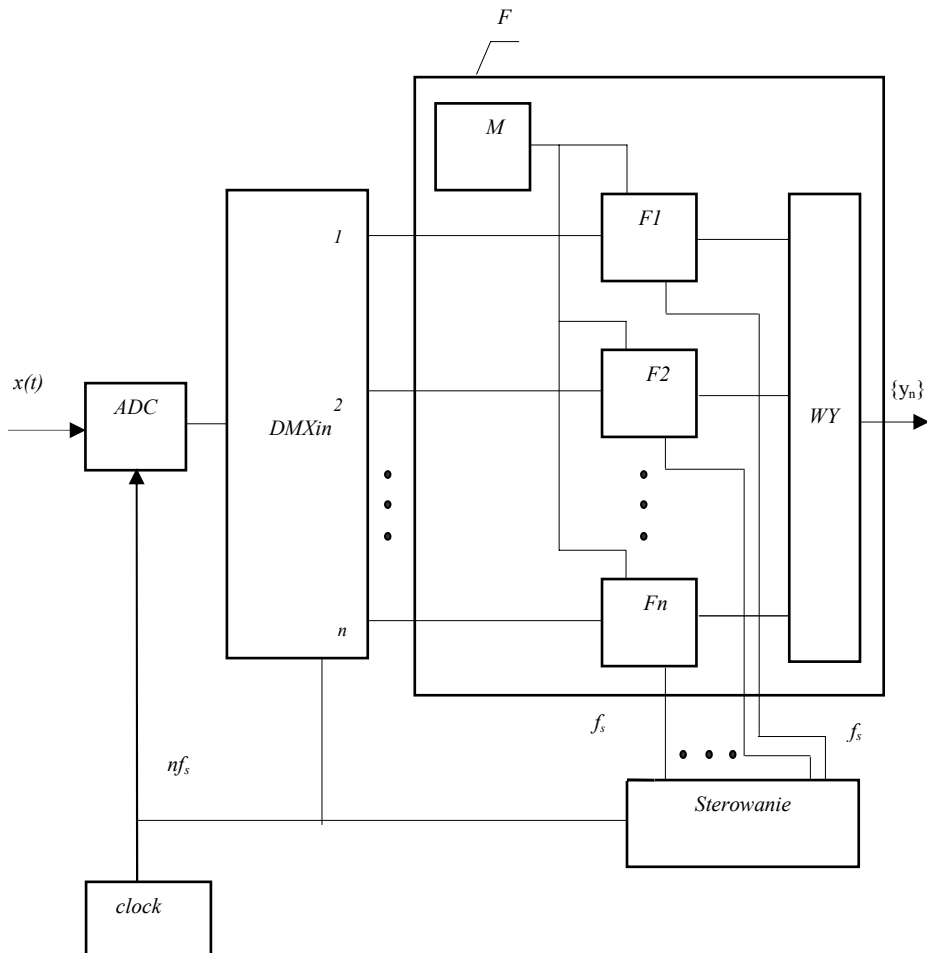
Rys. 6.4. Sposób taktowania przetworników *ADC* umieszczonych na rysunku 6.3

Kolejnym rozwiązaniem pozwalającym uzyskać kompresję bliską maksymalnej przy zastosowaniu n filtrów równoległych i jednego przetwornika *ADC* jest przedstawione na rysunku 6.5 [136].

Wszystkie filtry mają identyczną charakterystykę impulsową, której współczynniki są przechowywane w pamięci M . Przetwornik *ADC* jest taktowany częstotliwością n – krotnie większą niż optymalna (nf_s). Przetwornik *ADC* generuje więc strumień próbek n -krotnie większy (nN , gdzie n jest liczbą filtrów, a N jest liczbą współczynników charakterystyki impulsowej filtru). Do bloku *DMXin* dociera z przetwornika *ADC* strumień próbek w ilości nN , gdzie podlega rozdzieleniu na n strumieni przeszedzonych n -krotnie i przesuniętych w czasie pomiędzy sobą o T_s/n . Strumienie te są następnie podawane na wejścia odpowiednich filtrów dopasowanych taktowanych zegarami o częstotliwościach f_s spełniających zależności czasowe (rys. 6.4). Wyniki filtracji podawane są na wspólny dla wszystkich blok *WY*, który wybiera sygnał z filtru „najbardziej dopasowanego” do odbieranego aktualnie sygnału chirp na podstawie zadanego progu δ_y i zadanej minimalnej wartości SNR_{out} .

Systemy filtrów przedstawione na rysunkach 6.3 i 6.5 dają podobne wyniki, jednak w przypadku zastosowania systemu z jednym przetwornikiem *ADC* taktowanym częstotliwością nf_s wprowadzamy automatycznie ograniczenie na maksymalne pasmo sygnału chirp.

Przykładowo, posiadając przetwornik o maksymalnej prędkości próbkowania wynoszącej 500 MHz/s oraz używając 250 filtrów, wprowadzamy ograniczenie maksymalnego pasma sygnału chirp do 1 MHz.



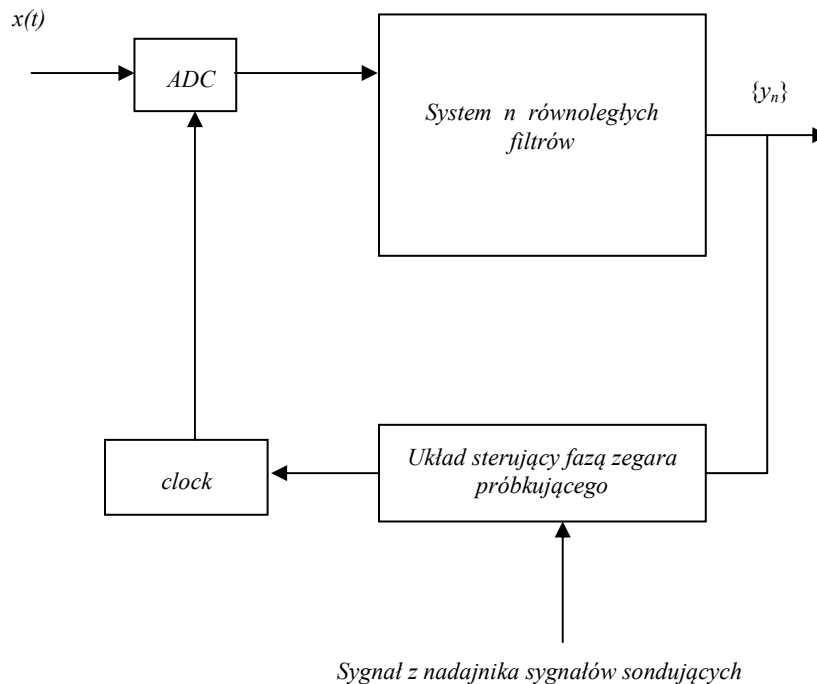
Rys. 6.5. Schemat blokowy systemu do wykrywania krótkich sygnałów chirp składający się z girlandy filtrów (n -równoległych filtrów) i jednego przetwornika ADC taktowanego częstotliwością nf_s zapewniający uzyskanie maksymalnej kompresji przy granicznej rozdzielczości (jedna próbka w listku głównym)

6.2. System z automatyczną regulacją parametrów filtru

Przedstawiony na rysunku 6.2 system n równoległych filtrów zapewnia uzyskanie granicznej rozdzielczości przy zmieniającej się kompresji dla każdego odebranego sygnału, która w najgorszym przypadku, gdy $\Delta t = T_s/2$, osiąga tylko 50% wartości maksymalnej. Można to poprawić wprowadzając do tego rozwiązania sprzężenie zwrotne, dzięki któremu będzie możliwa automatyczna regulacja fazy zegara sterującego pracą przetwornika ADC , tak aby po odebraniu kilku sygnałów chirp momenty próbkowania zsynchronizowały się z momentami, dla których określone były współczynniki optymalnej charakterystyki impulsowej filtru. Zmiana fazy zegara będzie podejmowana przez układ sterujący na podstawie wyników uzyskanej kompresji (SNR_{out}) w bieżącym

i poprzednim okresie detekcji sygnału chirp, przy jednoczesnym uwzględnianiu informacji o kierunku poprzedniej zmiany fazy zegara próbkującego. Układ sterujący jest zaprojektowany tak, aby po odebraniu kilku sygnałów osiągnąć maksymalną wartość SNR_{out} .

Na rysunku 6.6 przedstawiony został schemat blokowy odbiornika sygnałów chirp z automatyczną regulacją fazy zegara próbkującego [137].



Rys. 6.6. Schemat blokowy odbiornika sygnałów chirp z automatyczną regulacją fazy zegara próbkującego

Przedstawiony na rysunku 6.6 system n równoległych filtrów ma strukturę taką, jak na rysunku 6.2, a sposób wyznaczania dla nich współczynników charakterystyki impulsowej został opisany w podrozdziale 6.1. Sygnał z nadajnika sygnałów sondujących umożliwia układowi sterującemu określenie bieżącego i poprzedniego okresu detekcji sygnału przychodzącego na wejście odbiornika.

7. Zrealizowane odbiorniki krótkich sygnałów chirp na bazie FPGA

Układy FPGA ze względu na swoją budowę charakteryzują się dużą prędkością, wydajnością i niezawodnością [19, 20, 47, 67, 82, 91]. Układy te idealnie nadają się do implementacji „ścieżek” danych występujących w filtracji cyfrowej [23, 29, 31, 33, 163, 165, 166]. Filtry oparte na strukturach programowalnych FPGA mogą być implementowane w równoległych potokowych strukturach, co znacznie poprawia ich całkowitą wydajność. Głównym celem przy projektowaniu filtrów cyfrowych jest minimalizacja złożoności obliczeniowej, która zależy od liczby wykorzystywanych układów mnożących i sumujących w projektowanym filtrze cyfrowym. Zaproponowane w pracy systemy filtrów dopasowanych zostały zaimplementowane z wykorzystaniem języka VHDL. Wykorzystano implementację zarówno na poziomie przesłań między rejestrowych (RTL), jak i na poziomie strukturalnym. System filtrów dopasowanych zaprojektowany został na bazie układu Virtex-4 firmy Xilinx. Podstawowymi komponentami używanymi przy projektowaniu filtru dopasowanego są sumatory, układy mnożące oraz elementy opóźniające. Układy serii Virtex-4 mają wbudowane komórki DSP48, które zawierają powyższe elementy, co czyni je idealnymi do implementacji filtrów dopasowanych.

Układy serii Virtex-4 można podzielić na trzy grupy:

- LX – ukierunkowane na aplikacje wymagające dużo zasobów logicznych,
- SX – przeznaczone dla aplikacji DSP,
- FX – dedykowane dla wbudowanych procesorów.

W strukturach serii Virtex-4 można więc implementować takie bloki, jak [167, 168]: procesory Power PC, nadajniki szeregowe o prędkości do 6.5 GB/s, Ethernet MAC, aplikacje multimedialne, dedykowane slice DSP, układy zarządzania szybkim zegarem itd.

Przy implementacji systemu filtrów dopasowanych autor wykorzystywał zestaw ewaluacyjny XtremeDSP Development Kit – Virtex-4 Edition firmy Nallatech. Zestaw ewaluacyjny składa się z płytki bazowej *BenONE – Kit* i modułu *BenADDA DIME-II* [100-104].

Płytki bazowa *BenONE – Kit* zawiera:

- podstawkę pod moduł *BenADDA DIME-II*,
- Spartan II będący mostkiem pomiędzy modułem a interfejsem PCI,
- programowalne układy generacji sygnałów zegarowych,
- port JTAG,
- port RS-232.

Moduł *BenADDA DIME-II* zawiera :

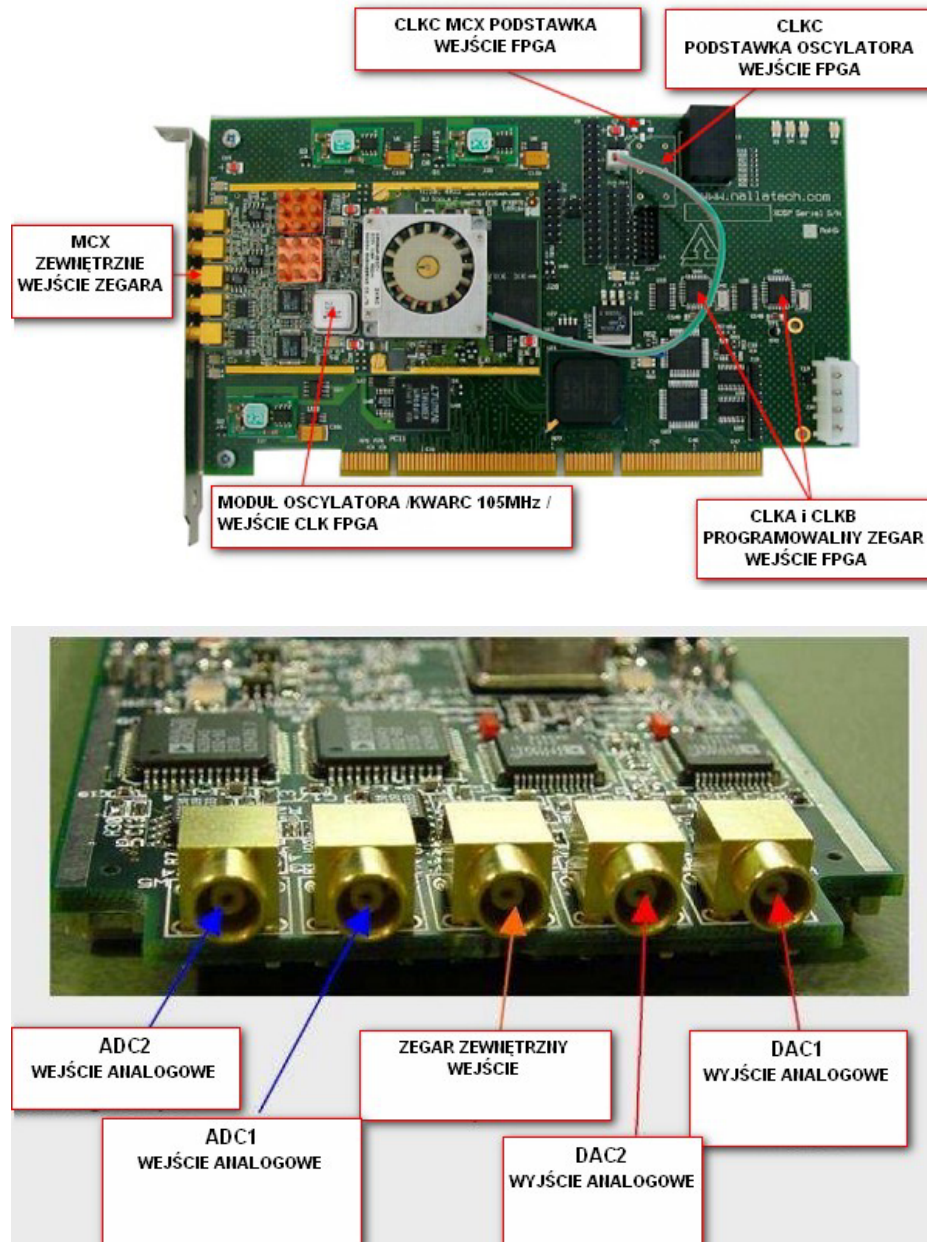
- Virtex-4 user FPGA XC4SX35 – 10FF668,
- Virtex-II XC2V80-4CS144 służący do dystrybucji zegara,
- 2 niezależne przetworniki ADC – AD6645 (14-bit, 105 MSPS),
- 2 niezależne przetworniki DAC – AD9772 (16-bit, 160 MSPS),
- 2 ZBT – SRAM (133 MHz, 512 k słów 32-bitowych).

Układ FPGA zawiera [100, 167, 168]:

- 15360 slices,
- 192 DSP48,
- 3456 kbit RAM,
- 448 IO.

Układ wykonany jest w technologii 500 MHz.

Zestaw XtremeDSP Development Kit Virtex-4 Edition firmy Nallatech przedstawiono na rysunku 7.1.



Rys. 7.1. Zestaw ewaluacyjny XtremeDSP Development Kit – Virtex-4 Edition firmy Nallatech [100, 101]

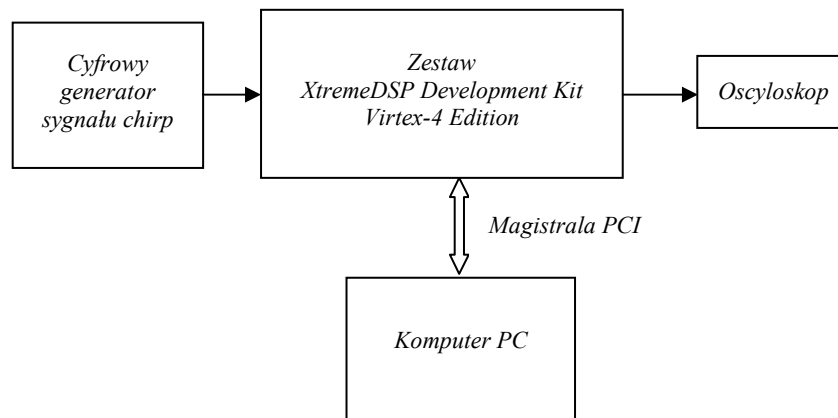
Wykorzystując zestaw ewaluacyjny XtremeDSP Development Kit – Virtex-4 Edition autor zaimplementował modele filtrów dopasowanych (w formie girlandy filtrów), umożliwiającą detekcję sygnałów chirp o następujących parametrach:

- $BT = 37.5$, $f_1 = 0$ MHz, $f_2 = 15$ MHz, $T = 2.5$ μ s (*up-chirp*),
- $BT = 37.5$, $f_1 = 15$ MHz, $f_2 = 0$ MHz, $T = 2.5$ μ s (*down-chirp*),
- $BT = 15$, $f_1 = 0$ MHz, $f_2 = 15$ MHz, $T = 1$ μ s (*up-chirp*),
- $BT = 15$, $f_1 = 15$ MHz, $f_2 = 0$ MHz, $T = 1$ μ s (*down-chirp*).

Ponieważ zaimplementowane w strukturze FPGA filtry dopasowane mogą pracować z wielokrotnością częstotliwości próbkowania, zatem możliwe jest zoptymalizowanie zużytych zasobów DSP48. Zilustrować to można na następującym przykładzie.

Filtr dopasowany do detekcji sygnału chirp o $BT = 37.5$ wymaga 76 współczynników charakterystyki impulsowej. Gdyby częstotliwość pracy filtru wynosiła tyle samo co częstotliwość próbkowania (np. 30 MHz), wówczas potrzebne byłoby 76 komponentów DSP48. Jeżeli filtr pracować będzie z częstotliwością 300 MHz to możliwe jest zmniejszenie potrzebnych komponentów DSP48 do 8 (300/30). Wynika z tego, że w jednej strukturze XC4SX35 można zaimplementować girlandę 24 filtrów dopasowanych przeznaczonych do detekcji sygnału chirp(0-15) o czasie trwania $T = 2.5$ μ s ($BT=37.5$).

Na rysunkach 7.2-7.4 przedstawiono wyniki detekcji sygnału chirp(0-15) o czasie trwania $T = 2.5$ μ s ($BT = 37.5$), otrzymane na stanowisku badawczym.



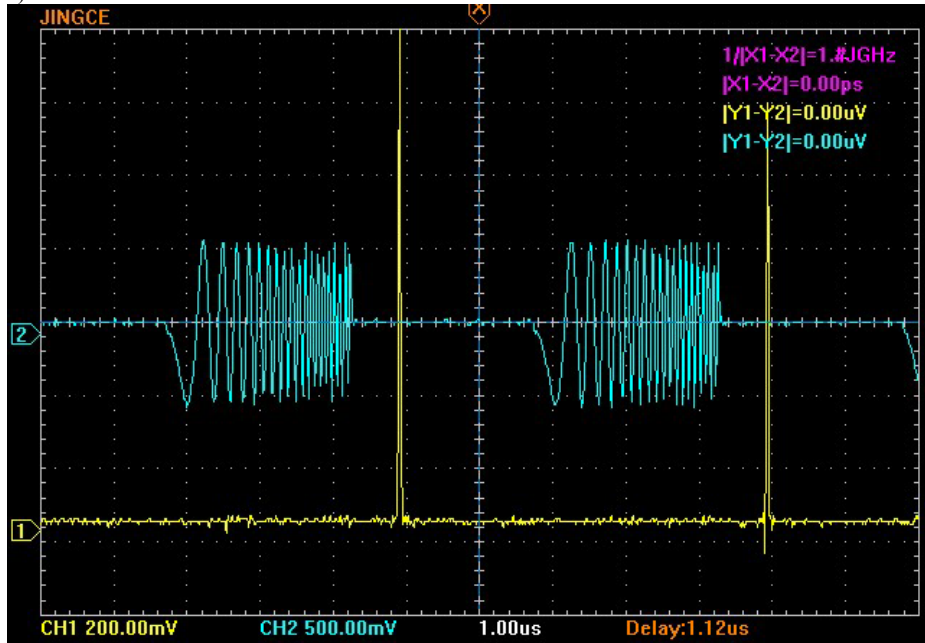
Rys. 7.2. Konfiguracja stanowiska pomiarowego

Przy dyskretyzacji sygnału chirp używano osiem najstarszych bitów przetwornika ADC, znajdującego się w zestawie (*XtremeDSP Development Kit – Virtex-4 Edition*). Wyniki filtracji wprowadzane były poprzez magistralę PCI do komputera, a następnie wyświetlane w postaci graficznej na monitorze. Wyniki filtracji wyprowadzane były również poprzez przetwornik 16-bitowy DAC (znajdujący się w zestawie) na wejście oscyloskopu.

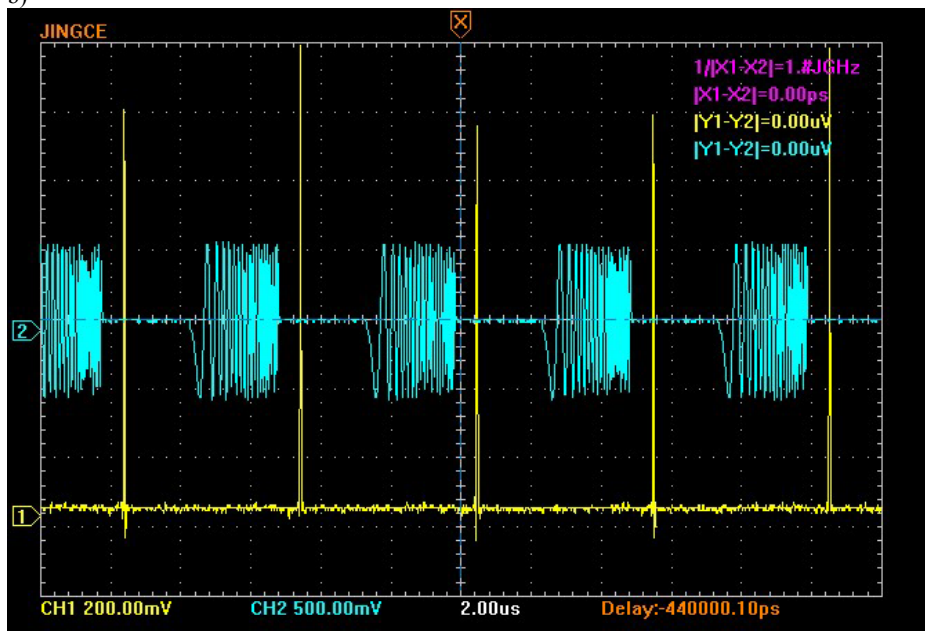
Przykładowe zdjęcia oscylogramów oraz zrzuty obrazów z monitora komputera przedstawiono na rysunkach 7.3 i 7.4.

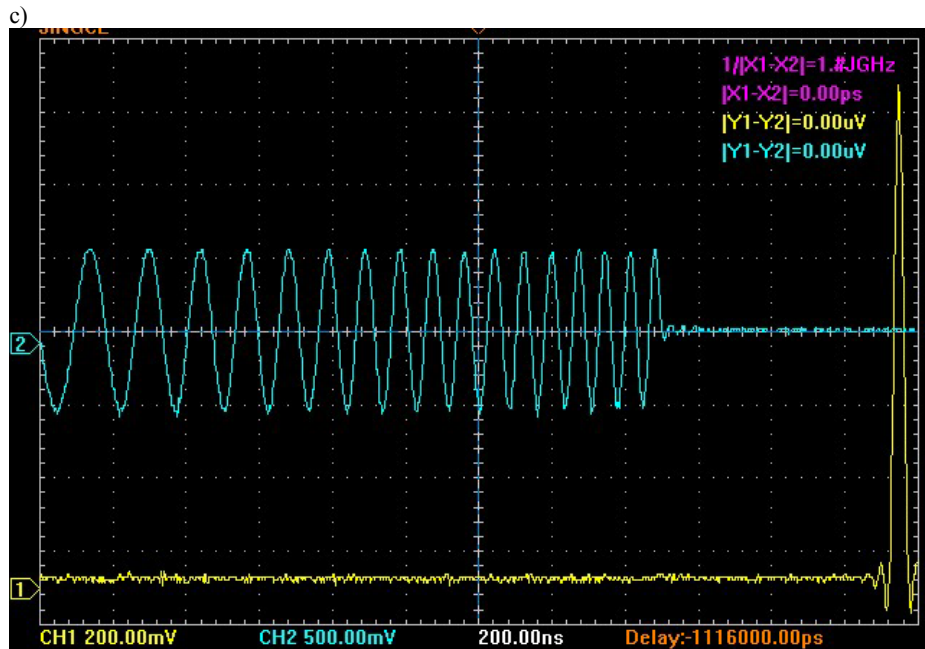
Otrzymane pomiary kompresji sygnałów chirp z użyciem zaprojektowanych systemów filtrów pokrywają się z wynikami przeprowadzanych symulacji komputerowych.

a)

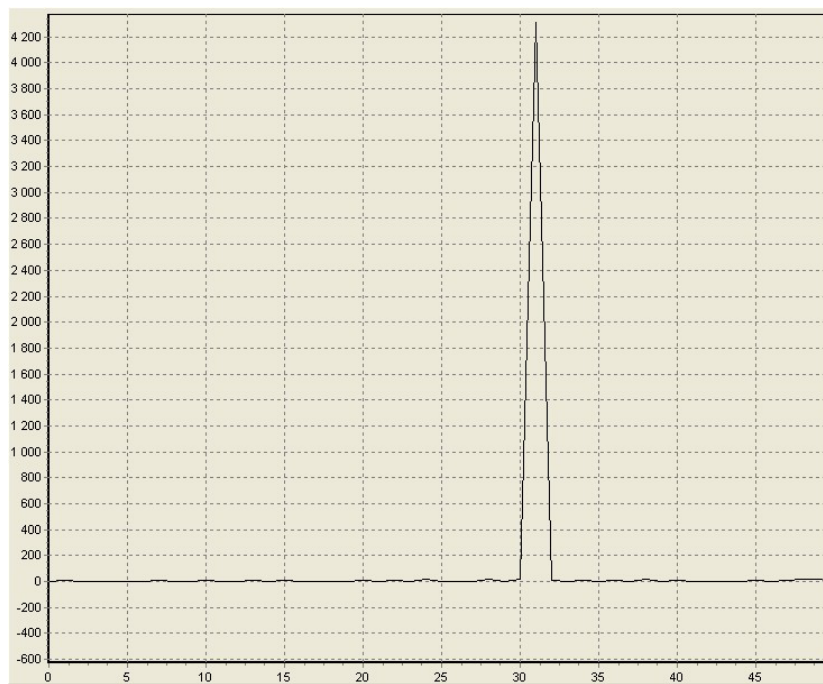
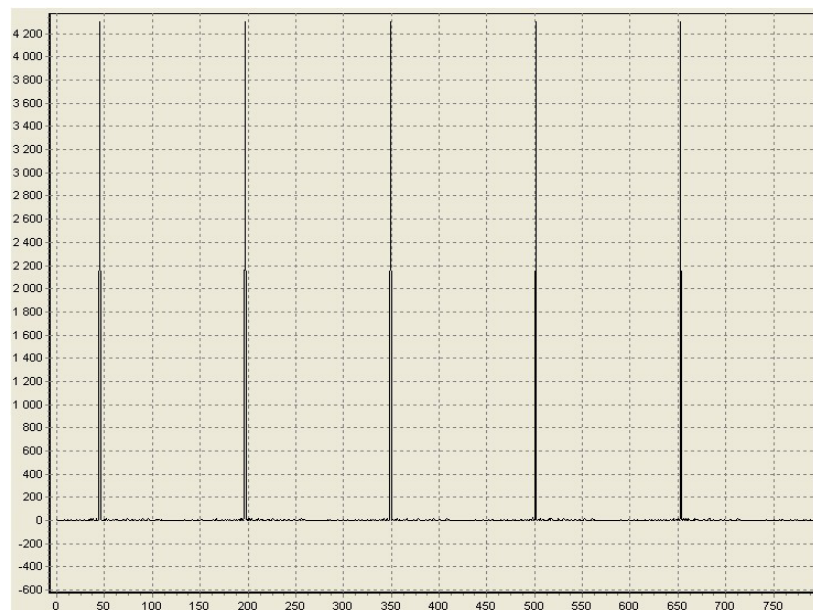


b)





Rys. 7.3. Przebiegi pojawiające się na oscyloskopie dla sygnału chirp (0–15) MHz o czasie trwania $T = 2.5 \mu\text{s}$: a), c) sygnał chirp, b) sygnał wyjściowy odbiornika dokonującego detekcji tego sygnału. Generator wysyłał na odbiornik cyklicznie sygnały chirp z przerwą pomiędzy nimi wynoszącą $2.5 \mu\text{s}$



Rys. 7.4. Graficzna prezentacja otrzymanych wyników na monitorze komputera

8. Podsumowanie

W pracy otrzymano szereg rezultatów pozwalających na obróbkę krótkich sygnałów sondujących w czasie rzeczywistym, przy jednoczesnym osiągnięciu dużej kompresji tych sygnałów, z równoczesnym uzyskiwaniem maksymalnej możliwej rozdzielczości czasowej (tylko jedna próbka w listku głównym) w procesie ich detekcji.

Do najważniejszych z nich należą:

1. Zaproponowano efektywne i ekonomiczne algorytmy oraz struktury detekcji wąskopasmowych sygnałów w obecności zakłóceń opartych na formatach różnicowych *MDPCM* i *signDM*.
2. Wykazano, że na kompresję krótkich sygnałów chirp w dziedzinie czasu, istotny wpływ mają: faza początkowa, częstotliwość początkowa, częstotliwość próbkowania tych sygnałów i charakterystyki impulsowe filtrów. Pokazano, że mają one istotny wpływ na prostokątność widma amplitudowego sygnału chirp przy wykorzystaniu okna prostokątnego. Do oceny prostokątności widma zaproponowano minimalizację jego wariancji. Udowodniono, że optymalna częstotliwość próbkowania mieści się zawsze w granicach $f_N \leq f_{sopt} \leq f_N + 0.07f_N$ niezależnie od BT .
3. Udowodniono, że maksymalną kompresję (tylko jedna próbka w listku głównym) uzyskuje się, gdy wariancje prostokątnych widm sygnału chirp i charakterystyki impulsowej filtru osiągają wartości minimalne, przy jednoczesnym doborze ww. parametrów oraz wykorzystaniu operacji nieliniowych na splotach.
4. Wykazano, że operacje nieliniowe wpływają istotnie na kształt widma amplitudowego sygnału wyjściowego, czyniąc je bardziej zbliżone do prostokątnego (minimalizują wariancję tego widma). Pokazano również, że operacje nieliniowe zwiększają prawdopodobieństwo poprawnego rozpoznania sekwencji kodowych przenoszonych przez sygnały chirp w warunkach szumów.
5. Pokazano, że szum dolnopasmowy bardziej wpływa na błędy rozpoznania sygnałów chirp oraz ich kompresję niż szum gaussowski o identycznym SNR_{in} . Błędy rozpoznania pojawiają się przy mniejszym o kilka dB zaszumieniu, a średnia wartość współczynnika kompresji SNR_{out} jest o kilka decybeli mniejsza.
6. Wykazano, że wariancja widma sygnałów chirp z niezerową częstotliwością początkową jest większa niż sygnałów z zerową częstotliwością początkową i wzrasta w miarę wzrostu częstotliwości początkowej, co prowadzi do mniejszej ich kompresji. Wyjątkiem są sygnały o $BT < 20$, dla których przy częstotliwościach początkowych mniejszych niż $0.01B$ można uzyskać nieznaczny wzrost kompresji, jednak dalsze zwiększanie częstotliwości początkowej powoduje zmniejszanie kompresji takiego sygnału. Pokazano, że w miarę wzrostu częstotliwości początkowej sygnału chirp maleje wpływ fazy początkowej na jego kompresję, a gdy częstotliwość początkowa przekroczy $0.1B$, wówczas maksymalna kompresja praktycznie nie zależy od BT . Udowodniono, że możliwe jest uzyskiwanie przez sygnały chirp z niezerową częstotliwością początkową identycznych kompresji co sygnałów o takim samym BT z zerową częstotliwością początkową w przypadku, kiedy ich częstotliwość początkowa jest wielokrotnością pasma sygnału.

7. Pokazano, że na rozpoznawanie sekwencji kodowych przenoszonych przez sygnały chirp mają wpływ tylko wielkość BT oraz przerwy pomiędzy sygnałami przy zachowaniu ww. parametrów i operacji nieliniowych.
8. Opracowano model probabilistyczny pozwalający oszacować prawdopodobieństwo poprawnego rozpoznania sekwencji kodowej przy zadanym a priori prawdopodobieństwie błędnego rozpoznania sygnału chirp. Pozwala to na wybór optymalnej sekwencji kodowej zapewniającej żadaną pewność jej rozpoznania.
9. Zaproponowano równoległą strukturę filtrów dopasowanych (Patent UP RP №381752) pozwalającą otrzymać graniczną rozdzielczość – jedna próbka w listku głównym przy jego lokalizacji w bieżącym okresie próbkowania.
10. Zaproponowano oryginalny system filtrów zapewniających wykrywanie sekwencji kodowych przenoszonych przez sygnały chirp (Patent UP RP № 205044).

Opracowane w środowisku Matlaba oprogramowanie umożliwiło przeprowadzenie symulacji komputerowych zaproponowanych metod obróbki sygnałów z liniową modulacją częstotliwości oraz weryfikację struktur filtrów. Otrzymane wyniki pozwoliły autorowi na weryfikację danych eksperymentalnych uzyskanych za pomocą modeli filtrów zbudowanych na bazie FPGA wg zaproponowanych podejść, w tym w ramach wykonania projektu rozwojowego Nr N R02 0016 06/2009 „Opracowanie prototypu systemu filtrów dopasowanych umożliwiających rozpoznawanie sekwencji krótkich sygnałów lokacyjnych o zwiększonej rozdzielczości”.

Załącznik 1

1. Prawdopodobieństwa warunkowe $P(A/B_k)$ rozpoznania szumopodobnych sekwencji kodowych przy warunku, że wystąpią w nich k błędy oraz wartości maksymalnej liczby błędów w sekwencji k_{max} , dla której jest ona zawsze rozpoznawana.
2. Zdjęcie stanowiska badawczego.

Tabela 1. Prawdopodobieństwa warunkowe $P(A/B_k)$ oraz k_{max} , WS – uwzględniane wszystkie sploty, ON – stosowane operacje nieliniowe

Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	k	$WSP(A/B_k)$	$ONP(A/B_k)$	WSk_{max}	ONk_{max}
1	100	A	3	>0	0	0	0	0
2	110	BW	3	>0	0	0	0	0
3	1110	B	4	1	0	0.25	0	0
				>1	0	0		
4	1101	B	4	1	0	0.5	0	0
				>1	0	0		
5	1100	W	4	1	0	0.5	0	0
				>1	0	0		
6	11101	BA	5	1	0.6	0.6	0	0
				>1	0	0		
7	11010	W	5	1	0.4	0.6	0	0
				>1	0	0		
8	1000100	A	7	1	1	1	1	1
				2	0.0476	0.1905		
				>2	0	0		
9	0001101	B	7	1	1	1	1	1
				2	0	0.3810		
				>2	0	0		
10	1110100	W	7	1	1	1	1	1
				2	0	0.2381		
				>2	0	0		
11	00001101	N	8	1	1	1	1	1
				2	0.2857	0.6071		
				>2	0	0		
12	00011101	N	8	1	1	1	1	1
				2	0.2143	0.5357		
				>2	0	0		
13	110100001	A	9	1	1	1	1	1
				2	0.7500	0.8333		
				3	0	0.1786		
				>3	0	0		
14	000011101	N	9	1	1	1	1	1
				2	0.6111	0.6944		
				3	0	0.0595		
				>3	0	0		
15	001111101	N	9	1	1	1	1	1
				2	0.6389	0.6944		
				3	0	0.0952		
				>3	0	0		
16	0000011010	N	10	1	1	1	1	1
				2	0.8222	0.8667		
				3	0.1167	0.3333		
				4	0	0.0048		
				>4	0	0		

cd. tabeli 1.

Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	k	$WSP(A/B_k)$	$ONP(A/B_k)$	WSk_{max}	ONk_{max}
17	0000110101	N	10	1	1	1	1	1
				2	0.8222	0.8667		
				3	0.1167	0.3333		
				>3	0	0		
18	10100110000	A	11	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.1939	0.5333		
				4	0	0.0273		
				>4	0	0		
19	11100010010	BN	11	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.2061	0.6606		
				4	0	0.0212		
				>4	0	0		
20	11101101000	W	11	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.2606	0.5394		
				4	0	0.0091		
				>4	0	0		
21	00001011001	N	11	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.2667	0.5758		
				4	0	0.0182		
				>4	0	0		
22	000111101101	N	12	1	1	1	1	2
				2	0.9697	1		
				3	0.5273	0.7818		
				4	0.0141	0.1758		
				>4	0	0		
23	001100000101	N	12	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.6000	0.7500		
				4	0.0020	0.1596		
				>4	0	0		
24	1111100110101	AB	13	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.8986	0.8986		
				4	0.0434	0.3203		
				5	0	0.0101		
				>5	0	0		
25	0000001100101	N	13	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.8217	0.8217		
				4	0.0587	0.2783		
				5	0	0.0031		
				>5	0	0		
				2	1	1		

cd. tabeli 1.

Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	k	$WSP(A/B_k)$	$ONP(A/B_k)$	WSk_{max}	ONk_{max}
26	1111100101000	W	13	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.7867	0.8147		
				4	0.0699	0.2727		
				5	0	0.0008		
				>5	0	0		
27	0000010110011	N	13	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.8007	0.8706		
				4	0.0699	0.2965		
				5	0	0.0101		
				>5	0	0		
28	00001100110101	N	14	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.9231	0.9780		
				4	0.3027	0.6244		
				5	0	0.0320		
				>5	0	0		
29	00110011111010	N	14	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.9258	0.9780		
				4	0.3017	0.6434		
				5	0	0.0694		
				>5	0	0		
30	001111100110101	N	15	1	1	1	3	3
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.5744	0.8220		
				5	0.0037	0.1798		
				6	0	0.0010		
				>6	0	0		
31	000011001001010	N	15	1	1	1	3	3
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.6242	0.8154		
				5	0.0110	0.2218		
				6	0	0.0102		
				>6	0	0		
32	0000011001101011	N	16	1	1	1	3	3
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.8137	0.8857		
				5	0.1028	0.3768		
				6	0	0.0052		
				>6	0	0		

cd. tabeli 1

Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	k	$WSP(A/B_k)$	$ONP(A/B_k)$	WSk_{max}	ONk_{max}
33	0000111011101101	N	16	1	1	1	3	3
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.7846	0.8593		
				5	0.0925	0.3922		
				6	0	0.0181		
				>7	0	0		
34	11101111001011101	A	17	1	1	1	2	2
				2	1	1		
				3	0.9971	0.9971		
				4	0.9113	0.9113		
				5	0.3664	0.5551		
				6	0.0006	0.1134		
				7	0	0.0031		
>7	0	0						
35	00001011001110101	N	17	1	1	1	3	3
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.9134	0.9534		
				5	0.3397	0.6086		
				6	0.0008	0.0678		
>6	0	0						
36	00001111011011101	N	17	1	1	1	3	3
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.9076	0.9282		
				5	0.3264	0.5798		
				6	0.0003	0.0975		
				7	0	0.0001		
>7	0	0						
37	000010101101100111	N	18	1	1	1	3	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.9967	1		
				5	0.6342	0.8190		
				6	0.0213	0.2389		
				7	0	0.0005		
>7	0	0						
38	001100111110100101	N	18	1	1	1	3	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.9634	1		
				5	0.5980	0.8687		
				6	0.0266	0.2912		
				7	0	0.0052		
>7	0	0						

cd. tabeli 1

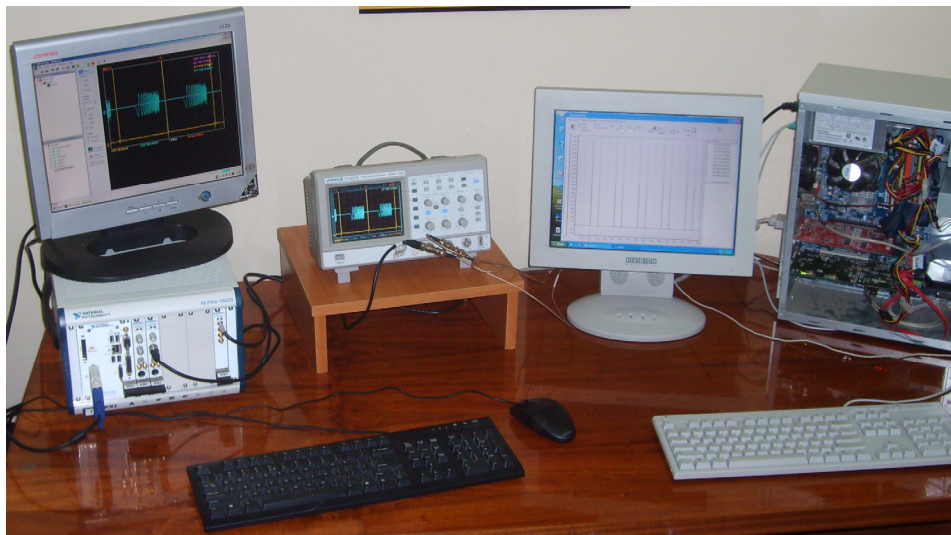
Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	k	$WSP(A/B_k)$	$ONP(A/B_k)$	WSk_{max}	ONk_{max}
39	1000001001100010100	A	19	1	1	1	3	3
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.9897	0.9897		
				5	0.7540	0.8268		
				6	0.1558	0.4072		
				7	0	0.0656		
				8	0	0.0021		
				>8	0	0		
40	0000111000100010010	N	19	1	1	1	4	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.8229	0.8940		
				6	0.1696	0.4566		
				7	0	0.0787		
				8	0	0.0036		
				>8	0	0		
41	0001110111011011010	N	19	1	1	1	4	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.8229	0.9014		
				6	0.1696	0.4673		
				7	0	0.0506		
				>7	0	0		
42	00000100110101001110	N	20	1	1	1	4	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.9015	0.9479		
				6	0.3887	0.6502		
				7	0.0029	0.1279		
				8	0	0.0012		
				>8	0	0		
43	00010001111100101101	N	20	1	1	1	3	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.9938	1		
				5	0.8901	0.9570		
				6	0.3915	0.6996		
				7	0.0038	0.1346		
				8	0	0.0001		
				>8	0	0		

cd. tabeli 1

Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	k	$WSP(A/B_k)$	$ONP(A/B_k)$	WSk_{max}	ONk_{max}
44	000000101110100111001	N	21	1	1	1	4	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.9650	0.9698		
				6	0.6364	0.7943		
				7	0.0477	0.3079		
				8	0	0.0074		
				>8	0	0		
45	001101100001000010101	N	21	1	1	1	4	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.9650	0.9800		
				6	0.6364	0.8087		
				7	0.0477	0.3399		
				8	0	0.0309		
				9	0	0.0002		
>9	0	0						
46	0001000111110011011010	N	22	1	1	1	4	5
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.9887	1		
				6	0.8046	0.9281		
				7	0.2263	0.5759		
				8	0.0005	0.0723		
				>8	0	0		
47	10011111101100010101100	A	23	1	1	1	4	4
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.9910	0.9967		
				6	0.8809	0.9477		
				7	0.4347	0.7052		
				8	0.0167	0.2109		
				9	0	0.0043		
>9	0	0						
48	00000010101100110100111	N	23	1	1	1	4	5
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.9975	1		
				6	0.8913	0.9428		
				7	0.4398	0.6749		
				8	0.0191	0.1912		
				9	0	0.0024		
>9	0	0						

cd. tabeli 1

Lp.	Słowo kodowe	Typ	n	k	$WSP(A/B)$	$ONP(A/B_k)$	WSk_{max}	ONk_{max}
49	00000011110011001001010	N	23	1	1	1	4	5
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	1	1		
				5	0.9984	1		
				6	0.9061	0.9664		
				7	0.4711	0.7536		
				8	0.0212	0.2512		
				9	0	0.0110		
				>9	0	0		
50	000111111001000011001010	N	24	1	1	1	3	5
				2	1	1		
				3	1	1		
				4	0.9998	1		
				5	0.9941	1		
				6	0.9260	0.9853		
				7	0.6249	0.8659		
				8	0.1345	0.4566		
				9	0.0009	0.0427		
				10	0	0.0001		
				>10	0	0		
				51	000001110011101010110110	N		
2	1	1						
3	1	1						
4	1	1						
5	1	1						
6	0.9576	0.9867						
7	0.6691	0.8615						
8	0.1113	0.4301						
9	0	0.0278						
>9	0	0						



Zdjęcie stanowiska badawczego

Literatura

- [1] Alaqeeli A., Starzyk J.A.: *Hardware Implementation of Fast Convolution for GPS Signal Acquisition Using FPGA*. Proceedings Southeastern Symposium on System Theory, Athens, s. 196-206, 2001.
- [2] Allen R.L., Mills D.W.: *Signal Analysis – Time, Frequency, Scale and Structure*. IEEE Press, John Willey & Sons, 2004.
- [3] Antoniou A.: *Digital Signal Processing: Signals systems and filter*. McGraw-Hill, New York, 2005.
- [4] Arthur J. W. : *Modern SAW – Based Pulse Compression Systems for Radar Applications*. Electronics Communication Eng. J., s. 236-246, 1995.
- [5] Azteni C. et al.: *Digital Technology Improves Radar Pulse Compression*. *Microwaves& RF*, s. 64-70, 1993.
- [6] Bao Y., Zhou C., Perkun H., Mao E.: *Recurrent Lobes Reduction of Stepped- - Frequency LFM Pulse Train Rusing Ambiguity Function*. 12th Int. Conference on Information Fusion Seattle, WA, USA, s. 1982-1988, 2009.
- [7] Barton D. K., Cook Ch. E., Hamilton P.: *Radar Evolution Handbook*. Artech House, Inc., 1991.
- [8] Barton E. J.: *Radars Volume 5, Radar Clutter*. Artech House, Massachusetts, 1975.
- [9] Bates R.J.: *Broadband Telecommunications Handbook*. Mc Graw Hill, New York, 2000.
- [10] Bejtan W.: *Wstępne badania możliwości stosowania algorytmów genetycznych do optymalizowania struktury kodu wewnątrz impulsowego sygnału radarowego*. Biuletyn Instytutu Automatyki i Robotyki WAT , 14, Warszawa, 2000.
- [11] Bejtan W., Milewski P.: *Wykorzystanie algorytmów genetycznych do generowania sygnałów radiolokacyjnych z kodowaniem wewnątrzimpulsowym*. Elektronika XLII Warszawa, 2000.
- [12] Bendat J.S., Piersol A.G.: *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*. John Willey & Sons, Inc., New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1986.
- [13] Bernard L.: *Range-Time-Sidelobe Reduction Technique for Derived Polyphase PC codes*. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 29(3), s. 834-840, 1993.
- [14] Bhattacharyya A. K.: *Phased Array Antennas*. John Willey & Sons, 2005.
- [15] Biran A.: *Low- Side lobe SAW Barker 13 Correlator*. *IEEE Ultrasonics Symposium*, s.149-152, 1985.
- [16] Blok E.: *Komputerowy symulator sygnałów radarowych w kanale z zakłóceniami aktywnymi i biernymi*. Krajowe Sympozjum Telekomunikacji '96, Tom A-1. 08, Bydgoszcz, s. 105-114, 1996.
- [17] Buul M. C. W.: *Hybrid D-PCM, A Combination of PCM and DPCM*. *IEEE Transactions on Communications* 26 (3), s. 362-368, 1978.
- [18] Chang Wen - Whei, Gibson J.D. : *Smoothed DPCM Codes*. *IEEE Transactions on Communications*, 39 (9), s. 1351 – 1359, 1991.
- [19] Chapman K.: *Constant Coefficient Multipliers for the XC4000E*. Application Note XAPP054, XILINX, 1996.
- [20] Chapman K. Hardy P., Miller A., George M.: *CDMA Matched Filter Implementation in Virtex Devices*. Application Note XAPP 212, XILINX, 2001.

- [21] Chen W.G., Reilly J.P.: *Detection of the number of signals in the presence of noise with banded covariance matrices*. IEEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 145, 1996, pp. 284-294, 1996.
- [22] Chevalier F.: *Principles of Radar and Sonar Signal Processing*. Artech House, 2002.
- [23] Chiou C., Huang C., Wen K., Wu M.: *A Programmable Pipelined Digital Differential Matched Filter for DSSS Receiver*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 19 (11), s. 2142-2150, 2001.
- [24] Contei E.: *Modeling and simulation of non-Rayleigh radar clutter*. IEEE Proceedings, 138 (2), s. 121-132, 1991.
- [25] Cook C. E., Bernfeld M.: *Radar signals*. Artech House, Norwood, 1993.
- [26] Cooper, B.F.C.: *Correlators with Two Bit Quantization*. Aust. J. Phys. 23, s. 521-527, 1970.
- [27] Czarnecki W.: *Zastosowanie algorytmów modyfikacyjnych do modelowania sygnałów radiolokacyjnych*. WAT Warszawa, 2010.
- [28] Davies A.C.: *Properties of Waveforms Obtained by Nonrecursive Digital Filtering of Pseudorandom Binary Sequences*. IEEE Transactions on Computers, 20 (3), s. 270-281, 1971.
- [29] Dick Ch.: *Implementing Area Optimized Narrow-Band FIR Filters Using Xilinx FPGAs*. Proceeding of SPIE's Photonics East'98 Configurable Computing Technology and Applications, Boston, s. 227-238, 1998.
- [30] Eber I. O. Soule H. H jr.: *Digital generation of wideband LFM waveforms*. Proceedings IEEE Int. Radar Conference, IEEE Publ. 75 CHO 938-1 AES, s. 170-175., 1975.
- [31] Elzinga S., Lin J., Singhal V.: *Design Tips for HDL Implementation of Arithmetic Functions*. Application Note XAPP 215, XILINX, 2000.
- [32] Emami S., Miller S.L.: *DPCM picture transmission over noisy channels with the aid of a Markov model*. IEEE Transactions on Image Processing, 4 (11), s. 1473-1481, 1995.
- [33] Eshtawie M.A., Othman M. *FPGA Implementation of an Optimized Coefficients Pulse Shaping FIR Filters*. Int. Conference o Software Eng. 2006, s. 454-457, 2006.
- [34] Filipiak J.: *Zagadnienia syntezy podzespołów z akustyczną falą powierzchniową do obróbki sygnałów złożonych typu chirp*. WAT Warszawa, 1993.
- [35] *Function/Arbitrary Waveform Generators*. The Measurement and Automation. National Instruments Catalog s. 614-621, 2000.
- [36] Galati G.: *Advanced radar techniques and systems*. IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics 4, Peter Peregrinus Ltd., London, 1993.
- [37] Gardner William A., Chih-Kang Ch.: *Spectral Correlation of Modulated Signals, Part II Digital Modulation*. IEEE Transactions on Communications, 35 (6), s. 595-601, 1987.
- [38] Gaspare G.: *Advanced radar techniques and System*, Peter Peregrinus. Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, ISBN 0 86341 172 X, 1993.
- [39] Gau J.N., Adamo M. D., Bernardo R.P.: *SAW Barker Correlator With Improved Sidelobe*. IEEE Ultrasonics Symposium, s.145-148, 1985.
- [40] Gawor S.: *Analiza czynników determinujących pracę układów obróbki złożonych sygnałów z wykorzystaniem linii dyspersyjnych z akustyczną falą powierzchniową*. Instytut Tele-Radiotechniczny, Warszawa, rozprawa doktorska 1998.

- [41] Gawor S., Milewski A.: *Analiza właściwości przyrządów z AFP do generacji i kompresji sygnałów z modulacją PSK*. Materiały XXV Szkoły Zimowej Akustyki Molekularnej i Kwantowej, Ustroń, s. 170-180, 1996.
- [42] Gatland H.B., Lovell B.W.: A correlation function computer using delta modulation technique. *J. Sci. Instruments*, 42 (8), s. 529-532, 1965.
- [43] Gladkova I., Chebanov D.: *Grating Lobes Suppression in Stepped – Frequency Pulse Train*. IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS 44 (4), 1265-1275, 2008.
- [44] Glover I., Grant P.: *Digital Communications*. Prentice Hall, England, 1998.
- [45] Golomb S.W.: *Shift register sequences*. Holden Day, San Francisco, 1967.
- [46] Golomb, S. W., Taylor, H.: *Construction and properties of Costas arrays*. Proceedings of the IEEE 72 (9), s.1143-1163, 1984.
- [47] Góra J., Szecówka P. M.: *Sprzętowa realizacja filtrów konwolucyjnych w układach cyfrowych*. *Elektronika* 9, s. 157-161, 2009.
- [48] Griffiths H. D. Gradford W. J.: *Digital generation of high time-bandwidth product linear FM waveforms for radar altimeters*. IEE Proceedings, 139 (2), s. 160-169), 1992.
- [49] Grishin Yu.: *Time – Frequency Analysis in Application to Radar Signal Processing: A Survey*. Proceedings of the Int. Radar Symposium IRS 2004, Warsaw, s. 317-322, 2004.
- [50] Grishin Yu., Świercz E., Zankiewicz A.: *A Comparative Analysis of the Sidelobe Suppression Algorithms for a Pulse Compression Radar with Binary Coded Signals*. Proceedings of the IEEE Signal Processing'99 Workshop, Poznań, s. 107-112, 1999.
- [51] Griszin J. Konopko K.: *Wykrywanie sygnałów radiolokacyjnych na tle zakłóceń niegaussowskich z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych typu RBF*. Mat. XII Konferencji Naukowej Sterowanie i Regulacja w Radiolokacji i Obiektach Latających, tom I, Jelenia Góra, s. 79-88, 2001.
- [52] Griszin J., Świercz E., Zankiewicz A.: *A Comparative Analysis of the Sidelobe Suppression Algorithms for a Pulse Compression Radar with Binary Coded Signals*. Proceeding of the IEEE Signal Processing'99 Workshop, Poznań, s. 107-112, 1999.
- [53] Hansen R.C.: *Phased Array Antennas*. John Willey & Sons, 1997.
- [54] Howard R. M.: *Principles of Random Signal Analysis and Low Noise Design*. Wiley-Interscience, John Wiley & Sons, New York, 2002.
- [55] Jakubiak A.: *Metody i algorytmy symulacji radiolokacyjnych zakłóceń biernych*. *Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji*, t. 46, z. 2, Warszawa, s. 237-252, 2000.
- [56] Jakubiak A.: *Metody klasyfikacji radiolokacyjnych zakłóceń biernych*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2000.
- [57] Jakubiak A.: *Analiza probabilistyczna próbek meteorologicznych zakłóceń radiolokacyjnych*. Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, Bydgoszcz s. 357-362, 2001.
- [58] Jao J. K., Elbaum M.: *First-order statistics of a non-Rayleigh fading signal and its detection*. Proceedings of the IEEE, 66, s.781-789, 1978.
- [59] Kahrilas P.: *Electronic Scanning Radar Systems (ESRS). Design & Architecture, Practical Phased Array Antenna Systems*. Artech House, s. 1-14, 1991.
- [60] Kawalec A.: *Wybrane zagadnienia analizy i syntezy linii dyspersyjnych z akustyczną falą powierzchniową*. WAT Warszawa, 2000.

- [61] Kawalec A.: *Zastosowanie podzespołów z akustyczną falą powierzchniową do przetwarzania sygnałów*. Biuletyn WAT, LV 1 (641), Warszawa, s. 91-111, 2006.
- [62] Kawalec A., Leśnik Cz., Komorniczak W., Czarnecki W., Pietrański J.: *Influence of displacement effect on compressed LFM signal parameters*. Thirteenth Int. Conference on COMPUTATIONAL METHODS AND EXPERIMENTAL MEASUREMENTS, CMEM XIII, Prague. WIT PRESS, s. 769-778, 2007.
- [63] Ke L., Marcellin M.W.: *Near – lossless image compression: Minimum – entropy, constrained – error DPCM*. IEEE Transactions on Image Processing, 7, s. 225-228, 1998.
- [64] Kodek D. M.: *Design of optimal of optimal finite word-length FIR digital filters using integer programming techniques*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP-28, s. 304-308, 1980.
- [65] Kodek D. M.: *Limits of Finite Word length FIR Digital Filter Design*. Int. Conference on Acoustics, Speech and Processing. 3, Germany, s. 2149-2152, 1997.
- [66] Kolawole M. O.: *Radar Peak Detection and Tracking*. Biddles Ltd., Great Britain, 2002.
- [67] Kollig P., Al-Hashimi B. M., Abbott K. M. : *FPGA Implementation of High Performance FIR Filters*. IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems, Hong Kong, s. 2240-2243, 1997.
- [68] Kulpa K.: *Zastosowanie metod clean do detekcji słabych ech radiolokacyjnych na tle silnych zakłóceń biernych*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2008.
- [69] Lagoyannis D.: *Stielties – type correlator based on delta – sigma – modulation*. Proceedings IEE, 128 (1), s. 9-14, 1981.
- [70] Leszczyński T.: *Stochastic model of real synchronous automata*. RELCOMEX 84 s. 149-155, 1984.
- [71] Leszczyński T.: *Ocena niezawodności strukturalnej automatów synchronicznych*. Studia z automatyki, tom X, PWN, Warszawa - Poznań s. 53-72, 1985.
- [72] Leszczyński T.: *Metody zwiększenia rozdzielczości rozpoznawania krótkich sygnałów LFM*. Przegląd Telekomunikacyjny, 8-9, s. 1006-1013, 2008.
- [73] Leszczyński T.: *Zwiększenie rozdzielczości rozpoznawania krótkich sygnałów chirp w warunkach zakłóceń*. Przegląd Telekomunikacyjny, 8-9, s. 1678-1685, 2009.
- [74] Levanon N.: *Radar Principles*. John Willey & Sons, New York, 1988.
- [75] Levanon N.: *Multifrequency Radar signals*. Proceedings IEEE Int. Radar Conference, s. 319-329, 2000.
- [76] Levanon N.: *Stepped – frequency pulse – train radar signal*. IEE Proceedings Radar Navigation. 149 (6) s. 297 – 309, 2002.
- [77] Levanon, N., Mozeson E.: *Nullifying ACF greting lobem in stepped-frequency train of LFM pulse*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 39 (2), s. 694-703, 2003.
- [78] Levanon N., Mozeson E.: *Modified Costas Signal*. IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS, 40 (3) s. 946-953, 2004.
- [79] Levanon, N., Mozeson, E. *Radar Signals*. John Willey & Sons, New York, 2004.
- [80] Lewis B.L., Kretshmer F.F., Wesley W.W. Jr.: *Aspects of Radar Signal Processing* Artach House, 1986.

- [81] Lidner S.: *Wielostanowy model symulacyjny kanału binarnego dla transmisji przez kanał radiowy z zanikami i szumem gaussowskim*. KKRRiT, Poznań, s. 20.1-20.4, 2001.
- [82] Lin Li, Shu-qin Lou, Xiaolin Liu, Jie Liu: *The Implementation of Digit-Serial FIR Filters Based on FPGA*. IEEE Int. Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Proceedings, s. 419-422, 2005.
- [83] Luke H. D.: *Binary Alexis Sequences with Perfect Correlation*. IEEE Transaction on Communications, 49 (6), s. 966-968, 2001.
- [84] Lund J., Koivunen V.: *Automatic Radar Waveform Recognition*. IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN SIGNAL PROCESSING, 1 (1), s. 124-136, 2007.
- [85] Lyons R. G.: *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa, 2000.
- [86] Łopatka J.: *Efektywne metody identyfikacji i demodulacji wybranych sygnałów radiolokacyjnych*. WAT Warszawa, 2006.
- [87] MacKenzie M.R., Tieu A.K.: *SNR of Hermite FM Radar Signals*. M.E. University of Wollongong, 2000.
- [88] Maillous Robert J.: *Phased Array Antenna Handbook*. Artech House, 2005.
- [89] Maudit Ch., Sarkozy A.: *On Finite Pseudorandom Binary Sequences V*. Monatshefte für Mathematik 129, Springer-Verlag, s.197-216, 2000.
- [90] Maudit Ch., Sarkozy A.: *On Finite Pseudorandom Binary Sequences VI*. Monatshefte für Mathematik 130, Springer-Verlag, s. 281-298, 2000.
- [91] Mayer-Baese U.: *Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays*. Springer-Verlag, 2001.
- [92] McClellan J. H., Schafer R. W., Yoder M. A.: *Signal Processing First*. Pearson Prentice Hall, 2003.
- [93] Milewski A., Leszczyński T., Frymark J.: *The possibility of substituting digital device for dispersive delay line employing SAW*. Molecular & Quantum Acoustics, s. 197-200, Gliwice 1998.
- [94] Milewski A., Leszczyński T., Frymark T., Laskowski P.: *Digital compression vs compression with delaying line employing surface acoustic wave*. Abstracts of the 29 Winter School on Molecular & Quantum Acoustics and 5 Workshop Photoacoustics and Photothermics Wisła, s. 18-20, 2000.
- [95] Mitchel R.: *Radar Signal Simulation*. MARK Resources, California, 1985.
- [96] Mozeson E., Lavanon N.: *Multicarrier radar signals with low peak-to-mean envelope power ratio*. IEE Proceedings Radar, Sonar Navigation, 150 (2), s. 86-95, 2003.
- [97] Nałęcz M.: *Zastosowanie H-rozkładów i rozkładów macierzowo wykładniczych do modelowania zakłóceń radiolokacyjnych*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2007.
- [98] Nathanson F.E., Reilly J.P., Cohen M. N.: *Radar Design Principles Signal Processing and the environment*. McGraw-Hill, 1991.
- [99] Nitzberg R.: *Radar Signal Processing and Adaptive Systems*. Artech House, 1999.
- [100] NT107 – 0272 “XtremeDSP Development Kit-IV Reference Guide”, Nallatech.
- [101] NT107 – 0068V2 “FUSE System Software User Guide”, Nallatech.
- [102] NT107 – 0068 “FUSE C/C++ API Developer’s Guide”, Nallatech.

- [103] NT302-0000 "PCI Communication Core", Nallatech.
- [104] NT302-0038 "XtremeDSP Kit Ping Example", Nallatech.
- [105] Oppenheim A., Schaffer R.: *Discrete Time Signal Processing*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1989.
- [106] Otnes R. K., Enochson L.: *Applied Time Series Analysis*. John Wiley & Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, 1978.
- [107] Paez M. D., Glisson T. H.: *Minimum Mean – Squared – Error Quantization in Speech PCM and DPCM Systems*. IEEE Transactions on Communications, 20 (2), s. 225-230, 1972.
- [108] Peebles P.Z.: *Digital communication systems*. Prentice-Hall, New Jersey, 1987.
- [109] Peled A., Liu B.: *A new approach to the realization of non-recursive digital filters*. IEEE Trans. On Audio and Electroacoustics, V. AU-21, N°6, s. 477-484, 1973.
- [110] Pogribnoi V.A., Leszczynski T. and Rozhankovskii I. V.: *Method of Enhancing the Compression of Short LFM Signals*. Radioelectronics and Communications Systems, 51(3), Allerton Press, Inc., New York, s. 143-149, 2008.
- [111] Pogribnoj V. A., Leszczynski T., Marciniak T.: *Vlijanie parametrov korotkich širokopolsnykh signalov na soglasovaniju filtracciju*. Materiały międzynarodowej konferencji, Obrabotka signalov v sistemach svjazi i veščanija, Puškinskije Gory-Moskva, MNTORES, s. 129-131, 2003.
- [112] Pogribny V.A, Rozhankivsky I.V. and Leszczynski T.: *Improvement of Resolving Capacity of Correlation Methods for Detecting Short Noise Containing Signals*. Radioelectronics and Communications Systems, 49 (3), Allerton Press, Inc., New York, 2006, s. 36-42.
- [113] Pogribnoj V.A., Rozhankivsky I.V., Leszczynski T.: *Metody povyšeniya szanija korotkich LČM signalov*. Izvestija vysšich učebnykh zavednij, Radioelektronika 51 (3), s. 38-47, 2008.
- [114] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczynski T.: *Influence of Short Signals Parameters on Extract Them from Noise*. Proceedings of SPIE Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry and High-Energy Physics Experiments IV, Ryszard S. Romaniuk; Ed. V.6159, Part 1, s. 1087-1093, 2006.
- [115] Pogribny W.: *On-Board Systems for Signal Processing*. Naukowa Dumka, Kiev, (in Russian), 1984.
- [116] Pogribny W.: *Delta Modulation in digital signal processing*. "Radio i Sviaz", Moscow, 1990.
- [117] Pogribny W., Leszczynski T, Rozhankivsky I.: *Sposób i uklad do wykrywania krótkich sygnałów lokacyjnych*. // Patent UP RP №381752, Decyzja UP RP od 22/09/2008, A1 (21) 381752, (22) 20070213, (51) H04L 27/00, H03H 17/00, Biuletyn Urzędu Patentowego #17 (904), A. Ogłoszenia o złożonych w Polsce wynalazkach i wzorach użytkowych, Wydawnictwo Urząd Patentowy RP, Warszawa, s. 24, 2007/8,
- [118] Pogribny W., Leszczyński T.: *Studying of compression of chirp signals with small BT and non-zero initial frequency*. Proceedings SPIE 6347, 63472M, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry and High-Energy Physics Experiments 2006.
- [119] Pogribny W., Leszczynski T.: *Influence of chirp signal parameters on windowed matching filtration resolution*. Hydroacoustics, 10 Annual J. European Acoustics Association, ISSN 1642-1817, s. 157-162, 2007.

- [120] Pogribny W., Leszczyński T.: *Improvement of short noisy chirp signals recognition*. Proceedings of the IEEE ICSES-2008, Conference on Signals and Electronic. Kraków, s. 55-58, 2008.
- [121] Pogribny W., Leszczyński T.: *Improvement of Short Probe Signals Recognition for Robotics*. Chapter in book: Computational Intelligence: Methods and Applications, Editors: L. Rutkowski, R. Tadeusiewicz, L.A. Zadeh and J. Zurada, Academic Publishing House EXIT, Polish neural Network Society, Academy of Humanities and Economics in Lodz, IEEE Computational Intelligence Society – Poland Chapter. Book series “Challenging Problems of Science. Computer Science”, Warsaw, s. 399-410, 2008.
- [122] Pogribny W., Leszczyński T.: *Recognition improvement of short chirp signals*. Electronics and Telecommunications Quarterly, 54(2), s. 113-125, 2008.
- [123] Pogribny W., Leszczyński T.: *Minimizing of influence of synchronization lack between short LMF signal and filter on it compression*. 18th Int. Conference on Microwave, Radar and Wireless communications, MIKON2010, Conference Proceedings Vilnius, s. 1-4, 2010.
- [124] Pogribny W., Leszczyński T.: *Optimal Sampling rate for short chirp signals*. 11th Int. Radar Symposium, IRS 2010, Conference Proceedings, Volume 2, Vilnius, s. 222-226, 2010.
- [125] Pogribny W., Leszczyński T., Rozhankivski I.: *Wpływ parametrów sygnałów chirp małych BT na ich kompresje*. Krajowe Sympozjum Telekomunikacji i Teleinformatyki, Bydgoszcz 2006, Instytut Telekomunikacji Politechniki Warszawskiej, Baza referatów <http://kst.tele.pw.edu.pl>, 2006.
- [126] Pogribny W., Marciniak T., Marciniak B., Rozhankivsky I., Leszczyński T.: *Sposób i urządzenie do wykrywania sygnałów lokacyjnych zmodulowanych częstotliwościowo i zmanipulowanych kodowo*. // Patent UP RP № 205044, Decyzja UP RP14/05/2010 // (21) 363406 (22) 2003 11 12 7 (51) G01S 13/26, Biuletyn Urzędu Patentowego #10(819), A. Ogłoszenia o złożonych w Polsce wynalazkach i wzorach użytkowych, Wydawnictwo Urząd Patentowy RP, Warszawa, s. 79, 2005.
- [127] Pogribny W., Rozhankivsky I., Drzycimski Z., Milewski A., Leszczyński T.: *The different correlation and spectral method for the recognition of short duration periodical signals for location*, // Proceedings of the 28th Winter School on Molecular and Quantum Acoustics. – Gliwice, s. 95-98, 1999.
- [128] Pogribny W., Rozhankivsky I., Drzycimski Z., Milewski A., Leszczyński T.: *The Use of Fast Convolution and Correlation Analysis to Increase the Resistance of Digital Location*. Proceedings of the 2nd EAA Int. Symposium on Hydroacoustics. Gdańsk - Jurata, s. 167-170, 1999.
- [129] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczyński T.: *Fast Algorithms of Differential Correlation Analysis*. IEEE Int. Conference on Industrial Technology ICIT'2006, Mumbai, India 2006, IEEE Catalog Number 06TH8924C, ISBN: 1-4244-0726-5, Library of the USA Congress: 2006935034, s. 2614-2619, 2006.
- [130] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczyński T.: *Measurement of short noisy signal parameters with the use of SignDM*. IMECO XVIII World Congress and IV Brazilian Congress of Metrology, Rio de Janeiro, s. 240-243, 2006.

- [131] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczynski T.: *Short noisy signal Analysis on the basis of SignDM*. Proceedings of 48th Int. Symposium IEEE – ELMAR – 2006 focused on Multimedia Signal Processing and Communications, Zadar, s. 251-254, 2006.
- [132] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczyński T., Lutowski Z.: *Analysis of Noisy Signals on Base of Differential Correlation Algorithms*. Hydroacoustics, 8, s.155-162, 2005.
- [133] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczynski T., Sędek E.: *Methods of Increase of Short Chirp Signals Compression*. Proceedings of the IEEE EUROCON 2007 Int. Conference on Computer as a Tool, Warsaw, s. 30-935, 2007.
- [134] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczyński T.: *Osobliwości korelacyjnej metody wylawiania krótkich zaszumianych sygnałów*. Krajowe Sympozjum Telekomunikacji Bydgoszcz, ATR, Instytut Telekomunikacji Politechniki Warszawskiej, s. 174-180, 2005.
- [135] Pogribnoj V., Rozhankivsky I., Leszczyński T. : *Povyšeniye razrešajnušej sposobnosti korelacionnyh metodov obnaruženija korotkich zašumlennyh signalov*. Izvestija vysšich učebnij zavedenij, Radioelektronika 49, s. 36-42, 2006.
- [136] Pogribny W., Rozhankivsky I, Leszczyński T.: *Sposób i układ do wykrywania krótkich sygnałów lokacyjnych*. Zgłoszenie Patentowe nr P.387958 dnia 2009.05.05.
- [137] Pogribny W., Rozhankivsky I, Leszczyński T.: *Sposób i układ do wylawiania krótkich zaszumionych sygnałów lokacyjnych*. Zgłoszenie Patentowe nr P.388948 dnia 2009.09.02
- [138] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczyński T. Marciniak T.: *Analiza w dziedzinie czasu i częstotliwości wpływu zniekształceń sygnałów synchronizacyjnych i lokacyjnych na ich rozpoznawalność*. Wybrane Zastosowania Informatyki w Telekomunikacji 27, Płock, s. 7-22, 2004.
- [139] Pogribny W., Rozhankivsky I., Leszczyński T., Marciniak T.: *Wykorzystanie modulacji i manipulacji częstotliwości i fazy do transmisji ciągów kodowych*. Wybrane Zastosowania Informatyki w Telekomunikacji 27, Płock, s. 23-35, 2004.
- [140] Pogribny W., Rozhankivsky I., Lutowski Z., Marciniak B., Marciniak T., Leszczynski T.: *Correlator Structures with Use of Modified DPCM*. Proceedings of the 10th Int. Conference MIXDES 2003, co-operation with IEEE, Łódź, s. 601-606, 2003.
- [141] Proakis J.: *Digital Communications, Fourth Edition*. McGraw-Hill, New York 2001.
- [142] Rabideau D.J.: *Nonlinear synthetic wideband waveforms*. Proceedings of the IEEE Int. Radar Conference, California, s. 212-219, 2002.
- [143] Radar and Electronic Warfare Systems, Edited by Martin Streetly, Eleventh Edition Virginia USA, ISBN 0 7106 1916 2, 1999-2000.
- [144] Rice S. O.: *Mathematica analysis of random noise*. Bell System Technical J.23 (3), s. 282-332, 1944.
- [145] Richard A.M.: *Fundamentals of Radar Signal Processing*. McGraw -Hill, New York, 2005.
- [146] Rihaczek A.W.: *Radar Waveform Selection – A Simplified Approach*. IEEE Trans. Aerospace & Electronics System AES7, s. 1078-1086, 1971.

- [147] Rocha L.F., Cernuscki-Frias B., Orda C.: *Convolution and correlation using delta modulators*. Proceedings. IEEE 68, s. 1024-1026, 1980.
- [148] Sande G.: *On An Alternative Method for Calculating Covariance Functions*. Princeton Computer Memorandum, New York, 1965.
- [149] Sankowski D., Mosorov V., Grudzień K.: *Analiza szeregów czasowych obrazów tomograficznych*. Int. Proceedings XI SIS'2003, Łódź, s. 421-428, 2003.
- [150] Shirman Ya., Manjos W.: *The theory and practice of processing of radio-location information, on background influences*. Radio I Swiaz, (in Russian), 1981.
- [151] Simic I., Zejak A., Zrnica B.: *Self intersymbol interference reduction in chirp spread spectrum communication systems*. IEEE Transaction on Communications, s. 525-7, 2001.
- [152] Skolnik, M.: *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill, New York, 2002.
- [153] Smith W.S.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. ISBN-978-83-60233-18-4 BTC, 2007.
- [154] Strum R.D., Kirk D.E.: *First Principles of Discrete Systems and Digital Signal Processing*. Reading Massachusetts: Addison-Wesley, 1988.
- [155] Swartzlander E., Hallnor G.: *Frequency Domain Digital Filtering with VLSI*. in S. Kung, H. Whitehouse, T. Kailath, (Eds.): *VLSI and modern signal processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, Chap. 19. New York, 1985.
- [156] *Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis*. Analog Devices, Inc. 1999.
- [157] Thompson A.R., Moran J.M., Swenson G.W.: *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*. John Wiley and Sons, New York, 1986.
- [158] Tortoli P., Baldanzi M., Guidi F., Atzeni C.: *Digital Design Improves Radar Pulse Compression*. Microwaves & RF, s. 135-140, 1997.
- [159] Tortoli P., Guidi F., Atzeni C.: *Digital VS SAW Matched Filter Implementation for radar Pulse Compression*. Proceedings IEEE Ultrasonics Symposium, s.199-202, 1994.
- [160] Troxel D. E.: *Application of Pseudorandom Noise to DPCM*. IEEE Transactions on Communications 29 (12), s. 1763-1767, 1981.
- [161] Tsui J.: *Digital Techniques for Wideband Receivers*. Artech House, 1995.
- [162] Viterbi A.J.: *CDMA – Principles of spread Spectrum Communications*. Addison Wesley Longman, 1997.
- [163] Wang S., Tang B., Zhu J.: *Distributed Arithmetic for FIR Filter Design on FPGA*. Int. Conference on Communications, Circuits and Systems, s. 620-623, 2007.
- [164] Winkler M.R., Gregg W.D.: *Chirp signal for communication*. Proceeding of the Western Electronic Show and Convection 14 (2), Los Angeles 1962.
- [165] Xilinx, *Distributed Arithmetic FIR Filter*. XILINX 2000.
- [166] Xilinx Product Specification, *Distributed Arithmetic FIR Filter v9.0.DS240* May 21, 2004.
- [167] Xilinx, DS112 “Virtex-4 Family Overview”, Dokumentacja techniczna, 2005.
- [168] Xilinx, UG073 “XtremeDSP for Virtex-4 FPGAS”, Dokumentacja techniczna, 2005.
- [169] Zieliński R. : *Metody Monte Carlo*. WNT Warszawa 1970.
- [170] Zieliński T. P.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. Wyd. Komunikacji i Łączności, Warszawa 2005.

METODY ZWIĘKSZANIA ROZDZIELCZOŚCI ROZPOZNAWANIA KRÓTKICH SYGNAŁÓW Z LINIOWĄ MODULACJĄ CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie

Rozprawa poświęcona jest teoretycznym i praktycznym aspektom używania krótkich sygnałów z liniową modulacją częstotliwości (sygnały *LFM*, sygnały chirp) w cyfrowych systemach radiolokacyjnych czasu rzeczywistego, w kontekście ich rozdzielczości rozpoznawania, mniejszej wykrywalności i większej częstotliwości sondowania.

W pracy wykazano, że na kompresję krótkich sygnałów *LFM* w dziedzinie czasu, istotny wpływ mają: faza i częstotliwość początkowa jak i częstotliwość próbkowania tych sygnałów oraz charakterystyki impulsowe filtrów dopasowanych. Pokazano, że mają one duży wpływ na dopasowanie widma amplitudowego sygnału *LFM* do wybranego okna. Wyniki przeprowadzonych badań pokazują, że kompresja sygnałów chirp osiąga najlepsze rezultaty, gdy optymalnie dobrane zostaną ww. parametry, a w procesie filtracji korzysta się z okna prostokątnego przy jednoczesnym wykonywaniu operacji nieliniowych na splotach. Doboru takiego dokonuje się na podstawie zaproponowanej w pracy minimalizacji wariancji widma w dziedzinie częstotliwości. Pozwala to osiągać dużą kompresję przy jednoczesnym uzyskiwaniu granicznej rozdzielczości czasowej wyrażanej szerokością listka głównego – listek główny ma szerokość równą tylko jednemu okresowi próbkowania. Uzyskiwana kompresja jest do 20 dB lepsza dla krótkich sygnałów *LFM* o $BT \leq 100$ (przy jednoczesnym zachowaniu minimalnej szerokości listka głównego) niż przy stosowaniu klasycznych metod analogowych i cyfrowych. Opracowane oryginalne równoległe systemy filtrów dopasowanych pozwalają zwiększyć rozdzielczość rozpoznawania do granicznej – tylko jeden prążek w listku głównym z lokalizacją jego położenia w granicach odpowiedniego okresu próbkowania. Takie równoległe systemy pozwalają na otrzymanie wyniku po N taktach (gdzie N jest liczbą wszystkich próbek sygnału), co jest o $\log_2 N$ szybsze niż w systemach wykorzystujących „szybkie sploty”. W pracy przedstawione zostały również efektywne algorytmy i „ekonomiczne” struktury pozwalające na detekcję wąskopasmowych sygnałów sondujących w obecności dużych zakłóceń. Opracowany model probabilistyczny rozpoznawania zaszumianych sekwencji kodowych przenoszonych przez sygnały chirp pozwala dobrać optymalną sekwencję kodową, zapewniającą jej bezbłędne rozpoznanie przy zadanym prawdopodobieństwie błędnego rozpoznania pojedynczego sygnału chirp.

Opracowane na bazie FPGA równoległe systemy filtrów dopasowanych umożliwiły na przeprowadzenie badań eksperymentalnych, w tym w ramach wykonania projektu rozwojowego Nr N R02 0016 06/2009 „Opracowanie prototypu systemu filtrów dopasowanych umożliwiających rozpoznawanie sekwencji krótkich sygnałów lokacyjnych o zwiększonej rozdzielczości”. Uzyskane wyniki eksperymentalne przy użyciu aparatury zbudowanej na podstawie zaproponowanych metod pokrywają się całkowicie z symulacjami komputerowymi. Innym wynikiem badań są również kolejne zgłoszenia patentowe autora dotyczące budowy adaptacyjnych struktur filtrów dopasowanych.

THE METHODS OF THE IDENTIFICATION RESOLUTION INCREASE OF SHORT SIGNALS WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION

Summary

This dissertation is devoted to both the theoretical and practical aspects of using short probe signals with linear frequency modulation (*LFM* signals, chirp signals) in real-time digital radar systems within the context of their resolution of identification, as well as lower notice ability and higher frequency of probing.

This study demonstrated that the initial phase and frequency, as well as the sampling rate of both short *LFM* signals and matched filter impulse characteristics each have an important influence upon the compression of these signals within the time domain. It was demonstrated that they have an important impact on the adjustment of the *LFM* signal amplitude spectrum to the selected window. The results of this study show that the compression of chirp signals achieves the best results when the above parameters are optimally set, and in the filtration process a rectangular window is used with the simultaneous implementation of nonlinear operations on the convolutions. This selection shall be made on the basis of minimalisation of the variance of the spectrum in the frequency domain as proposed in this work. This allows one to obtain high compression while achieving the borderline time resolution expressed by the width of the main lobe - the main lobe has a width equal to only one sampling period. The achieved compression is up to 20 dB better for the short *LFM* signals with $BT \leq 100$ (while maintaining a minimum width of the main lobe) than when using classical analog and digital methods. Proposed original parallel matched filter systems allow one to increase the resolution of recognition to the borderline - only one stripe in the main lobe with the location of its position within the appropriate sampling period. Concurrently, such parallel systems allow one to obtain a result after N tacts (where N is the number of all signal samples), which is $\log_2 N$ faster than in systems using "fast convolutions". In this work there were also presented efficient algorithms and economical structures which allow for the detection of narrowband signals within the presence of high level of noise. The formulated probabilistic model of the recognition of noise-like code sequences carried by the chirp signals allows for one to select the optimal code sequence, thus ensuring its accurate identification at the given likelihood of misidentification of a single chirp signal.

Parallel matched filter systems, developed on the basis of FPGA, allowed us to conduct experimental research, including the one within the framework of the implementation of the development project N^o. R02 0016 N 06/2009 "The development of a matched filter system prototype enabling the detection of sequences of short probing signals with improved resolution." The experimental results obtained using the apparatus made on the basis of the proposed method coincide exactly with the results obtained in computer simulations. Additional results of this research are also next patent entries of the author in the context of the construction of adaptive matched filter structures.