

WOJSKOWA AKADEMIA TECHNICZNA
WYDZIAŁ ELEKTRONIKI

ROZPRAWA DOKTORSKA

CZĘSTOTLIWOŚCIOWA SYNTEZA SYGNAŁU
SONDUJĄCEGO W RADARZE PENETRACJI GRUNTU
Z WYKORZYSTANIEM WĄSKOPASMOWYCH EMISJI
Z KODOWANIEM CIĄGŁYM I DYSKRETNYM

Autor:

mgr inż. Jacek Jendo

Promotor:

dr hab. inż. Mateusz Pasternak

Spis treści

Wykaz oznaczeń.....	3
Wykaz akronimów	9
1. Wstęp.....	14
1.1. Stan wiedzy w dziedzinie rozprawy	15
1.2. Cel i zakres pracy.....	17
2. Podstawowe zagadnienia techniki georadarowej	19
2.1. Klasyfikacja georadarów i sposoby zobrazowania danych	19
2.2. Rozróżnialność georadaru	22
2.3. Modelowanie propagacji fal elektromagnetycznych wspierające technikę georadarową.....	27
2.3.1. Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu	30
2.3.2. Uwzględnienie wybranych właściwości gruntu w symulacji pola elektromagnetycznego	34
2.4. Wybrane metody przetwarzania sygnałów georadarowych	44
3. Sygnały sondujące	50
3.1. Reprezentacja sygnału wąskopasmowego.....	51
3.2. Sygnały ultraszerokopasmowe	54
3.3. Założenia odbioru dopasowanego	55
3.4. Wybrane miary oceny sygnałów radiolokacyjnych.....	56
3.5. Impulsowe sygnały sondujące	59
4. Sygnały ze schodkową modulacją częstotliwości	64
4.1. Idea uzyskiwania wysokorozdzielczych zobrazowań georadarowych w systemach ze schodkową modulacją częstotliwości.....	66
4.2. Problematyka tworzenia profilu odległościowego w radarach ze schodkową modulacją częstotliwości.....	73
4.3. Radar ze schodkową modulacją częstotliwości z falą ciągłą.....	78
4.4. Wewnątrzimpulsowe kodowanie kąta subimpulsów	80
4.4.1. Sygnał radiolokacyjny z modulacją częstotliwości	80
4.4.2. Wewnątrzimpulsowa manipulacja fazą sygnału	82
4.4.3. Wybrane kody bifazowe i ich właściwości	83
4.4.4. Wybrane kody polifazowe i ich właściwości	85
4.4.5. Idea wykorzystania zbiorów komplementarnych	89
4.4.6. Transformacja BTQ.....	90
4.5. Kodowanie sygnału fragmentami transformaty Fouriera emisji ultraszerokopasmowych	92

4.6. Korekcja kształtu funkcji korelacji w radarach ze schodkową modulacją częstotliwości	92
4.6.1. Poszerzanie pasma subimpulsu	95
4.6.2. Filtracja niedopasowana	98
4.6.3. Kodowanie międzyimpulsowe	101
5. Wyniki eksperymentów	104
5.1. Badanie właściwości wybranych sygnałów w środowisku homogenicznym ..	104
5.2. Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu	111
5.3. Stosowalność rozpatrywanych sygnałów w radarze programowalnym.....	121
6. Wnioski i uwagi końcowe	129
7. Literatura	132
8. Załączniki	147
8.1. Redukcja Równań Maxwella w postaci różnicowej	147
8.2. Algorytm FDTD	149
8.3. Składowe pola elektromagnetycznego w algorytmie FDTD	150

Wykaz oznaczeń

a	- pólóś wielka elipsy
$A(\tau, \nu_d)$	- funkcja pomocnicza przy wyznaczaniu RAF sygnału SF
A^*	- liczba zespolona sprzężona do liczby zespolonej A
\mathbf{A}^\dagger	- sprzężenie hermitowskie macierzy \mathbf{A}
avg_x	- estymata luminancji B-skanu
avg_{xref}	- estymata luminancji B-skanu odniesienia
B	- pasmo częstotliwościowe
b	pólóś mała elipsy
\mathbf{B}	- wektor indukcji magnetycznej
$B(\tau, \nu_d)$	- funkcja pomocnicza przy wyznaczaniu RAF sygnału SF
B_b	- pasmo subimpulsu
$B_{b,n}$	- pasmo n -tego subimpulsu
\mathbf{b}_{czas0}	- współrzędne głębokości B-skanu dotyczące tła
\mathbf{b}_{czas0u}	- współrzędne głębokości B-skanu dotyczące tła od momentu pojawienia się echa od obiektu
\mathbf{b}_{czas1}	- współrzędne głębokości B-skanu dotyczące obiektu
B_{g0}	- pasmo częstotliwościowe impulsu Gaussa
B_{gn_g}	- pasmo częstotliwościowe n_g -tej pochodnej impulsu Gaussa
\mathbf{b}_{prof0}	- współrzędne szerokości B-skanu dotyczące tła
\mathbf{b}_{prof1}	- współrzędne szerokości B-skanu dotyczące obiektu
c	- prędkość propagacji fali elektromagnetycznej w próżni
$C(\omega)$	- widmo obwiedni zespolonej
C_1	- zmienna pomocnicza przy wyznaczaniu $SSIM$
C_2	- zmienna pomocnicza przy wyznaczaniu $SSIM$
C_{DC}	- stała skalowania amplitudy przy kalkulacji okna Dolpha-Czebyszewa
c_i	- element szeregu zespolonego
$c_{iq}(t)$	- obwiednia zespolona
$c_{iq,BTQ}$	- obwiednia zespolona transformaty BTQ
$c_{iq,n}(t)$	- obwiednia zespolona n -tego subimpulsu
$c_{iq,SF}(t)$	- obwiednia zespolona sygnału SF
D	- baza w systemie bistatycznym (odległość między środkami geometrycznymi anten)
\mathbf{D}	- wektor indukcji elektrycznej
d_{PML}	- szerokość warstwy idealnie dopasowanej
\mathbf{E}	- wektor natężenia pola elektrycznego
E_i	- natężenie pola elektrycznego fali padającej
$EIRP$	- efektywna moc wypromieniowana izotropowo (ang. <i>effective isotropic radiated power</i>)
E_r	- natężenie pola elektrycznego fali odbitej
E_t	- natężenie pola elektrycznego fali przechodzącej
f	- częstotliwość
f_0	- częstotliwość uwzględniona w procesie normowania widma
f_c	- częstotliwość środkowa (nośna)
f_{cgn}	- częstotliwość środkowa n_g -tej pochodnej impulsu Gaussa
f_{max}	- częstotliwość maksymalna

f_{min}	-	częstotliwość minimalna
f_n	-	częstotliwość środkowa n -tego subimpulsu
$f_{pr,SDR}$	-	częstotliwość próbkowania w torze przetwarzania sygnału SF
f_s	-	wartość przesunięcia częstotliwości
g	-	funkcja położenia i czasu
g_1	-	parametr funkcji opisującej nieliniowy rozkład częstotliwości
g_2	-	parametr funkcji opisującej nieliniowy rozkład częstotliwości
\mathbf{H}	-	wektor natężenia pola magnetycznego
h_{ANT}	-	wysokość zawieszenia anten nad powierzchnią
H_i	-	natężenie pola magnetycznego fali padającej
\mathbf{h}_{MMF}	-	współczynniki filtra niedopasowanego
$h_{opt}(t)$	-	odpowiedź impulsowa filtra dopasowanego
$H_{opt}(\omega)$	-	transmitancja filtra dopasowanego
H_r	-	natężenie pola magnetycznego fali odbitej
H_t	-	natężenie pola magnetycznego fali przechodzącej
i	-	indeks
i_c	-	numer współrzędnej x komórki Yee
ISL	-	stosunek udziału energetycznego składowych sygnału w listkach bocznych do energii listka głównego (ang. <i>integrated sidelobe level</i>)
$ISL_{\mathbf{X}}$	-	stosunek wartości średniokwadratowej obszaru z obiektem do wartości średniokwadratowej pozostałej części B-skanu \mathbf{X}
$ISL_{\mathbf{X}_{pca}}$	-	stosunek wartości średniokwadratowej obszaru z obiektem do wartości średniokwadratowej pozostałej części B-skanu \mathbf{X}_{pca}
j	-	jedność urojona
j_c	-	numer współrzędnej y komórki Yee
\mathbf{J}_{ze}	-	wektor gęstości prądu elektrycznego źródłowego
\mathbf{J}_{zm}	-	wektor gęstości prądu magnetycznego źródłowego
k	-	indeks w kodowaniu fazowym
K	-	liczba elementów sygnału (symboli, czipów) z kodowaną fazą
k_L	-	iloraz pasma i czasu trwania sygnału LFM
k_c	-	numer współrzędnej z komórki Yee
K_{MMF}	-	liczba współczynników filtra niedopasowanego
k_x	-	indeks elementu szeregu zespolonego
l	-	głębokość
l_{CEL}	-	głębokość zakopania celu
L_{FR}	-	wymiar macierzy kodu Franka
m	-	indeks
m_{DC}	-	zmienna przy oknie Dolpha-Czebyszewa
\mathbf{M}_{FR}	-	macierz kodu Franka
ML	-	szerokość listka głównego mierzona zgodnie z kryterium Rayleigha
ML_{10}	-	szerokość listka głównego mierzona na poziomie -10 dB
ML_3	-	szerokość listka głównego mierzona na poziomie -3 dB
ML_6	-	szerokość listka głównego mierzona na poziomie -6 dB
\mathbf{M}_M	-	macierz utworzona z kodu przy obliczeniach dotyczących filtra niedopasowanego
m_v	-	procentowa zawartość wody w modelu gleby
n	-	numer subimpulsu w sekwencji SF

$N(\omega)$	- widmo szumu
$N/2$	- widmo szumu białego
n_c	- numer kroku czasowego algorytmu FDTD
N_c	- liczba częstotliwości składowych sygnału SF
N_{czas}	- głębokość B-skanu (liczba próbek)
N_{DC}	- długość okna Dolpha-Czebyszewa
n_g	- rząd pochodnej impulsu Gaussa
$NLMS$	- liczba całkowita wpływająca na długość kodu MLS
N_{pca}	- zadeklarowana liczba wartości własnych
N_{prof}	- szerokość B-skanu (liczba próbek)
n_{prof}	- indeks kolejnej trasy w B-skanie
o	- zmienna transformacji BTQ
OSR_{FD}	- współczynnik nadpróbkowania w metodzie FD
OSR_{MMF}	- współczynnik nadpróbkowania filtracji niedopasowanej
OSR_{SDR}	- współczynnik nadpróbkowania w torze przetwarzania
OSR_{TD}	- współczynnik nadpróbkowania w metodzie TD
p	- zmienna pomocnicza przy wyznaczaniu RAF sekwencji SF
$P(f)$	- unormowane widmo sygnału
$PAPR$	- stosunek mocy szczytowej do mocy średniej sygnału (ang. <i>peak-to-average power</i>)
$P_c(f)$	- unormowane widmo obwiedni zespolonej
$PMEPR$	- stosunek wartości szczytowej mocy obwiedni sygnału do średniej wartości mocy obwiedni sygnału (ang. <i>peak-to-mean envelope power ratio</i>)
$P_{ng}(f)$	- unormowane widmo n_g -tej pochodnej impulsu Gaussa
$P_{nsk}(f)$	- unormowane widmo n_g -tej pochodnej impulsu Gaussa w postaci przeskalowanej
$PPSL$	- maksymalny poziom listka bocznego w stosunku do poziomu listka głównego w strefie bliższej (ang. <i>primary peak sidelobe level</i>)
PSL	- maksymalny poziom listka bocznego w stosunku do poziomu listka głównego (ang. <i>peak sidelobe level</i>)
PSL_1	- poziom pierwszego listka bocznego w stosunku do poziomu listka głównego
PSL_{DC}	- parametr okna Dolpha-Czebyszewa
p_x	- indeks opóźnienia w zbiorze szeregów zespolonych
q	- dyskretne opóźnienie PACF
$q_{k,BPSK}$	- k -ty element kodu binarnego
$q_{k,BTQ}$	- k -ty element sekwencji BTQ
\mathbf{r}	- wektor położenia
r	- indeks użyty przy filtracji niedopasowanej
R	- odległość
R_c	- autokorelacja sygnału $c_{iq}(t)$
$R_{c,AB}$	- korelacja wzajemna sygnału A i sygnału B
$R_{c,i}$	- autokorelacja i -tego szeregu w zbiorze
$R_{c,NO}$	- korelacja wzajemna sygnału nadanego i odebranego
R_{cp}	- periodyczna funkcja autokorelacji
R_N	- odległość pomiędzy celem a nadajnikiem

R_O	- odległość pomiędzy celem a odbiornikiem
R_s	- autokorelacja sygnału $s(t)$
$R_{u,IFFT}$	- zakres jednoznacznego pomiaru odległości w metodzie IFFT
\mathbf{R}_{xx}	- macierz autokowariancji
$\hat{s}(t)$	- transformata Hilberta sygnału $s(t)$
$s(t)$	- sygnał rzeczywisty
$S(\omega)$	- widmo sygnału rzeczywistego
$s_a(t)$	- sygnał analityczny
s_{AVG}	- średnia trasa georadarowa
$s_{g0}(f)$	- widmo impulsu Gaussa
$s_{g0}(t)$	- impuls Gaussa
$s_{gn_g}(f)$	- widmo n_g -tej pochodnej impulsu Gaussa
$s_{gn_g}(t)$	- n_g -ta pochodna impulsu Gaussa
$s_n(t)$	- sygnał rzeczywisty – n -ty subimpuls
s_{nprof}	- pojedynczy A-skan
SNR	- stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy szumu (ang. <i>signal-to-noise ratio</i>)
$SPSL$	- maksymalny poziom listka bocznego w stosunku do poziomu listka głównego w obszarze dalszym (ang. <i>SPSL – secondary sidelobe level</i>)
$SSIM_{\mathbf{X}}$	- wskaźnik podobieństwa strukturalnego B-skanu \mathbf{X} do B-skanu odniesienia
$SSIM_{\mathbf{X}_{cel}}$	- wskaźnik podobieństwa strukturalnego B-skanu \mathbf{X}_{cel} do B-skanu odniesienia
$SSIM_{\mathbf{X}_{pca}}$	- wskaźnik podobieństwa strukturalnego B-skanu \mathbf{X}_{pca} do B-skanu odniesienia
std_x	- odchylenie standardowe B-skanu (estymator)
std_{xref}	- odchylenie standardowe B-skanu odniesienia (estymator)
$s_{we}(t)$	- sygnał na wejściu filtru dopasowanego
$s_{wy}(t)$	- sygnał na wyjściu filtru dopasowanego
t	- czas
t_0	- chwila rozpoczęcia transmisji SF
t_1, t_K	- wartość czasu w wybranej chwili nr 1, nr $K \in \mathbb{C}$
$t_{1,0}$	- pierwsze miejsce zerowe czynnika $ AB $ faktoryzacji RAF sygnału SF
t_A	- zmienna pomocnicza przy wyznaczaniu RAF sygnału SF $t_A = t - n\Delta t$
$\tan\delta_{ze}$	- tangens kąta stratności
T_C	- wielomian Czebyszewa ($N_{DC} - 1$)-ego rzędu
T_i	- czas trwania impulsu
t_o	- chwila wystąpienia optymalizacji w filtrze dopasowanym
T_s	- czas trwania subimpulsu
T_{SF}	- czas trwania sygnału ze schodkową modulacją częstotliwości
T_{symb}	- czas trwania symbolu (bitu) w sygnale z kodowaną fazą
t_u	- czas przycięcia B-skanu do analizy fluktuacji
T_w	- temperatura wody
U	- amplituda
$u(t)$	- obwiednia rzeczywista (amplituda chwilowa) sygnału
$u_{ic}(t)$	- składowa synfazowa

u_n	- amplituda chwilowa n -tego subimpulsu
$u_{qs}(t)$	- składowa kwadraturowa
u_{rn}	- amplituda chwilowa n -tego odebranego subimpulsu
$var_{\mathbf{X}0}$	- wariancja tła B-skanu \mathbf{X}
$var_{\mathbf{X}_{pca}0}$	- wariancja tła B-skanu \mathbf{X}_{pca}
V_g	- objętościowy ułamkowy udział ilitu w modelu gleby
V_p	- objętościowy ułamkowy udział piasku w modelu gleby
V_{pow}	- objętościowy ułamkowy udział powietrza w modelu gleby
V_{ww}	- objętościowy ułamkowy udział wolnej wody w modelu gleby
V_{wz}	- objętościowy ułamkowy udział wody związanej w modelu gleby
\mathbf{W}	- macierz przekształcenia PCA
$w_{1,3}$	- okno uśredniające w modelu gleby dla $f \leq 1,3$ GHz
w_{18}	- okno uśredniające w modelu gleby dla $1,4 \text{ GHz} \leq f \leq 18$ GHz
w_{BTQ}	- okno wykorzystywane w ramach transformacji BTQ
w_{celX}	- waga wprowadzana przez cel nr X
w_{DC}	- okno Dolpha-Czebyszewa
\mathbf{W}_i	- i -ty wektor własny macierzy
\mathbf{W}_M	- macierz diagonalna z wagami filtra niedopasowanego
$w_{M,r}$	- r -ty element wektora wag filtra niedopasowanego
\mathbf{X}	- B-skan
x	- współrzędna
\mathbf{X}_{0AVG}	- B-skan z redukcją tła metodą odejmowania średniej trasy
x_{DC}	- zmienna przy oknie Dolpha-Czebyszewa
x_g	- argument funkcji opisującej nieliniowy rozkład częstotliwości
\mathbf{X}_{pca}	- B-skan po redukcji tła metodą PCA
\mathbf{X}_{ref}	- B-skan odniesienia
\mathbf{X}_{tlo}	- B-skan modelu bez obiektu
\mathbf{Y}	- macierz danych wyjściowych PCA
y	- współrzędna
y_{ID}	- wyidealizowany szereg na wyjściu filtra niedopasowanego
$y_{MMF,r}$	- element odpowiedzi filtra niedopasowanego
Z	- impedancja falowa
z	- współrzędna
Z_x	- suma autokorelacji szeregów w zbiorze
α	- empiryczna stała w modelu gleby
β	- kąt bistatyczny
β'	- empiryczne wyrażenie w modelu gleby
β''	- empiryczne wyrażenie w modelu gleby
β_{DC}	- zmienna przy wyznaczaniu okna Dolpha-Czebyszewa
Γ	- współczynnik odbicia
$\gamma(x)$	- funkcja opisująca nieliniowy rozkład częstotliwości
Γ_{prost}	- współczynnik odbicia dla polaryzacji prostopadłej
$\Gamma_{równ}$	- współczynnik odbicia dla polaryzacji równoległej
δ_f	- rozdzielczość widmowa
Δf	- odstęp pomiędzy częstotliwościami składowymi sygnału SF
ΔR_v	- rozróżnialność odległościowa (pionowa)
ΔR_h	- rozróżnialność horyzontalna (pozioma)

Δt	- interwał czasowy pomiędzy kolejnymi subimpulsami
Δt_D	- długość kroku czasowego algorytmu FDTD
Δx	- rozmiar komórki Yee w kierunku x
Δy	- rozmiar komórki Yee w kierunku y
Δz	- rozmiar komórki Yee w kierunku z
ϵ'_m	- część rzeczywista wypadkowej przenikalności elektrycznej po liniowej korekcie
ϵ_m	- uśredniona wypadkowa przenikalność elektryczna w modelu gleby
ϵ_m	- wypadkowa przenikalność elektryczna po liniowej korekcie
ϵ''_r	- część urojona przenikalności elektrycznej
ϵ''_{ww}	- część urojona przenikalności elektrycznej wolnej wody
ϵ_0	- przenikalność elektryczna próżni
ϵ_∞	- przenikalność elektryczna dla nieskończonej wielkiej częstotliwości
ϵ_m	- wypadkowa przenikalność elektryczna
ϵ'_m	- część rzeczywista wypadkowej przenikalności elektrycznej
ϵ_{pow}	- przenikalność elektryczna powietrza
ϵ_r	- względna przenikalność elektryczna ośrodka
ϵ'_r	- część rzeczywista przenikalności elektrycznej
ϵ_{sm}	- przenikalność elektryczna suchej gleby
ϵ_{st}	- stałoprądowa względna przenikalność elektryczna
ϵ_{ww}	- przenikalność elektryczna wolnej wody
ϵ'_{ww}	- część rzeczywista przenikalności elektrycznej wolnej wody
$\epsilon_{ww,st}$	- stałoprądowa względna przenikalność elektryczna wody
ϵ_{wz}	- przenikalność elektryczna wody związanej
ϵ_z	- zespolona przenikalność elektryczna
$\epsilon_{z,ww}$	- debajowska zespolona przenikalność elektryczna wody
ζ	- współczynnik skalowania filtru dopasowanego dla szumu białego
ζ'	- współczynnik skalowania filtru dopasowanego
κ	- stała skalująca uwzględniająca czynniki wpływające na rozróżnialność
λ	- wartości własne
λ_i	- i -ta wartość własna wektora
λ_m	- minimalna długość fali w symulacji FDTD
μ	- przenikalność magnetyczna
μ_0	- przenikalność magnetyczna próżni
μ_r	- względna przenikalność magnetyczna ośrodka
v	- prędkość propagacji fali elektromagnetycznej
v_d	- prędkość Dopplera
ρ_b	- gęstość nasypowa (objętościowa) gleby
ρ_e	- gęstość objętościowa ładunku elektrycznego
ρ_m	- gęstość objętościowa ładunku magnetycznego
ρ_s	- gęstość właściwa gleby
σ_{ef}	- konduktywność efektywna w modelu gleby z liniową korektą
σ	- przewodność elektryczna (konduktywność)
σ^*	- przewodność magnetyczna
σ_{ef}	- konduktywność efektywna w modelu gleby

τ	- opóźnienie
τ_b	- chwila podziału zakresu analizy sygnału na wyjściu odbiornika
τ_{celX}	- czas propagacji sygnału do celu X i z powrotem
τ_g	- ograniczenie zakresu analizy sygnału na wyjściu odbiornika
τ_r	- czas relaksacji
$\tau_{r,ww}$	- czas relaksacji wody
Φ	- porowatość gleby
$\phi(t)$	- faza chwilowa sygnału rzeczywistego
ϕ_i	- kąt padania
Φ_K	- liczba możliwych wartości fazy w sygnale z manipulacją fazy
ϕ_k	- faza k -tego bitu sygnału z kodowaniem fazy
$\phi_{k,P3}$	- faza k -tego bitu sygnału z kodowaniem fazy kodem P3
$\phi_{k,P4}$	- faza k -tego bitu sygnału z kodowaniem fazy kodem P4
$\phi_{k,P4p}$	- faza k -tego bitu sygnału z kodowaniem fazy palindromicznym kodem P4
ϕ_n	- faza w n -tym odbieranym subimpulsie
ϕ_r	- kąt odbicia
ϕ_t	- kąt załamania
χ	- stała wpływająca na nachylenie krzywej Gaussa
χ_e	- podatność elektryczna
χ_n	- radarowa funkcja nieoznaczoności
$\chi_{n,0}$	- radarowa funkcja nieoznaczoności pojedynczego subimpulsu
ω	- częstość kołowa (pulsacja)
$\omega_a(t)$	- pulsacja chwilowa sygnału
ω_c	- pulsacja środkowa

Wykaz akronimów

8PSK	- ośmiowartościowe kluczowanie fazy
ABC	- ang. <i>absorbing boundary conditions</i> (absorpcyjne warunki brzegowe)
ACF	- ang. <i>autocorrelation function</i> (funkcja autokorelacji)
AGC	- ang. <i>automatic gain control</i> (automatyczna regulacja wzmocnienia)
AM	- ang. <i>amplitude modulation</i> (modulacja amplitudy)
AWGN	- ang. <i>additive white Gaussian noise</i> (addytywny szum o rozkładzie normalnym)
BPSK	- ang. <i>binary phase shift keying</i> (dwuwartościowa modulacja fazy)
BTQ	- ang. <i>biphase-to-quadrphase</i>
CFL	- warunek stabilności numerycznej metody różnicowej – od nazwisk Couranta, Friedrichsa i Lewy’ego

COCS	- ang. <i>consecutive ordered cyclic shifts</i>
CUDA	- ang. <i>compute unified device architecture</i>
CW	- ang. <i>continuous wave</i> (fala ciągła)
DARPA	- ang. <i>Defense Advanced Research Projects Agency</i> (Agencja Zaawansowanych Projektów Badawczych w Obszarze Obronności)
DFT	- ang. <i>discrete Fourier transform</i> (dyskretna transformacja Fouriera)
DSP	- ang. <i>digital signal processing</i> (cyfrowe przetwarzanie sygnałów)
EMD	- ang. <i>empirical mode decomposition</i> (empiryczny rozkład sygnału na mody wewnętrzne)
ERP	- ang. <i>extended range profile</i>
ESPRIT	- ang. <i>estimation of signal parameters via rotational invariance technique</i>
ETS	- ang. <i>equivalent-time sampling</i> (próbkiwanie w czasie ekwiwalentnym)
ETSI	- ang. <i>European Telecommunications Standards Institute</i> (Europejski Instytut Norm Telekomunikacyjnych)
EVD	- ang. <i>eigenvalue decomposition</i> (dekompozycja macierzy według wartości własnych)
FCC	- ang. <i>Federal Communications Commission</i> (Federalna Komisja Łączności)
FD	- ang. <i>frequency domain</i>
FDTD	- ang. <i>finite difference time domain</i> (metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu)
FIR	- ang. <i>finite impulse response</i> (skończona odpowiedź impulsowa)
FMCW	- ang. <i>frequency modulated continuous wave</i> (modulacja częstotliwości falą ciągłą)
FSK	- <i>frequency shift keying</i> (kluczowanie częstotliwości)
GPR	- ang. <i>ground penetrating radar</i> (radar penetracji gruntu)
HRRR	- ang. <i>high-range resolution radar</i> (radar o wysokiej rozróżnialności odległościowej)
I	- ang. <i>in-phase</i> (składowa synfazowa)
ICBL	- ang. <i>International Campaign to Ban Landmines</i> (Międzynarodowa Kampania na rzecz Zakazu Min Przeciwpiechotnych)

IFFT	- ang. <i>inverse fast Fourier transform</i> (algorytm wyznaczania odwrotnej transformaty Fouriera)
IQ	- składowa synfazowa i składowa kwadraturowa
IS	- ang. <i>identical sequences</i> (identyczne sekwencje / subimpulsy)
LFM	- ang. <i>linear frequency modulation</i> (liniowa modulacja częstotliwości)
LNA	- ang. <i>low-noise amplifier</i> (wzmacniacz niskoszumny)
LPF	- ang. <i>low-pass filter</i> (filtr dolnoprzepustowy)
LS	- ang. <i>least squares</i>
M.SFPC	- ang. <i>modified stepped frequency phase coding</i> (zmodyfikowana metoda SF-PC)
MCPC	- ang. <i>multicarrier phase coded waveforms</i>
MLS	- ang. <i>maximum length sequence</i>
MMF	- ang. <i>mismatched filter</i> (filtr niedopasowany)
MPS	- ang. <i>minimum peak sidelobe</i>
MSK	- ang. <i>minimum shift keying</i>
MUSIC	- ang. <i>multiple signal classification</i>
N	- nadajnik (punkt geometryczny anteny nadajnika)
N/O	- moduł nadawczo-odbiorczy
NDT	- ang. <i>non-destructive testing</i> (badania nieniszczące)
NLFM	- ang. <i>nonlinear frequency modulation</i> (nieliniowa modulacja częstotliwości)
NSF	- ang. <i>nonlinear stepped frequency</i> (nieliniowa schodkowa modulacja częstotliwości)
O	- odbiornik (punkt geometryczny anteny odbiornika)
OFDM	- ang. <i>orthogonal frequency-division multiplexing</i>
OSR	- ang. <i>oversampling ratio</i> (współczynnik nadpróbkowania)
PA	- ang. <i>power amplifier</i> (wzmacniacz mocy)
PACF	- ang. <i>periodic autocorrelation function</i> (periodyczna funkcja autokorelacji)
PC	- ang. <i>phase coded</i> (z kodowaniem fazy)
PCA	- ang. <i>principal component analysis</i> (analiza głównych składowych)

PCFH	- ang. <i>phase coded frequency hopping</i> (skoki częstotliwości z kodowaniem fazy)
PML	- ang. <i>perfectly matched layer</i> (warstwa idealnie dopasowana)
PPSL	- ang. <i>primary peak sidelobe level</i> (maksymalny poziom listka bocznego w stosunku do poziomu listka głównego w obszarze bardziej odległym od listka głównego)
PSK	- ang. <i>phase shift keying</i> (modulacja fazy)
Q	- ang. <i>quadrature</i> (składowa kwadraturowa)
QPSK	- ang. <i>quadrature phase shift keying</i>
RAF	- ang. <i>radar ambiguity function</i> (radarowa funkcja nieoznaczoności)
RMS	- ang. <i>root mean square</i> (wartość średnikwadratowa)
SAR	- ang. <i>synthetic aperture radar</i> (radar z syntetyczną aperturą)
SDR	- ang. <i>software defined radar</i> (radar programowalny)
SF	- ang. <i>stepped frequency</i> (schodkowa modulacja częstotliwości)
SFCW	- ang. <i>stepped-frequency continuous wave</i> (schodkowa modulacja częstotliwości falą ciągłą)
SF-DFT	- ang. <i>stepped frequency discrete Fourier transform</i> (schodkowa modulacja częstotliwości wycinkami transformaty fourierowskiej)
SF-LFM	- ang. <i>stepped frequency linear frequency modulation</i> (schodkowa modulacja częstotliwości sygnałami z liniową modulacją częstotliwości)
SF-PC	- ang. <i>stepped frequency phase coded</i> (schodkowa modulacja częstotliwości sygnałami z manipulacją fazy)
SIMPLISMA	- ang. <i>simple to use interactive self-modeling mixture analysis</i>
SL	- ang. <i>sidelobes</i> (listki boczne)
SPADE	- ang. <i>soil profile analytical database for Europe</i>
SPSL	- ang. <i>secondary peak sidelobe level</i> (maksymalny poziom listka bocznego w stosunku do poziomu listka głównego w obszarze bardziej odległym od listka głównego)
SSIM	- ang. <i>structural similarity</i>
STALO	- ang. <i>stable oscillator</i> (heterodyna stabilna)
SVD	- ang. <i>singular value decomposition</i> (dekompozycja macierzy według wartości osobliwych)
TD	- ang. <i>time domain</i>

TE	- ang. <i>transverse electric</i>
TEM	- ang. <i>transverse electric and magnetic</i>
TM	- ang. <i>transverse magnetic</i>
TRADEX	- ang. <i>Tracking and Discrimination Experiment</i>
UWB	- ang. <i>ultrawideband</i> (ultraszerokopasmowy)
VNA	- ang. <i>vector network analyser</i> (wektorowy analizator sieci)
WLS	- ang. <i>Weighted least squares</i>

1. Wstęp

W latach osiemdziesiątych XIX wieku Heinrich Hertz potwierdził eksperymentalnie istnienie fal elektromagnetycznych i odkrył, że ulegają one odbiciu od metalowych przedmiotów. Na tej podstawie w 1903 roku Hülsmeier opracował urządzenie radiowe nazwane telemobiloskopem, które umożliwiało detekcję metalowych obiektów. Pomimo faktu, że tego rodzaju aparatura nie przystaje do żadnej z przyjętych później definicji radaru (ang. *radio detection and ranging*), wspomniane wydarzenie często przyjmowane jest jako początek radiolokacji.

Siedem lat po tym wydarzeniu, w 1910 roku Leimbach i Löwy opisali dwa eksperymenty umożliwiające prowadzenie pomiarów geologicznych w oparciu o analizę propagacji fal radiowych przez ośrodki o różnej konduktywności. Można zatem przyjąć, że technika radarowej penetracji gruntu (ang. GPR – *ground penetrating radar*) towarzyszy radiolokacji od początku jej istnienia.

Historia georadaru, szczegółowo opisana w [1, 2, 3, 4], świadczy o tym, że na przestrzeni kolejnych lat utrzymywano badania nad rozwojem GPR. Pionierski pomiar profilu georadarowego został zapisany w 1929 roku i dotyczył sondowania austriackiego lodowca [5]. Od tego momentu do końca lat sześćdziesiątych XX wieku nastąpiła stabilizacja aktywności publikacyjnej w tej dziedzinie (w tym czasie udzielono ponad 30 patentów), która została przytłumiona rozwojem w zakresie eksploracji obszarów pozaziemskich i zwiększeniem zainteresowania badaniami ośrodków w sposób nieniszczący (ang. NDT – *non-destructive testing*). W drugiej połowie lat sześćdziesiątych Amerykanie stosowali GPR do wykrywania tuneli powszechnie wykorzystywanych przez wietnamskich partyzantów [6]. W 1971 pojawiło się pierwsze komercyjnie dostępne urządzenie, natomiast w 1972 po raz pierwszy wykorzystano georadar z kompresją impulsu. Na uwagę zasługuje fakt, iż polski pierwowzór georadaru powstał w 1984 roku w Instytucie Radiolokacji Wojskowej Akademii Technicznej pod nazwą „radar geofizyczny” [7]. Był to ówczesnie jedyny na świecie radar wykorzystywany w górnictwie soli. Szczególna intensyfikacja prac nad techniką GPR nastąpiła wraz z rozwojem układów cyfrowych. Znalazło to odzwierciedlenie w modyfikacji metod zobrazowania i interpretacji wyników, jak również konstrukcji toru akwizycji danych radaru. Z biegiem czasu georadar znajdował kolejne zastosowania w hydrogeologii, górnictwie węglowym, glaciologii, inżynierii budowlanej, archeologii, dendrologii, rolnictwie, stratygrafii i sedymentologii [8, 9, 10]. GPR jest również narzędziem wykorzystywanym w sektorze bezpieczeństwa, w szczególności w celu wykrywania niewybuchów, min i improwizowanych ładunków wybuchowych oraz wsparciu w prowadzeniu czynności dochodzeniowo-śledczych.

W pracy [4] autorzy podjęli próbę analizy bibliograficznej publikacji związanych z tematyką GPR z lat 1995-2014. Biorąc pod uwagę artykuły i publikacje pokonferencyjne, odnotowano w tym okresie prawie dziesięciokrotne zwiększenie corocznej liczby prac. Większość najczęściej cytowanych publikacji dotyczy problemów, w których georadar jest stosowany jako narzędzie przy pominięciu aspektów konstrukcyjnych. Pozostałe można podzielić na tematykę antenową, systemową, dotyczącą przetwarzania sygnałów oraz modelowania rozkładu pola elektromagnetycznego w ośrodku geologicznym.

W przypadku systemów wykrywających obiekty mogące stanowić zagrożenie dla życia, wymagania co do jakości klasyfikacji poprawnego wykrycia są z wiadomych względów niezwykle wygórowane [11]. Od końca XX wieku do chwili obecnej [12, 13] dąży się do osiągnięcia pełnej automatyzacji detekcji i podejmowania decyzji poprzez, ujmując ogólnie, eksplorację danych pomiarowych. Niezależnie od tego czy

wykorzystywane jest uczenie maszynowe [14], czy też neuronowe sieci konwolucyjne [15], w przypadku ukierunkowania procesu poszukiwań na obiekty o rozmiarach rzędu centymetra, ważne jest, aby dostarczyć dane wejściowe o pożądanej rozdzielczości. Osiągnięcie wysokiej rozróżnialności przestrzennej obrazowań jest wspólną potrzebą większości użytkowników GPR.

Do pewnego momentu systemy cyfrowe i szybkie układy liczące nie były powszechnie dostępne. Dodatkowo georadary nie umożliwiały uzyskania odpowiedniej czułości przy poszukiwaniu niewielkich obiektów, a tym samym generacji wysokorozdzielczych obrazowań. Z tego powodu duży nacisk położono na przetwarzaniu sygnałów *post factum* [12].

Wspomniany rozwój techniki cyfrowej umożliwił wykorzystanie zaawansowanych algorytmów przetwarzania sygnałów. Przyczyniło się to do wprowadzenia do zbioru georadarowych sygnałów sondujących różne klasy radiolokacyjnych sygnałów złożonych. Obecnie dostępne są rozwiązania sprzętowe, które w krótkim czasie mogą przetwarzać duży strumień danych. Inicjuje to potrzebę ponownego spojrzenia na wykorzystywane w GPR techniki przetwarzania sygnałów. Dodatkowo, co było pobudką do powstania niniejszej pracy, istnieje możliwość wykorzystywania sygnałów używanych do tej pory w mniejszym stopniu lub wcale. Ich właściwości, często wykorzystywane w innych gałęziach techniki, predestynują je także do zastosowań w technice GPR w celu poprawy rozróżnialności aparatury w odniesieniu do obiektów ulokowanych w jej bliskim sąsiedztwie.

1.1. Stan wiedzy w dziedzinie rozprawy

Systemy georadarowe mogą być ogólnie zaklasyfikowane do dwóch kategorii. Do pierwszej z nich zalicza się radary impulsowe, a do drugiej pracujące z falą ciągłą (ang. CW – *continuous wave*) [16]. Inny podział ujmuje radary geofizyczne jako systemy z modulacją amplitudy (ang. AM – *amplitude modulation*), częstotliwości (ang. FM – *frequency modulation*), z kompresją impulsu (ang. *pulse compression*), bez modulacji, z falą ciągłą zmodulowaną częstotliwościowo (ang. FMCW – *frequency modulated continuous wave*) lub ze schodkową modulacją częstotliwości (ang. SF – *stepped frequency*) [3]. Daniels w [1] dodatkowo klasyfikuje georadary jako holograficzne [17], kodowane oraz szumowe. Pomimo pokaźnej reprezentacji proponowanych rodzajów sygnałów sondujących, większość z nich można przypisać do jednej z dwu grup [7]:

- radary pracujące w dziedzinie czasu (impulsowe),
- radary pracujące w dziedzinie częstotliwości.

Historycznie, większość komercyjnych rozwiązań można zaliczyć do pierwszej grupy. Sygnałem sondującym w tym przypadku są z reguły nanosekundowe przebiegi czasowe o charakterze unipolarnym lub bipolarnym (w postaci monocyklu, policyklu lub falki) [18]. Do zasadniczych trudności technicznych występujących w georadarach impulsowych można zaliczyć konieczność przetwarzania impulsów o amplitudach dochodzących do kilowoltów oraz zapewnienie bardzo krótkiego okresu próbkowania. Konwersja odebranego sygnału jest realizowana przeważnie w układach z próbkowaniem w czasie ekwiwalentnym (ang. ETS – *equivalent-time sampling*).

Druga grupa obejmuje tzw. złożone sygnały sondujące. Do zbioru zalet sygnałów złożonych można zaliczyć zwiększenie potencjału energetycznego, poprawę odporności na zakłócenia i istotną w kontekście pracy poprawę rozróżnialności. Podstawowym reprezentantem tej klasy spośród wykorzystywanych w GPR impulsów jest sygnał z liniową modulacją częstotliwości (ang. LFM – *linear frequency modulation*). Dodatkowo powszechnie stosuje się radary z falą ciągłą z modulacją częstotliwości.

Problematyczny proces generowania ultrakrótkich impulsów może być ułatwiony poprzez syntezę sygnału w dziedzinie częstotliwości. Uzyskanie krótkiego impulsu w dziedzinie czasu możliwe jest poprzez transformowanie sygnału o szerokim widmie na węższe podpasma. Kolejne porcje takiego sygnału, nazywane subimpulsami, nadawane są na kolejnych częstotliwościach nośnych zapełniając zakres widma tożsamy z pasmem sygnału ultrakrótkiego reprezentowanego w dziedzinie czasu. Wspomniany sposób generacji i przetwarzania sygnału nazywany jest schodkową (czasem również skokową) modulacją częstotliwości (ang. SF – *stepped frequency*). Niniejsza praca traktuje SF jako termin dotyczący modulacji międzyimpulsowej. W literaturze anglojęzycznej taki sposób syntezy częstotliwościowej sygnału nazywany jest również „*synthetic wideband waveform (SWW)*”, „*frequency jump burst (FJB)*”, „*frequency jump train (FJT)*”, „*frequency hopped waveform (FHW)*”, czy też „*stacked frequency waveform (SFW)*”. W fachowej literaturze termin skokowa modulacja częstotliwości może dotyczyć również sposobu modulacji wewnątrzimpulsowej oraz modulacji fali ciągłej, co dla odróżnienia w niniejszej pracy zostało nazwane określeniem kluczowania częstotliwości (ang. FSK – *frequency shift keying*).

Początki SF sięgają lat sześćdziesiątych ubiegłego wieku [19]. Pierwsze zastosowanie w praktyce przypadły na rok 1974. Sygnał ze schodkową modulacją częstotliwości wykorzystano wówczas w radarze na poligonie antybalistycznym Armii Stanów Zjednoczonych na atolu Kwajalein (ang. TRADEX – *Tracking and Discrimination Experiment*) [20]. W ostatnim dwudziestoleciu ubiegłego wieku Agencja Zaawansowanych Projektów Badawczych w Dziedzinie Obronności (ang. DARPA – Defense Advanced Research Projects Agency) wspierała zastosowanie technologii ultraszerokopasmowych (ang. UWB – *ultrawideband*) do teledetekcji wysokorozdzielczego obrazowania obiektów ukrytych [17]. Zwiększenie natężenia prac związanych z SF nastąpiło w latach dziewięćdziesiątych ubiegłego wieku [21, 22]. Obecnie synteza sygnałów SF wykorzystywana jest w wielu gałęziach radiolokacji.

W georadarach najczęściej stosuje się schodkową modulację częstotliwości falą ciągłą (ang. SFCW – *stepped-frequency continuous wave*). W takim przypadku subimpuls jest w zasadzie sygnałem kosinusoidalnym. W zależności od rozwiązania technicznego radar taki można traktować jako radar z falą ciągłą lub jako radar z sygnałem SF.

Wykorzystanie w georadarach typu SF innych subimpulsów niż fala ciągła nie jest popularne. Daniels w [1] podkreślił, że wykorzystanie dłuższych modulowanych sekwencji o niższych amplitudach może wykazywać lepsze właściwości detekcyjne. Dodał też, że nie zrealizowano badań potwierdzających trafność takiego podejścia. Istnieją prace potwierdzające zasadność stosowania odbioru korelacyjnego i kodowania fazy w sygnałach GPR [23, 24, 25, 26]. Są to jednak z reguły niskoczęstotliwościowe wąskopasmowe emisje o wysokiej amplitudzie.

Najpopularniejszym rozwiązaniem jest sygnał SF z liniową modulacją częstotliwości (ang. SF-LFM – *stepped frequency linear frequency modulation*) [27, 28, 29, 30, 31]. Drugą istotną grupą emisji SF są sygnały modulowane subimpulsami z manipulacją fazy (ang. SF-PC – *stepped frequency phase coded*) zarówno kodami bifazowymi [32, 33], jak i polifazowymi [34, 35, 36]. Trzecie podejście dotyczy podziału szerokopasmowej emisji na fragmenty o węższym paśmie w oparciu o transformację falkową [37, 38, 39] lub fourierowską (ang. SF-DFT – *stepped frequency discrete Fourier transform*) [40]. Opisany sposób generacji sygnałów sondujących znajduje zastosowanie również w radarach szumowych [41].

Użycie sygnałów SF jest problematyczne ze względu na wysoki poziom listków bocznych, które mogą maskować słabsze echa. Z tego powodu poczyniono wiele badań obejmujących swym zakresem możliwość niwelacji tych ograniczeń przy zachowaniu

wysokiej rozróżnialności. Uzyskane wyniki dotyczą w szczególności modyfikacji sposobu transmisji poszczególnych subimpulsów [30, 42, 43, 44, 45] oraz modulacji pojedynczych subimpulsów [46]. Duża część prac skupia się na poprawie zdolności detekcji obiektów poruszających się, których rezultaty mogą wykazywać również poprawę rozróżnialności w odległości [47]. Wpływ na charakter zobrazowania mają także techniki tworzenia profilu odległościowego na podstawie sygnałów SF. Do najczęściej wykorzystywanych zalicza się metodę odwrotnej transformacji Fouriera, metodę dziediny częstotliwości i dziediny czasu [36, 48, 49]. Na kształt uzyskanej w procesie odbioru korelacyjnego odpowiedzi sygnału SF od obiektu punktowego, duży wpływ ma charakterystyka korelacyjna pojedynczego subimpulsu. Można na nią wpłynąć głównie przez dobór odpowiedniego sygnału [50, 51] lub w procesie filtracji niedopasowanej [52, 53, 54], szczególnie efektywnej w kontekście poprawy zobrazowania w wybranych obszarach [55, 56].

Obiekty poszukiwań GPR osadzone są zazwyczaj w dość złożonej strukturze otoczenia powodującej maskowanie sygnału użytecznego. Obszarem zainteresowania niniejszej pracy jest zatem poprawa zobrazowań georadarowych obejmujących bardzo krótki dystans od powierzchni sondowanego medium. Dość istotną częścią literatury tematu są publikacje poświęcone technice modelowania pola elektromagnetycznego w ośrodku geologicznym [7, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64]. Najczęściej wykorzystywaną techniką symulacji pola w niejednorodnym ośrodku geologicznym jest metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu (ang. FDTD – *finite-difference time-domain*) [1, 3, 58, 62, 63, 64].

Idea schodkowej modulacji częstotliwości umożliwia stosowanie układów przetwarzania o paśmie znacznie węższym niż generowany sygnał UWB. Zastosowanie wąskopasmowych emisji w poszczególnych podkanałach może być w stosunkowo prosty sposób zaimplementowane w radarze programowalnym (ang. SDR – *software defined radar*). Takie podejście zaczyna być również wykorzystywane w radarach penetracji gruntu [65].

Rozprawa w szczególności obejmuje wspomniane dotąd aspekty. Poruszane są zagadnienia z różnych obszarów techniki. Poszerzony opis stanu wiedzy dotyczącej omawianej tematyki znajduje się na początku poszczególnych rozdziałów i podrozdziałów niniejszej pracy.

1.2. Cel i zakres pracy

Analizowany w niniejszej rozprawie problem badawczy dotyczy testowania sygnałów w zastosowaniu do radiolokacji w ośrodkach o złożonej strukturze wewnętrznej. Zasadniczym celem próby zastosowania specyficznych sygnałów sondujących ze schodkową modulacją częstotliwości jest poprawa jakości zobrazowań georadarowych ze szczególnym uwzględnieniem polepszenia rozróżnialności pionowej (odległościowej).

Dotychczasowa analiza dostępnej literatury oraz przeprowadzone badania pozwalają na stwierdzenie, że **możliwe jest uzyskanie wysokorozdzielczych zobrazowań georadarowych obiektów o płytkiej lokalizacji, przy pomocy syntezy częstotliwościowej emisji z modulacją kąta.**

Głębokość pomiarów georadarowych obejmuje zakres między dziesiątkami centymetrów, a dziesiątkami metrów [18]. W skrajnych przypadkach uzyskuje się zasięgi dochodzące do kilometra. Wysokorozdzielcza technika GPR obejmuje jednak w dużym stopniu detekcję i analizę obiektów ulokowanych w niewielkich dystansach od powierzchni ośrodka. Uwarunkowane to jest zarówno obszarem zainteresowania

(np. wykrywanie min lądowych), jak i silnym zanikaniem amplitudy fali elektromagnetycznej w ośrodku geologicznym wraz z odległością. Z tego powodu badania zawężone zostały do analizy wycinka przestrzeni do głębokości rzędu dziesiątek centymetrów. W pracy przyjęto rzeczywiste parametry kilku typowych gleb. Metoda GPR, jej fizyczne podstawy wraz z wykorzystywanymi w pracy sposobami symulacji gruntu omówione zostały w rozdziale 2.

Zagadnienia związane z sygnałami przedstawiono w rozdziale 3, a przegląd problematyki sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości ujęto w rozdziale 4. Analiza literatury umożliwia stwierdzenie, że podstawowym rodzajem pobudzenia GPR jest sygnał impulsowy. Obok niego najczęściej stosuje się sygnał SFCW. Najszerzej opisane zastosowanie sygnału SF w radiolokacji dotyczy właśnie SFCW oraz pobudzeń, w których wykorzystano subimpulsy z modulacją kąta. Należą do nich sygnały SF-LFM i SF-PC, ze wskazaniem, że najwięcej publikacji dotyczy subimpulsów z modulacją częstotliwości. W pracy przyjęto, by problemy badawcze dotyczyły głównie sygnałów stosowanych w technice GPR rzadko lub wcale. Z tego powodu główny nacisk położono na klasę sygnałów SF-PC. Przebadane również zostały właściwości sygnału SF-DFT, który nie był do tej pory stosowany w GPR w opisanej postaci. Zastosowanie w tym przypadku sygnału UWB z kodowaniem fazy pozwala dowiązać sygnał SF-DFT do użytego w tezie pracy pojęcia emisji z modulacją kąta.

Wyniki eksperymentów zaprezentowano w rozdziale 5. Skupiono się na przeglądzie dużej liczby sygnałów, uwzględniając różne sposoby generacji profilu odległościowego. Omawiane wyniki zostały przedstawione w zestawieniu z rezultatami uzyskanymi w oparciu o powszechną technikę impulsową oraz sygnał SFCW. Badania dotyczą zarówno rozważań teoretycznych, jak i podstawowej analizy stosowalności sygnałów w radarze programowalnym.

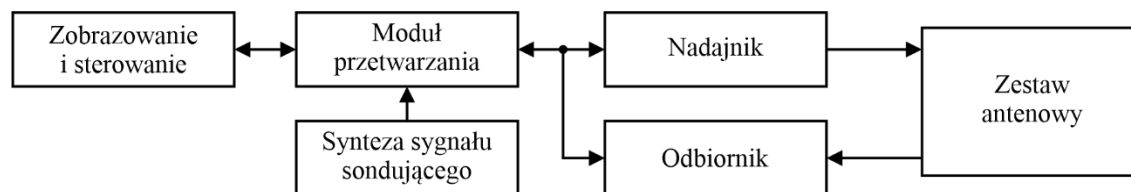
Rozdział 6 zawiera wnioski podsumowujące teoretyczną analizę i wyniki praktycznych eksperymentów.

Najważniejsze elementy problemu badawczego pracy to:

- Przegląd metod możliwych do zastosowania w radiolokacji wysokorozdzielczej;
- Weryfikacja działania wybranych metod SF w poszukiwaniu obiektów o płytkiej lokalizacji umieszczonych w glebie;
- Badanie możliwości generacji obrazów georadarowych w oparciu o sygnały z modulacją SF wykorzystywane rzadko lub wcale, ze szczególnym uwzględnieniem kodowania ciągłego i dyskretnego;
- Możliwość uwzględnienia technik poprawiających jakość obrazowania GPR bez znacznej degradacji rozróżnialności z wykorzystaniem schodkowej modulacji częstotliwości;
- Porównanie wybranych sygnałów SF do właściwości pobudzeń powszechnie stosowanych w GPR w kontekście oceny jakości obrazowania;
- Wskazanie potencjalnych ograniczeń w praktycznej implementacji sygnałów SF z kodowaniem ciągłym i dyskretnym do sondowania georadarowego.

2. Podstawowe zagadnienia techniki georadarowej

Najprostszy wariant aparatury georadarowej obejmuje układ syntezy sygnału sondującego, nadajnik, zestaw antenowy, odbiornik oraz moduł przetwarzania i blok obrazowania, co ilustruje rysunek 2.1.



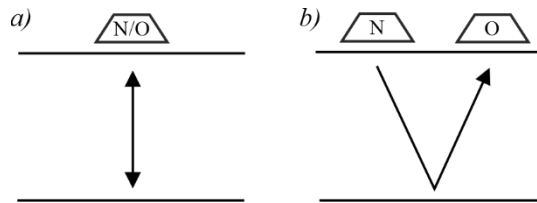
Rys. 2.1. Schemat blokowy radaru penetracji gruntu

Przytoczona we wstępie różnorodność zastosowań radaru penetracji gruntu związana jest z różnymi wariantami konstrukcji poszczególnych bloków. Poza realizacją sprzętową i programową odmienny może być również charakter prowadzonych pomiarów. Obecnie technika GPR jest na tyle szeroką dziedziną wiedzy, że całościowe jej omówienie nie jest możliwe. Bogatemu opisowi ujmującemu jej interdyscyplinarny charakter poświęcone są m.in. obszerne angielskojęzyczne monografie [1, 9, 16] oraz prace polskojęzyczne [3, 7].

W niniejszym rozdziale omówione zostały podstawowe właściwości GPR, do których odnoszą się treści stanowiące pozostałe części pracy. W podrozdziale 2.1 sklasyfikowane zostały systemy GPR z uwzględnieniem metod pomiarowych i konfiguracji sprzętowej. Zamieszczono również przegląd możliwych sposobów obrazowania danych georadarowych. W podrozdziale 2.2 skupiono się na istotnym z punktu widzenia tezy pracy parametrze georadaru jakim jest zdolność do rozróżnienia obiektów ulokowanych w bliskim sąsiedztwie. Podrozdział 2.3 dotyczy technik modelowania propagacji fali elektromagnetycznej wspierających metodę GPR. Tym samym porusza on tematykę fizycznych podstaw działania georadaru, obejmując również proces propagacji w ośrodku niejednorodnym. W podrozdziale 2.4 przedstawiono wybrane techniki przetwarzania danych georadarowych.

2.1. Klasyfikacja georadarów i sposoby obrazowania danych

Radar penetracji gruntu jest urządzeniem, które wysyła fale elektromagnetyczne w kierunku powierzchni gruntu i odbiera sygnały odbite od jego struktur podpowierzchniowych oraz ulokowanych w nich obiektów. Grunt jest zwykle strukturą złożoną zarówno od strony materiałowej jak i geometrycznej (naturalna sedymentacja). Przedmiotem zainteresowania GPR są właściwości tej struktury lub obiektów w niej ulokowanych. Sposoby uzyskania obrazowania zależą od dostępności do sondowanego ośrodka, własności platformy przenoszącej urządzenie, konfiguracji sprzętu i in. czynników. Zagadnieniom związanym z doбором sygnału sondującego poświęcony jest rozdział 3. Radar może pracować w konfiguracji monostatycznej w przypadku wykorzystania wspólnej anteny przez układ nadawczy i odbiorczy lub w wersji bistatycznej, gdy posiada dwie odrębne anteny dla toru nadawczego i odbiorczego. Wspomniane konfiguracje przedstawiono na rysunku 2.2.



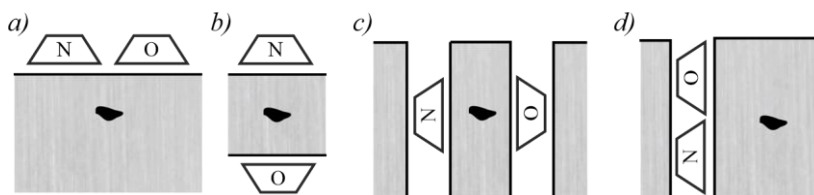
Rys. 2.2. Konfiguracja georadaru: a) monostatyczna, b) bistatyczna

Wykorzystywana jest też konfiguracja multistatyczna, w której stosuje się większą liczbę anten, najczęściej odbiorczych. Odległość pomiędzy antenami może być regulowana, np. w celu ograniczenia wpływu silnego sygnału z anteny nadawczej.

Anteny stosowane w georadarach muszą cechować się szerokim pasmem, niską masą, niewielkimi rozmiarami i odpowiednio wysoką wytrzymałością mechaniczną [7, 66]. Stosunek szerokości pasma do częstotliwości środkowej tych anten jest z reguły wyższy od jedności [3]. Są to najczęściej dipole szerokopasmowe, anteny typu Vivaldi, spiralne oraz różnego typu konstrukcje tubowe. W celu poprawy charakterystyki kierunkowej i ograniczenia zakłóceń zewnętrznych, anteny mogą być dodatkowo obudowane materiałem ekranującym (ang. *shielded antenna*) [9].

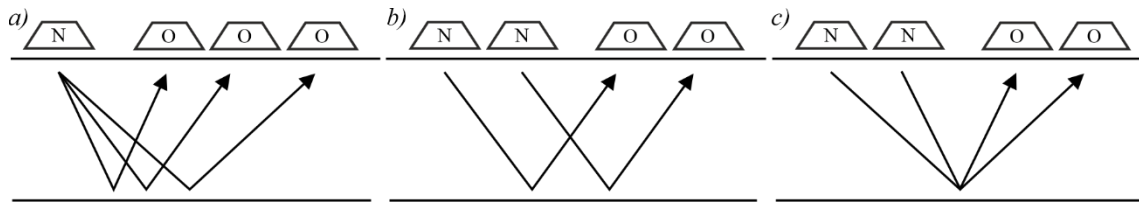
Stosuje się anteny o polaryzacji liniowej, rzadziej kołowej. Dostyc częstym podejściem jest wykorzystanie zestawów o dwóch ortogonalnych polaryzacjach, co wzbogaca możliwości sondowania i poprawia detekcję obiektów wysmukłych, których ulokowanie mogłoby być z punktu widzenia jednej tylko polaryzacji niekorzystne.

Pomiary georadarowe mogą być przeprowadzone poprzez profilowanie refleksyjne, prześwietlanie lub profilowanie otworowe. Najczęściej wykorzystywane jest profilowanie refleksyjne, w którym antena lub anteny umieszczone są nad powierzchnią penetrowanego ośrodka. Prześwietlanie dotyczy sytuacji, w której antenowy zestaw nadawczy i odbiorczy znajduje się z dwóch stron ośrodka. Można w ten sposób badać strukturę mostów, pni drzew lub ścian. Profilowanie otworowe wymaga wprowadzenia anteny lub zestawu anten do jednego lub kilku wywierconych otworów. Ma to uzasadnienie m.in. w przypadku konieczności sondowania struktur na większych głębokościach. Z racji tłumienia fali w ośrodku, w profilowaniu refleksyjnym bardziej odległe od anten obszary są zobrazowane mniej dokładnie. Na rysunku 2.3 przedstawiono wybrane warianty profilowania.



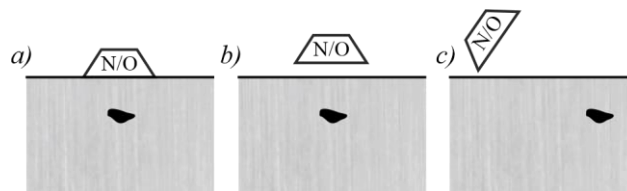
Rys. 2.3. Wybrane warianty profilowania: a) refleksyjne, b) prześwietlanie, c) prześwietlanie otworowe, d) otworowe

Wybrane sposoby sondowania struktury podpowierzchniowej w wariantcie refleksyjnym zaprezentowano na rysunku 2.4. Profilowanie można przeprowadzić nadając sygnał w jednym miejscu poprzez odbiór w kilku kolejnych odstępach. Kolejna możliwość dotyczy utrzymania stałego odstępów między nadajnikiem i odbiornikiem. Innym wariantem jest sondowanie w równych odstępach położenia nadajnika i odbiornika od pewnego punktu na powierzchni. Profilowanie ze wspólnym punktem centralnym jest wykorzystywane głównie do wyznaczenia prędkości propagacji fali elektromagnetycznej w miejscu pomiaru [3].



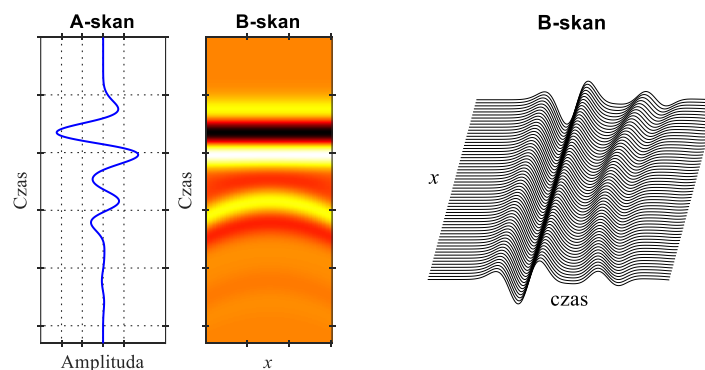
Rys. 2.4 Metody profilowania: a) wspólne źródło, b) stały odstęp, c) wspólny punkt centralny

W zależności od rodzaju kontaktu systemu antenowego z powierzchnią penetrowanego ośrodka wyróżnia się georadary sprzężone z gruntem (ang. *ground coupled*), zawieszony w powietrzu (ang. *air launched*) i skierowane pod pewnym kątem do ścieżki skanowania – tzw. „patrzące w przód” (ang. *forward looking*). Dobór odpowiedniego systemu jest kompromisem pomiędzy mobilnością, a niwelacją strat związanych przykładowo z efektem silnego odbicia od powierzchni.



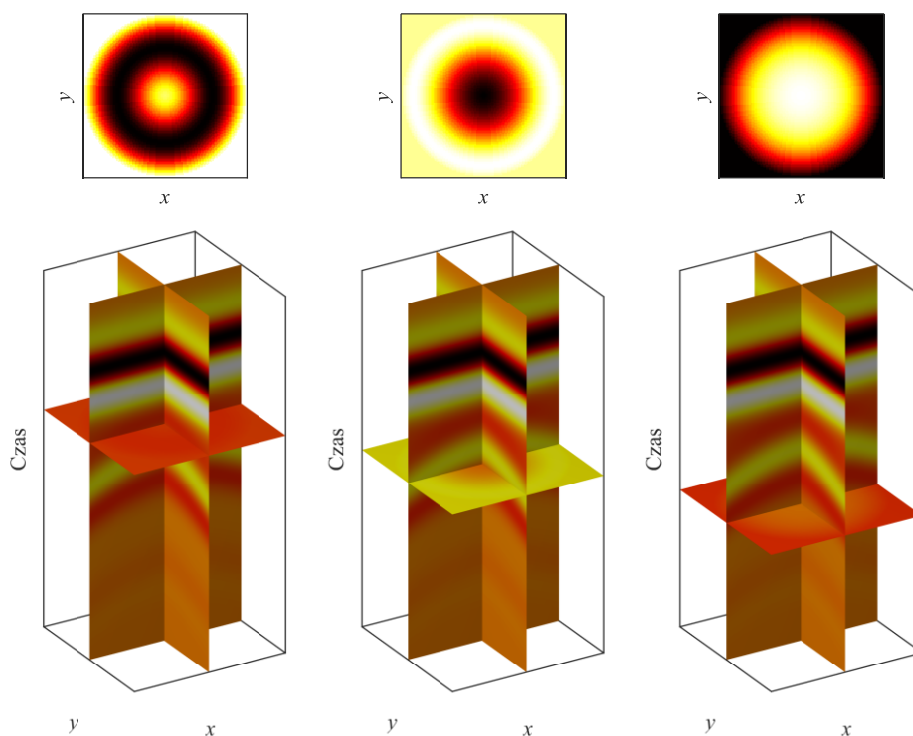
Rys. 2.5. Wybrane konfiguracje georadaru: a) radar sprzężony z powierzchnią, b) system zawieszony w powietrzu, c) radar patrzący w przód

Wyniki pomiarów GPR najczęściej podaje się w postaci zobrazowania ech zwanego echogramem, radiogramem lub rzadziej radargramem. Najbardziej popularnym sposobem zobrazowania jest zależność amplitudy sygnału od czasu odbioru kolejnych ech [67]. Ten sposób prezentacji wyników przyjęło się nazywać zobrazowaniem typu A, A-skanem, lub trasą georadarową. Aby uzyskać zobrazowanie przekroju pewnej struktury, przeprowadza się sondowanie wzdłuż pewnej drogi (profilu, ścieżki skanowania) w określonym kierunku. Zbiór A-skanów zapisanych w kolejnych punktach ścieżki skanowania można wyświetlić w sposób przedstawiony na rysunku 2.6. Taka możliwość reprezentacji danych nazywana jest zobrazowaniem typu B lub krócej B-skanem.



Rys. 2.6. Zobrazowanie georadarowe typu A i zobrazowanie typu B

Poprzeczny przekrój zbioru B-skanów zrealizowany dla wybranego czasu sondowania nazywany jest zobrazowaniem typu C lub C-skanem. Na rysunku 2.7 przedstawiono proces generowania tego rodzaju zobrazowania dla trzech różnych wartości czasu.



Rys. 2.7. Zobrazowanie georadarowe typu C

Ze zbioru zobrazowań typu B można także wyodrębnić wykryte obiekty, a następnie przedstawić je w postaci trójwymiarowej. Tego rodzaju zobrazowanie nazywane jest krótko 3D-skanem.

W radiolokacji chwila pojawienia się echa w sygnale odpowiedzi związana jest z odległością radaru od celu, dlatego znając prędkość propagacji fali w ośrodku można w zobrazowaniach zastąpić czas odpowiednią odległością. W przypadku umieszczenia anten na pewnym dystansie od powierzchni i obiektu ulokowanego w wielowarstwowej strukturze o różnych właściwościach dielektrycznych jest to utrudnione.

2.2. Rozróżnialność georadaru

Pojęcie rozróżnialności w radiolokacji dotyczy możliwości wyodrębnienia ze zobrazowania dwóch lub więcej obiektów fizycznie ulokowanych blisko siebie. Ilościowa ocena tego parametru może być przeprowadzona w oparciu o kryterium Rayleigha, które definiuje rozróżnialność jako odległość między argumentem, dla której odpowiedź od obiektu przyjmuje wartość szczytową, a jej pierwszym miejscem zerowym. Innym spotykanym sposobem opisu rozróżnialności jest zastąpienie w powyższej definicji pierwszego miejsca zerowego argumentem, dla którego wartość odpowiedzi maleje w stosunku do wartości maksymalnej o pewien poziom, najczęściej o 3, 6, 10 lub 20 dB. W zależności od rodzaju modulacji i funkcji wążących zastosowanych w danym sygnale, czy wreszcie od sposobu odbioru, kształt odpowiedzi może być specyficzny i może wymagać bardziej szczegółowej oceny w zakresie rozróżnialności [52].

W analizie rozróżnialności najczęściej rozważa się elementarne obiekty punktowe [68]. W rzeczywistości, nawet niewielkie cele stanowią pewnego rodzaju wycinek struktury trójwymiarowej, a echa odbierane przez radar są zbiorem sygnałów odbitych

od poszczególnych niejednorodności obiektu. Należy mieć zatem na uwadze charakter samego obiektu i pożądanego efektu stosowania techniki teledetekcyjnej. Radary o wysokiej rozróżnialności odległościowej (ang. HRRR – *high-range resolution radar*) są w stanie zobrazować profil odległościowy danego obiektu, co może umożliwić jego identyfikację.

W klasycznym ujęciu, dla radaru monostatycznego wykorzystującego impuls prostokątny bez modulacji kąta, rozdzielczość odległościowa jest proporcjonalna do iloczynu czasu trwania impulsu T_i i prędkości propagacji fali elektromagnetycznej v w ośrodku, co ujmuje relacja (2.1):

$$\Delta R_v = \frac{vT_i}{2} = \frac{cT_i}{2\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}. \quad (2.1)$$

Dla radarów lokalizujących obiekty w wolnej przestrzeni przyjmuje się względne wartości przenikalności ośrodka – magnetyczną μ_r i elektryczną ϵ_r równe jedności. W konsekwencji prędkość propagacji fali elektromagnetycznej w wolnej przestrzeni równą prędkości w próżni $c \approx 299\,792\,458$ m/s. Widmo wspomnianego impulsu prostokątnego ma kształt funkcji sinc, a jego szerokość mierzona na poziomie -4 dB równa się odwrotności czasu trwania impulsu $B = 1/T_i$. Należy mieć na uwadze fakt, że jest to przypadek szczególny. Bardziej ogólne podejście stanowi, że rozdzielczość odległościowa jest odwrotnie proporcjonalna do pasma sygnału. Podstawiając wartość B do wzoru (2.1), otrzymuje się:

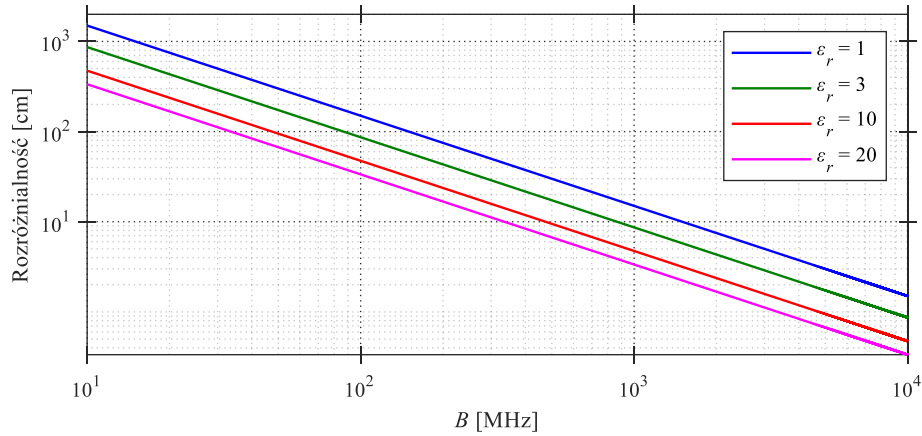
$$\Delta R_v = \frac{v}{2B} = \frac{c}{2B\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}. \quad (2.2)$$

Jest to najbardziej rozpowszechniony wzór na rozdzielczość odległościową radaru. Właściwszym opisem tego parametru wydaje się być dodanie do wyrażenia pewnej zmiennej skalującej κ (2.3), która uwzględnia obecność dodatkowych czynników wpływających na rozróżnialność. Przykładowo Jol [16], przyjmuje do obliczeń wyznaczony empirycznie parametr $\kappa = 1,39$. Z kolei w [69] utrzymuje się, że do rozróżnienia dwóch impulsów w radarze penetracji gruntu wystarczy $\kappa = 0,5$

$$\Delta R_v = \kappa \frac{v}{2B}. \quad (2.3)$$

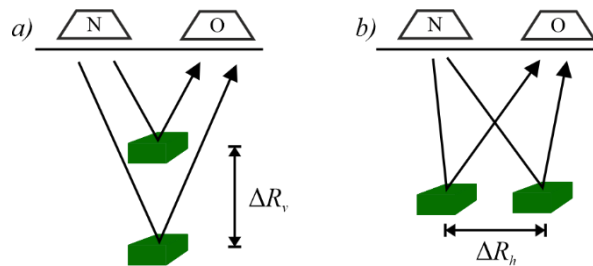
Czynnikami oddziałującymi na rozróżnialność mogą być celowe kształtowanie amplitudy sygnału sondującego, zjawisko rezonansu występujące w obrębie oświetlanego obiektu, czy też sposób przetwarzania sygnału [68]. Dodatkowo dwa obiekty ułożone blisko siebie mogą inaczej wpływać na kształt amplitudy i fazy odpowiedzi, co może znacznie zniekształcić jej charakterystykę. Widmo sygnału jest również zmieniane na etapie transmisji przez poszczególne bloki radaru oraz samo medium. W przypadku gleby jest to transmisja przez filtr o parametrach zbliżonych do układu dolnoprzepustowego.

Fale elektromagnetyczne w ośrodkach o wyższej względnej przenikalności elektrycznej propagują się wolniej, co umożliwia uzyskanie lepszej rozróżnialności. Na rysunku 2.8. przedstawiono zależność rozróżnialności (2.2) od szerokości pasma dla różnych materiałów. Aby uzyskać kilkucentymetrową rozróżnialność pasmo sygnału powinno przekraczać 1 GHz.



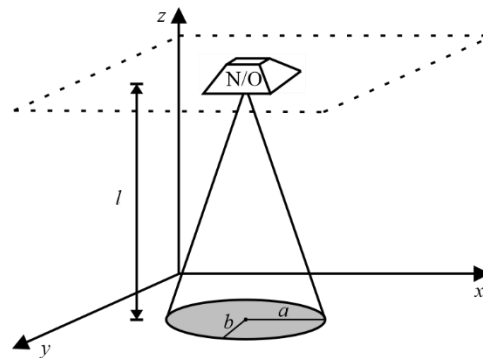
Rys. 2.8. Rozróżnialność pionowa w funkcji szerokości pasma sygnału sondującego dla propagacji w środowisku jednorodnym

Warto zauważyć, że rozróżnialność georadaru może opisywać zdolność aparatury do wyodrębniania obiektów ułożonych jeden nad drugim lub obok siebie względem płaszczyzny powierzchni. Na rysunku 2.9 zilustrowano różnicę pomiędzy rozróżnialnością pionową i poziomą.



Rys. 2.9. Graficzna interpretacja rozróżnialności w georadarze: a) rozróżnialność pionowa, b) rozróżnialność pozioma

Niniejsza praca skupia się na doborze sygnału sondującego, umożliwiającego poprawę zobrazowania, ze szczególnym uwzględnieniem poprawy rozróżnialności pionowej. Należy zaznaczyć, że zależy ona w dużej mierze od właściwości sygnału. Rozróżnialność pozioma z kolei, determinowana jest w dużym stopniu przez charakterystykę anteny. Na rysunku 2.10 przedstawiono tzw. ślad pokrycia anteny na głębokości l .

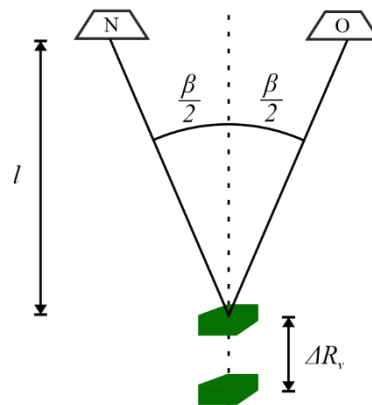


Rys. 2.10. Ślad pokrycia anteny na głębokości l

W przypadku sondowania refleksyjnego charakterystyka anteny na większych głębokościach pokrywa większy obszar. Należy zatem założyć obecność echa od obiektów z całego obszaru pokrycia. Dla najprostszych anten dipolowych ślad pokrycia jest elipsą

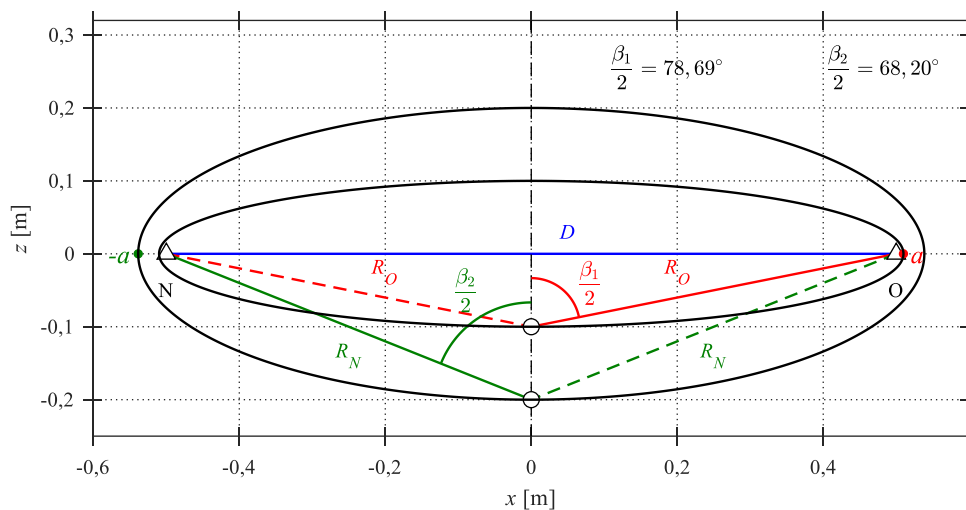
o wielkiej półosi a i małej półosi b , dla innych przyjmuje odmienne kształty. Aby prawidłowo zaprojektować proces pomiarowy, który pozwoli na rozróżnienie obiektów ułożonych obok siebie niezbędna jest wiedza dotycząca rozmiarów obiektu, długości fali i głębokości penetracji.

Dla powszechnie wykorzystywanego przypadku bistatycznego, rozdzielczość pionowa ulega korekcji [70], która jest związana z tzw. kątem bistatycznym β . Sygnał w systemie bistatycznym zilustrowanym na rysunkach 2.11 i 2.12 przebywa drogę $R_N + R_O$. Rozpatrując problem na płaszczyźnie oraz przyjmując dookólny charakter promieniowania anten, można przyjąć, że cel leży na elipsie z ogniskami w punktach umiejscowienia nadajnika i odbiornika, a oś wielka elipsy $2a$ odpowiada drodze przebytej przez sygnał $2a = (R_N + R_O)$. Elipsa ta jest miejscem geometrycznym punktów, dla których suma odległości od nadajnika R_N i odbiornika R_O jest stała i wynosi $2a$. Rozdzielczość odległościowa powiązana jest ściśle z separacją dwóch elips o tych samych ogniskach, ale różnych wartościach osi wielkiej. Jest ona konsekwencją wzajemnych relacji geometrycznych celu, nadajnika i odbiornika.



Rys. 2.11. Rozdzielczość pionowa w systemie bistatycznym

Na rysunku 2.12 naniesiono dwie współogniskowe elipsy powiązane z dwoma odseparowanymi obiektami.



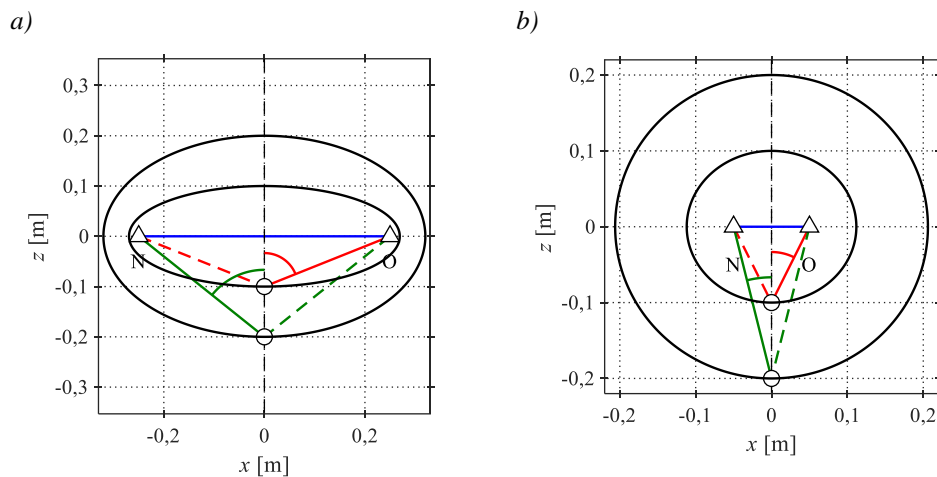
Rys. 2.12. Relacje geometryczne w systemie bistatycznym, $D = 100$ cm

Dla odróżnienia, drogi przebyte przez sygnał i wielkość a oznaczono kolorem zielonym i czerwonym.

Na uwagę zasługuje fakt, że najmniejsza odległość pomiędzy elipsami występuje na przedłużeniu bazy D , a największa na przedłużeniu dwusiecznej kąta bistatycznego. Zatem w systemie bistatycznym rozdzielczość odległościowa jest funkcją kąta β . Dla obiektów ulokowanych na dwusiecznej kąta bistatycznego β , rozdzielczość odległościowa jest aproksymowana wyrażeniem

$$\Delta R_v \approx \frac{c}{2B \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)}. \quad (2.4)$$

Na rysunku 2.13 przedstawiono geometrię dla bazy $D = 50$ cm i $D = 25$ cm. Kiedy kąt bistatyczny (i jednocześnie baza) dąży do zera, wtedy geometria przypomina system monostatyczny. Innymi słowy, separacja anteny nadawczej i anteny odbiorczej ogranicza osiągalną rozróżnialność odległościową.

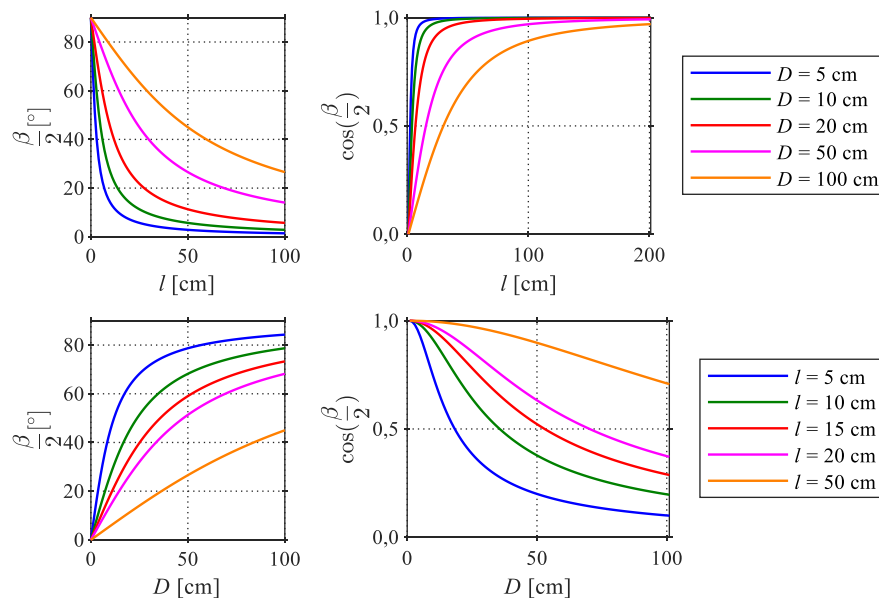


Rys. 2.13. Geometria w systemie bistatycznym: a) $D = 50$ cm; b) $D = 10$ cm. Oznaczenia zgodnie z rysunkiem 2.12

Kosinus połowy kąta bistatycznego $\cos(\beta/2)$, określany mianem czynnika bistatycznego, opisuje relację pomiędzy systemem bistatycznym w odniesieniu do pomiarów z geometrią monostatyczną przeprowadzonych wzdłuż dwusiecznej kąta β . Dla skrajnego przypadku, kiedy $\beta = 180^\circ$, cel leży na bazie $D = |NO|$ i w takiej konfiguracji jest to tzw. problem rozpraszania do przodu (ang. *forward scattering*), w którym nie ma możliwości rozróżnienia obiektów w odległości [71]. Rysunek 2.14 ujawnia, że zgodnie z zależnością (2.4), w systemie bistatycznym należy spodziewać się lepszej rozróżnialności pionowej obiektów ulokowanych głębiej. Jednocześnie lepszą rozróżnialnością cechują się systemy o krótszej bazie.

Są to tylko rozważania geometryczne, które nie uwzględniają wzrostu tłumienia fali w funkcji głębokości oraz bezpośredniej transmisji z anteny nadawczej do anteny odbiorczej. Wskazują jednak, że geometria jest istotnym czynnikiem wpływającym na rozróżnialność pionową georadaru.

Opis wpływu doboru geometrii na rozdzielczość systemu multistatycznego uwzględniający większą szczegółowość analizy dostępny jest w [72, 73].



Rys. 2.14. Kąt bistatyczny jako funkcja wielkości bazy i głębokości

Warto zaznaczyć, że przytoczone rozważania nie obejmują warstwowości ośrodka i mają na celu jedynie zgrubne oszacowanie wpływu pewnych relacji geometrycznych na rozróżnialność. Rozpatrując separację anten w kontekście modelu geometrycznego, ścieżka propagacji nakreślona przez czoło fali pomiędzy antenami, nie pokrywa się z normalną do powierzchni oraz normalnymi granic kolejnych ośrodków. Stanowi to dodatkową trudność w estymacji odległości, zwłaszcza w przypadku sygnałów o bogatym spektrum częstotliwości, a tym samym z wieloma długościami fali [74]. Metodam modelowania relacji w procesie sondowania radarem penetracji gruntu poświęcony jest kolejny podrozdział.

2.3. Modelowanie propagacji fal elektromagnetycznych wspierające technikę georadarową

Prawidłowa detekcja i analiza obiektów ulokowanych w ośrodku o określonej strukturze fizycznej wymaga znajomości procesów wpływających na propagację sygnału, które zachodzą podczas pomiarów georadarowych realizowanych w tym ośrodku. W odróżnieniu od klasycznej radiolokacji problem ten jest dodatkowo utrudniony przez wypromieniowanie sygnału w bliskim sąsiedztwie granicy dwóch mediów o diametralnie różnych właściwościach fizycznych. Po przejściu z powietrza fala trafia przeważnie do heterogenicznego ośrodka o strukturze, której właściwości zależą od wielu czynników. Jest to z reguły medium, którego wnętrze nie jest dostępne dla człowieka bez fizycznej eksploracji. Szczególnym przypadkiem są przypowierzchniowe warstwy gleby, które dodatkowo cechują się zmiennością swoich właściwości w funkcji czasu. Fizyczną podstawą działania radaru jest rozchodzenie się fal elektromagnetycznych, tym samym symulacja pola elektromagnetycznego daje wiarygodny opis zjawisk od momentu nadania do chwili odbioru sygnału.

Podstawowe prawa fizyki elektromagnetyzmu opisane są matematycznie równaniami Maxwella, a stosowane metody symulacji działania georadaru dotyczą w głównej mierze ich rozwiązywania różnymi sposobami.

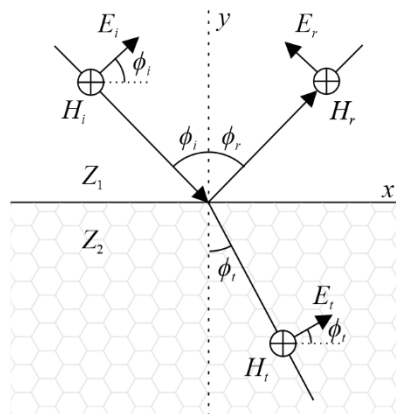
Od metod analizy wymaga się szczególnie, aby umożliwiały uwzględnienie warstwowego charakteru medium, co najmniej obejmującego warstwę powietrza i kilka

warstw dielektrycznych. Niewątpliwym atutem tych metod jest możliwość analizy przestrzennej, wpływu na kształt poszczególnych obiektów, a także implementacja modelu gleby.

Jedną z klas modelowania propagacji fal elektromagnetycznych oparta jest o metody asymptotyczne. Ich podstawą jest uproszczenie równań Maxwella lub ich rozwiązań w warunkach, gdy pewna zmienna przybiera wartości umożliwiające takie podejście. Generalnie są to metody słuszne dla przypadku, w którym owa zmienna jest relacją pomiędzy długością fali elektromagnetycznej, a rozmiarami obiektu [58]. Do metod asymptotycznych należy m.in. optyka geometryczna i jednolita teoria dyfrakcji, które są zaliczane do tzw. metod promieni. Proste metody geometryczne zakładają rozchodzenie się fal elektromagnetycznych w sposób analogiczny do promienia świetlnego. Symulowana fala zgodnie z zasadą Fermata porusza się po drodze optycznie ekstremalnej (najszybszej), ulega odbiciu, a przejście pomiędzy ośrodkami następuje zgodnie z prawem Snella (wynikającym z zasady Fermata). Jest to model należący do najmniej skomplikowanych, jednak wyniki uzyskane z jego pomocą pozwalają jedynie na zgrubną ocenę rezultatów będących wynikiem zachodzenia symulowanego zjawiska. Bardziej zaawansowane podejście polegające na uwzględnieniu dyfrakcji skutkuje uzyskaniem wierniejszych danych, nawet dla symulacji warstw przypowierzchniowych [75]. Niewątpliwą zaletą metod tej klasy jest względna prostota obliczeń.

W specyficznych przypadkach można wykorzystać również metody częściowo lub całkowicie analityczne. Ich przykładem może być model rozpraszania fal elektromagnetycznych na trójwymiarowej inkluzji ulokowanej w n -warstwowym medium dielektrycznym z zastosowaniem diadycznej funkcji Greena [7], czy też metoda dopasowania rodzajów [57].

Inne z podejść do symulacji pola elektromagnetycznego na potrzeby radaru penetracji gruntu oparte jest o model linii transmisyjnej [76]. Jest to zwykle dwuwymiarowy model składający się z warstw o określonej grubości oraz przenikalności elektrycznej i magnetycznej. Przy pomocy metody wielokrotnych odbić, uwzględniając współczynniki transmisji i odbicia na granicach poszczególnych warstw, oblicza się wypadkowy współczynnik odbicia. Fala elektromagnetyczna o dowolnej polaryzacji może być przedstawiona jako superpozycja dwóch fal o polaryzacji liniowej. Jeśli wektor pola elektrycznego leży w płaszczyźnie padania jest to polaryzacja równoległa, jeśli wektor natężenia elektrycznego leży prostopadłe do płaszczyzny padania jest to polaryzacja prostopadła. Na rysunku 2.15 przedstawiono falę o polaryzacji równoległej padającą na granicę dwóch ośrodków o impedancjach falowych Z_1 i Z_2 . Natężenia pola fali padającej oznaczono jako E_i , H_i , fali o odbitej E_r , H_r , a fali przechodzącej E_t i H_t .



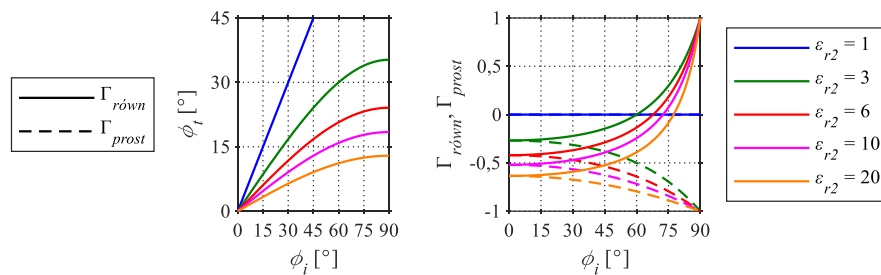
Rys. 2.15. Składowe wektorów natężeń pól elektrycznego i magnetycznego na granicy dwóch ośrodków [77]

Kąty padania, odbicia i załamania oznaczono odpowiednio symbolami ϕ_i , ϕ_r , ϕ_t . Dla dwóch polaryzacji współczynnik odbicia Γ wyznaczany jest z zależności:

$$\Gamma_{równ} = \frac{Z_2 \cos \phi_t - Z_1 \cos \phi_i}{Z_2 \cos \phi_t + Z_1 \cos \phi_i},$$

$$\Gamma_{prost} = \frac{Z_2 \cos \phi_i - Z_1 \cos \phi_t}{Z_2 \cos \phi_i + Z_1 \cos \phi_t}.$$
(2.5)

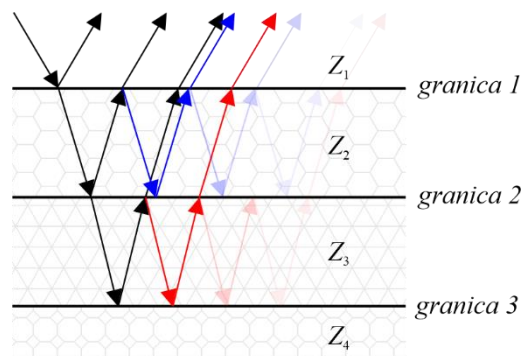
Dla bezstratnych materiałów niemagnetycznych impedancję falową można aproksymować zależnością $Z = 120 \pi / \epsilon_r^{0.5}$. Przyjmując dwuwarstwowy model z rysunku 2.15 i falę padającą z powietrza na ośrodek o impedancji falowej Z_2 , na rysunku 2.16 zestawiono zależność wartości kąta załamania oraz współczynników odbicia od kąta padania.



Rys. 2.16. Zależność kąta załamania i współczynników odbicia od kąta padania fali z powietrza na ośrodek o względnej przenikalności elektrycznej ϵ_{r2}

Zakładając przejście fali od strony powietrza, większe względne przenikalności elektryczne warstw drugiego ośrodka powodują powstawanie załamań fali. W często występującym przypadku ułożenia kolejnych warstw gleby o coraz wyższych ϵ_r dochodzi do sytuacji oświetlenia obiektu pod dużo mniejszym kątem niż kąt padania fali na jej powierzchnię. Wspomniane zależności nazywane są ogniskującymi właściwościami gleby i poprawiają rozdzielczość poziomą [7]. Ślad pokrycia staje się mniejszy niż w wolnej przestrzeni. Jednocześnie fala propaguje się wolniej w niższych warstwach co może przyczynić się do poprawy rozróżnialności pionowej [78].

Na podstawie zależności (2.5) można wyznaczyć wypadkowe współczynniki odbicia dla większej liczby warstw modelu. Jak widać na rysunku 2.17 kolejne granice mogą być źródłem fali odbitej, przez co na powierzchni poza spodziewanymi odbiciami od trzech granic ośrodków pojawiają się liczne dodatkowe odbicia oznaczone kolorem czerwonym i niebieskim.



Rys. 2.17. Ilustracja kierunku propagacji fali padającej, odbitej i przechodzącej w modelu warstwowym zakładającym trzy granice pomiędzy ośrodkami

Odbicia te utrudniają analizę, jednak w wielu przypadkach można je łatwo wyeliminować z uwagi na charakterystyczne opóźnienia czasowe.

Istnieje też grupa metod analizy rozkładu pola elektromagnetycznego działających w oparciu o wykorzystanie różnego rodzaju transformacji [16, 79], jednak nie są one wykorzystywane obecnie tak często, jak metody numeryczne. Klasyczne podejście do badania pola elektromagnetycznego uwzględniające analityczny sposób rozwiązywania równań Maxwella nie jest efektywnym sposobem symulacji współczesnych problemów występujących w praktyce inżynierskiej [58]. Rozpatrywana sytuacja jest z reguły upraszczana, a metoda nie może być rozszerzona na klasę problemów dotyczących większej liczby zmiennych. Dla bardziej skomplikowanych przypadków analityczne rozwiązywanie równań różniczkowych i całkowych zostało wyparte przez obliczenia numeryczne, które wykonywane są w oparciu o oprogramowanie do obliczania równań pola elektromagnetycznego. Dostępne symulatory to przeważnie rozbudowane kompleksowe platformy obliczeniowe, w których można modelować geometrię ośrodka i obiektów w nim ulokowanych oraz kontrolować poszczególne parametry symulacji. Istnieje też grupa prostszych narzędzi, przeznaczonych na ogół do konkretnych zastosowań i charakteryzująca się pewnymi ograniczeniami. Ich stosowanie wymaga przeważnie znajomości języka programowania, w którym zostały napisane.

Najczęściej wykorzystywane metody numeryczne to metody różnicowe, wariacyjne, momentów, elementów skończonych, macierzy linii transmisyjnych, Monte Carlo oraz metoda linii [58]. Wśród konkretnych algorytmów numerycznych posiadających atrybuty pozwalające na zastosowanie w modelowaniu sceny georadiolokacyjnej, na uwagę zasługuje m.in. metoda elementów skończonych [60], metoda momentów [61], czy też nieciągła metoda Galerkina [59]. Właściwości najbardziej pożądane w procesie symulacji georadarowych posiada metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu, krótko nazywana angielskim akronimem metodą FDTD (ang. FDTD – *finite difference time domain*). Jest ona najczęściej wykorzystywana w technice GPR [1, 3]. Z tego powodu została zastosowana również w niniejszej pracy, a jej krótka charakterystyka zostanie przytoczona w następnym podrozdziale.

2.3.1. Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu

Do zalet metody FDTD można zaliczyć dużą szybkość uzyskania wyników względnie niskim kosztem nakładu pracy programisty, łatwość zrozumienia związaną z bezpośrednią dyskretyzacją równań Maxwella, brak konieczności odwracania wielkich macierzy podczas obliczeń, możliwość badania odpowiedzi impulsowych w bezpośredni sposób oraz analizy dość złożonych geometrycznie struktur o specyficznych właściwościach fizycznych [58, 62, 63, 64, 80]. Atutem FDTD jest możliwość przyspieszenia działania poprzez zrównoleglenie obliczeń, któremu poświęcona jest monografia [81].

Metoda ta ma także istotne wady. Schodkowy charakter siatki przestrzennej wymusza zwiększenie jej gęstości dla wierniejszego modelowania obiektów o zaokrąglonych kształtach. Rzutuje to na zwiększenie liczby iteracji algorytmu, którego maksymalny krok w dziedzinie czasu jest ograniczony przez kryterium stabilności. W konsekwencji prowadzi to do wydłużenia czasu obliczeń, zwłaszcza dla symulacji dotyczących strefy dalekiej. Kolejna wada związana jest z ograniczeniem dokładności przez błędy dyskretyzacji, zaokrąglania, czy samej adekwatności wykorzystywanej postaci równań Maxwella. Problematyczny jest również sposób zakończenia siatki przestrzennej. O ile istnieją pewne modyfikacje algorytmu, które przykładowo umożliwiają obejście ograniczeń kryterium stabilności i uniknięcie silnych odbić od gwałtownych zmian

struktury [82], o tyle znajomość istoty FDTD i stosowanie się do kilku dobrych praktyk pozwala przeprowadzić symulację georadarową w sposób dający satysfakcjonujące rezultaty [83].

Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu jest algorytmem, który wykorzystuje bezpośrednio układ równań Maxwella. Istnieje szereg możliwości zapisu tych równań, jednak w przypadku potraktowania materii jako ośrodka ciągłego ich postać różniczkowa przyjmuje symetryczną formę:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -\sigma^* \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \mathbf{J}_{zm}, \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \sigma \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}_{ze}, \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho_e, \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= \rho_m,\end{aligned}\tag{2.6}$$

gdzie $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ jest wektorem natężenia pola elektrycznego, $\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$ wektorem natężenia pola magnetycznego, $\mathbf{B}(\mathbf{r}, t)$ wektorem indukcji magnetycznej, $\mathbf{J}_{zm}(\mathbf{r}, t)$ wektorem gęstości prądu magnetycznego źródłowego, $\mathbf{D}(\mathbf{r}, t)$ wektorem indukcji elektrycznej, $\mathbf{J}_{ze}(\mathbf{r}, t)$ wektorem gęstości prądu elektrycznego, σ^* przewodnością magnetyczną, σ przewodnością elektryczną (konduktywnością), ρ_e gęstością objętościową ładunku elektrycznego, a ρ_m gęstością objętościową ładunku magnetycznego. Zakłada się, że wektory natężeń pól są jednowartościowe, ograniczone i ciągłe wraz z pochodnymi i są funkcjami położenia \mathbf{r} oraz czasu t . Zależności pomiędzy wektorami indukcji i natężeń pól nazywane są równaniami materiałowymi lub związkami konstytutywnymi. W ośrodkach liniowych, izotropowych, stacjonarnych i jednorodnych wyrażone są one poprzez relacje:

$$\begin{aligned}\mathbf{D} &= \varepsilon \mathbf{E}, \\ \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H}.\end{aligned}\tag{2.7}$$

Przenikalność elektryczną ε oraz przenikalność magnetyczną μ konkretnego ośrodka wygodnie jest przedstawić jako bezwymiarowe wartości względne ε_r i μ_r opisujące stosunek do wartości tych parametrów wyznaczonych dla próżni: $\varepsilon_0 \approx 8,85418782 \cdot 10^{-12}$ [F / m] i $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H / m]. Zgodnie z tym $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ i $\mu = \mu_r \mu_0$.

Wielkości ρ_m , \mathbf{J}_{zm} , σ^* nie są spotykane w przyrodzie, dlatego równania Maxwella (2.6) zapisywane są zwykle w postaci asymetrycznej, w której mają one wartość zerową:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \sigma \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}_{ze}, \\ \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho_e, \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0.\end{aligned}\tag{2.8}$$

Bardziej właściwe odwzorowanie zależności zachodzących w rzeczywistości uzyskuje się uwzględniając dyspersyjne właściwości materiału. W zasadzie wszystkie naturalnie występujące materiały cechują się pewną zależnością przenikalności elektrycznej, przenikalności magnetycznej i konduktywności od częstotliwości. Uzyskanie dobrego

odwzorowania rozkładu pól wymaga doboru odpowiednich modeli uwzględniających naturalne właściwości poszczególnych elementów analizowanej struktury. Do najczęściej stosowanych modeli opisujących dyspersję przenikalności elektrycznej materiałów należą model Debye'a, Lorentza oraz Drudego. Przykładowo model Debye'a, zaliczany do najprostszych modeli dyspersyjnych, opisuje zależność przenikalności elektrycznej od pulsacji $\omega = 2\pi f$ w następujący sposób:

$$\begin{aligned}\varepsilon_z &= \varepsilon_0 \left[\varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_{st} - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau_r} \right] = \varepsilon_0 (\varepsilon'_r - j\varepsilon''_r), \\ \varepsilon_z &= \varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega} = \varepsilon_0 \left(\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \right), \\ \varepsilon_z &= \varepsilon_\infty + \chi_e,\end{aligned}\tag{2.9}$$

gdzie ε_z to zespolona przenikalność elektryczna, τ_r jest czasem relaksacji, który jest często przedstawiany w funkcji temperatury, ε_{st} jest stałoprądową względną przenikalnością elektryczną, χ_e podatnością elektryczną, natomiast ε_∞ teoretyczną przenikalnością elektryczną dla nieskończenie wielkiej częstotliwości f . Część rzeczywista i urojona wyrażenia (2.9) wynoszą odpowiednio:

$$\varepsilon'_r = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_{st} - \varepsilon_\infty}{1 + \omega^2\tau_r^2}\tag{2.10}$$

$$\text{oraz } \varepsilon''_r = \varepsilon_\infty + \frac{(\varepsilon_{st} - \varepsilon_\infty)\omega\tau_r}{1 + \omega^2\tau_r^2}.\tag{2.11}$$

Dane tabelaryczne często zamiast części urojonej względnej zespolonej przenikalności elektrycznej materiału uwzględniają elektryczny tangens kąta stratności $\tan\delta_{ze}$ z definicji równy ilorazowi części urojonej i części rzeczywistej przenikalności elektrycznej:

$$\tan\delta_{ze} \equiv \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r} = \frac{(\varepsilon_{st} - \varepsilon_\infty)\omega\tau_r}{\varepsilon_{st} + \varepsilon_\infty\omega^2\tau_r^2}.\tag{2.12}$$

Parametry niektórych ośrodków mogą być aproksymowane jako niezależne od częstotliwości albo stałe w obrębie określonego pasma. Efekt wpływu zmian częstotliwości na konduktywność może być uwzględniony pośrednio przez zespoloną przenikalność elektryczną [64].

Równania różniczkowe Maxwella rozłożone na poszczególne składowe pola elektrycznego w kartezjańskim układzie współrzędnych przyjmują postać:

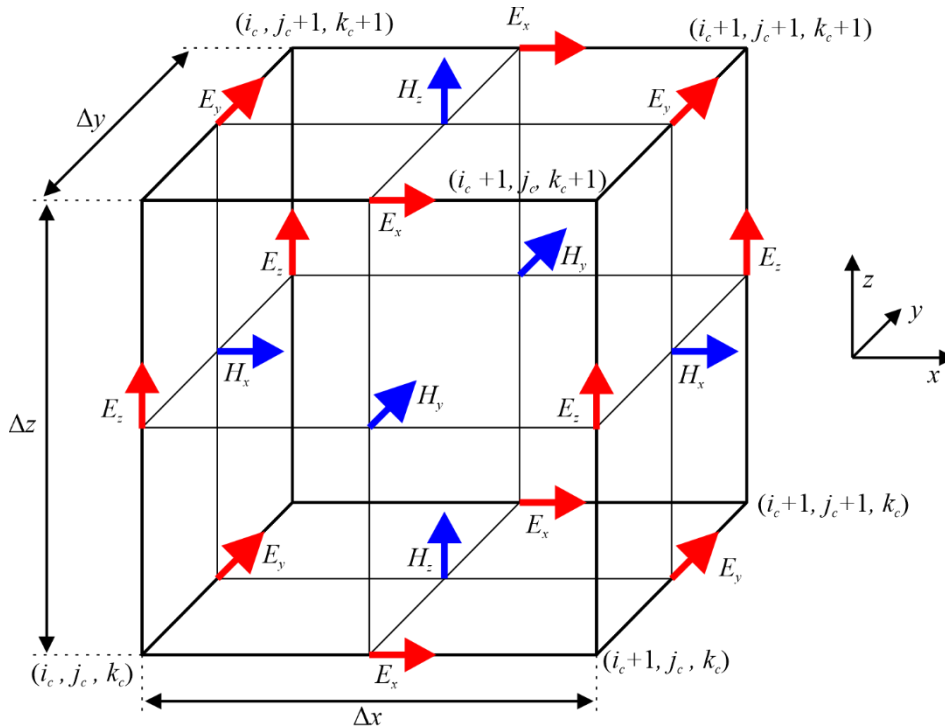
$$\begin{aligned}\frac{\partial E_x}{\partial t} &= \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x - J_{ze,x} \right], \\ \frac{\partial E_y}{\partial t} &= \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y - J_{ze,y} \right], \\ \frac{\partial E_z}{\partial t} &= \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z - J_{ze,z} \right],\end{aligned}\tag{2.13}$$

natomiast dla pola magnetycznego:

$$\begin{aligned}\frac{\partial H_x}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma^* H_x - J_{zm,x} \right], \\ \frac{\partial H_y}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \sigma^* H_y - J_{zm,y} \right], \\ \frac{\partial H_z}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma^* H_z - J_{zm,z} \right].\end{aligned}\quad (2.14)$$

Często od symulacji wymaga się, aby prowadziła do uzyskania zobrazowania georadarowego typu B, bądź nawet wyłącznie typu A. Nie ma wtedy przeważnie potrzeby przeprowadzania obliczeń w oparciu o trójwymiarową siatkę. Metoda redukcji wyrażeń (2.13) i (2.14) została przedstawiona w załączniku 8.1.

Schemat obliczeń metodą FDTD zamieszczono w załączniku 8.2. Pierwszym krokiem algorytmu FDTD jest podział przestrzeni na prostopadłościany, nazywane od nazwiska autora metody [84] komórkami Yee. W każdej komórce umieszcza się składowe wektorów pola elektrycznego \mathbf{E} i pola magnetycznego \mathbf{H} . Punktami zaczepienia dla składowych \mathbf{E} są środki boków komórki, a dla \mathbf{H} środki jej ścianek. Opisująca sytuacja przedstawiona jest na rysunku 2.18.



Rys. 2.18. Komórka Yee z zaznaczonymi składowymi wektorów natężeń pól

Rozmiar komórki wyrażany jest zmiennymi Δx , Δy , Δz , a konkretna lokalizacja komórki w siatce określona jest przez podanie zestawu liczb całkowitych i_c , j_c , k_c . Położenie komórki (i_c, j_c, k_c) obliczane jest przy pomocy prostej zależności $(i_c \Delta x, j_c \Delta y, k_c \Delta z)$. W związku z dyskretyzacją w dziedzinie czasu z okresem Δt_D , określając numer kroku algorytmu jako n_c , przyjmuje się, że czas w n_c -tym kroku sytuacji przyjmuje wartość $n_c \Delta t_D$. W algorytmie FDTD pochodną cząstkową aproksymuje się ilorazem

różnicowym. Zestaw równań Maxwella uwzględniających powyższą aproksymację przedstawiono w załączniku 8.3.

Aby algorytm FDTD był stabilny, parametry symulacji muszą spełniać warunek CFL, nazywany od pierwszych liter nazwisk trzech niemieckich matematyków Richarda Couranta, Kurta Friedrichsa i Hansa Lewy'ego. Zakłada on, że czas potrzebny fali na pokonanie odległości w rzeczywistym ośrodku, nie może być krótszy niż czas przejścia pomiędzy kolejnymi punktami siatki FDTD. Warunek CFL ma postać

$$\Delta t_D \leq \frac{1}{v \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}}, \quad (2.15)$$

gdzie v oznacza prędkość propagacji fali w ośrodku. Dodatkowo, aby ograniczyć wpływ dyskretyzacji na błąd metody, przyjmuje się, że wartość dyskretyzacji przestrzennej (Δx , Δy , Δz) powinna być co najmniej dziesięciokrotnie mniejsza od najmniejszej długości fali λ_m występującej w symulacji [64]:

$$\max\{\Delta x, \Delta y, \Delta z\} \leq \frac{\lambda_m}{10}. \quad (2.16)$$

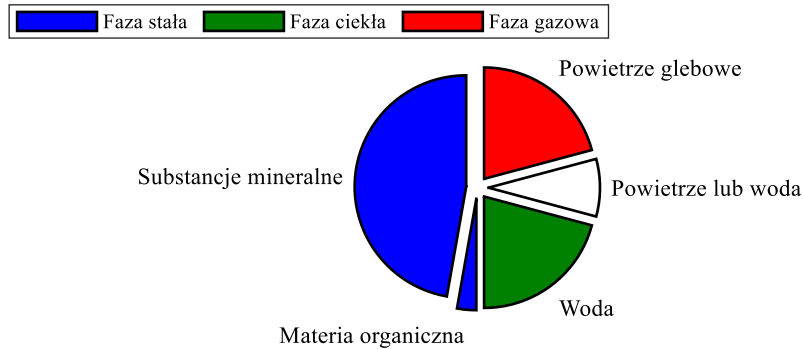
Niewątpliwie istotnym problemem dotyczącym metody FDTD jest ograniczenie obszaru obliczeń. Fale elektromagnetyczne rozchodzą się we wszystkich kierunkach, jednak w rzeczywistych warunkach ich amplituda znika w nieskończoności. W symulacji przestrzeń musi być ograniczona chociażby z uwagi na ograniczoną pamięć komputera. Z tego powodu należy zawęzić obszar symulacji do niezbędnego minimum w sposób, który w jak najmniejszym stopniu zniekształci oczekiwane wyniki. Warunki wprowadzane na zakończeniach obszaru symulacji określa się mianem absorpcyjnych warunków brzegowych (ang. ABC – *absorbing boundary conditions*). Do najczęściej wykorzystywanych warunków ABC zalicza się warstwę idealnie dopasowaną [85] (ang. PML – *perfectly matched layer*), wraz z jej licznymi modyfikacjami [86]. Jest to warstwa, która przylega do granicy obszaru symulacji i powoduje, że propagujące się w jej wnętrzu fale zachowują się podobnie jak w przestrzeni nieograniczonej. Jest ona ośrodkiem stratnym cechującym się anizotropowością wprowadzoną w celu redukcji odbicia fali od granicy [58]. Jednym z ograniczeń PML jest zależność właściwości absorpcyjnych od kąta padania fali elektromagnetycznej. Efekt ten nasila się dla kątów bliskich 90° , a jego wpływ ogranicza się poprzez odsunięcie źródeł i oświetlanych celów od krawędzi obszaru.

Kolejnym ważnym zagadnieniem istotnym dla praktycznego wykorzystania FDTD w symulacjach georadarowych jest odpowiednie dostosowanie sygnału pobudzającego. W celu zminimalizowania błędów numerycznych związanych z obliczaniem pochodnych stosuje się modulację amplitudy na początku sygnału, przykładowo zboczem Gaussa [58]. W celu minimalizacji błędów należy unikać również skokowych zaburzeń sygnału pobudzającego.

2.3.2. Uwzględnienie wybranych właściwości gruntu w symulacji pola elektromagnetycznego

Znajomość struktury geometrycznej oraz właściwości dielektrycznych symulowanego ośrodka jest kluczowa dla poprawnego estymowania propagacji fali

elektromagnetycznej. Glebę można modelować jako mieszaninę skończonej liczby składników. Pośród nich, wymienia się najczęściej składowe suchej gleby (kopaliny mineralne i materię organiczną), wodę (lub odrębnie wodę związaną i niezwiązaną) i gaz (zazwyczaj powietrze). Przyjęło się nazywać poszczególne składniki gleby fazami ośrodka. Przykładowy model uwzględniający trzy fazy zaprezentowano na rysunku 2.19 [87].



Rys. 2.19. Trójfazowy układ gleby [87]

Głównym problemem jest opis zależności właściwości elektrycznych mieszaniny od jej składu. W przypadku gleby sprowadza się to do znalezienia wypadkowej (efektywnej) przenikalności elektrycznej uwzględniającej dość złożoną strukturę ośrodka. Pokażne zestawienie zarówno prostych modeli, które uwzględniają model dwufazowy (gleba i woda), jak i modeli kilkofazowych zostało przedstawione w [88]. Wymienione modele uzyskano w sposób empiryczny lub półempiryczny, przez co są one nadmiernie dopasowane do użytych wzorców. Dodatkowo, część z nich traktuje jednakowo wodę związaną z glebą i wolną, co wpływa negatywnie na wierność odzwierciedlenia rzeczywistych parametrów.

Dość poprawny opis wypadkowej przenikalności elektrycznej gleby dla częstotliwości powyżej 0,5 GHz, który uwzględnia cztery fazy ośrodka został zaproponowany przez Loora w 1968 r. [7]. Jako składowe mieszaniny przyjmuje on suchą masę gleby, wodę wolną, wodę związaną oraz powietrze. Wypadkowa przenikalność elektryczna wedle tego modelu przyjmuje postać

$$\epsilon_m = \frac{\epsilon_{sm} + 2V_{ww}(\epsilon_{ww} - \epsilon_{sm}) + 2V_{wz}(\epsilon_{wz} - \epsilon_{sm}) + 2V_{pow}(\epsilon_{pow} - \epsilon_{sm})}{3 + V_{ww}\left(\frac{\epsilon_{sm}}{\epsilon_{ww}} - 1\right) + V_{wz}\left(\frac{\epsilon_{sm}}{\epsilon_{wz}} - 1\right) + V_{po}\left(\frac{\epsilon_{sm}}{\epsilon_{pow}} - 1\right)}, \quad (2.17)$$

gdzie V_{ww} , V_{wz} , V_{pow} , to odpowiednio objętościowy ułamek udział wolnej wody, wody związanej i powietrza, natomiast ϵ_{sm} , ϵ_{ww} , ϵ_{wz} , ϵ_{pow} oznaczają przenikalności elektryczne odpowiednio suchej gleby, wolnej wody, wody związanej i powietrza. Czterofazowy model (2.17) wymaga znajomości parametrów gleby, które mogą nie być łatwo dostępne oraz są zależne od czasu [89]. Licznie uwzględnianym w symulacjach numerycznych GPR wzorcem gruntu jest półempiryczny model mieszaniny gleby w zakresie od 1,4 GHz do 18,0 GHz [90, 91] oraz jego modyfikacja na pasmo od 0,3 GHz do 1,3 GHz [92, 93]. Umożliwia on oszacowanie przenikalności elektrycznej w oparciu o gęstość objętościową ρ_b , gęstość właściwą ρ_s , procentową zawartość wody w mieszaninie m_v , oraz udział procentowy piasku V_p i ilu V_g . Wypadkowa przenikalność elektryczna wg tego modelu dla zakresu od 1,4 GHz do 18 GHz wynosi:

$$\begin{aligned}\varepsilon_m &= \left[1 + \frac{\rho_b}{\rho_s} (\varepsilon_{sm}^\alpha - 1) + m_v^\beta \varepsilon_{ww}^\alpha - m_v \right]^{\frac{1}{\alpha}} = \varepsilon'_m + j\varepsilon''_m, \\ \varepsilon'_m &= \left[1 + \frac{\rho_b}{\rho_s} (\varepsilon_{sm}^\alpha - 1) + m_v^{\beta'} \varepsilon_{ww}^{\alpha'} - m_v \right]^{\frac{1}{\alpha}}, \\ \varepsilon''_m &= \left[m_v^{\beta''} \varepsilon_{ww}^{\alpha''} - m_v \right]^{\frac{1}{\alpha}}.\end{aligned}\quad (2.18)$$

Wartości α , β' oraz β'' uzyskane zostały empirycznie i wynoszą odpowiednio:

$$\begin{aligned}\alpha &= 0,65, \\ \beta' &= 1,2748 - 0,519V_p - 0,152V_g, \\ \beta'' &= 1,33797 - 0,603V_p - 0,166V_g.\end{aligned}\quad (2.19)$$

Przenikalność elektryczną suchej gleby w rozpatrywanym modelu szacuje się przy pomocy wyrażenia

$$\varepsilon_{sm} = (1,01 + 0,44\rho_s)^2 - 0,062. \quad (2.20)$$

Z kolei część rzeczywista i urojona przenikalności elektrycznej wolnej wody respektująca wejściowe parametry gleby wyrażona jest odpowiednio poprzez:

$$\varepsilon'_{ww} = \varepsilon_{ww,\infty} + \frac{\varepsilon_{ww,st} - \varepsilon_{ww,\infty}}{1 + \omega^2 \tau_{r,ww}^2} \quad (2.21)$$

oraz

$$\varepsilon''_{ww} = \frac{(\varepsilon_{ww,st} - \varepsilon_{ww,\infty})\omega\tau_{r,ww}}{1 + \omega^2 \tau_{r,ww}^2} + \frac{\sigma_{ef}(\rho_s - \rho_b)}{\omega\varepsilon_0\rho_s m_v}, \quad (2.22)$$

gdzie $\tau_{r,ww}$ jest czasem relaksacji wody, a σ_{ef} jest empirycznie uzyskaną konduktywnością efektywną gleby, która uwzględnia jej złożoną strukturę. Jest ona opisana zależnością

$$\sigma_{ef} = -1,645 + 1,939\rho_b - 2,013V_p + 1,594V_g. \quad (2.23)$$

Adaptacja modelu do zakresu 0,3 GHz – 1,3 GHz polega na wprowadzeniu poprawki liniowej do części rzeczywistej wyrażenia (2.18) w postaci

$$\varepsilon'_m = 1,15\varepsilon'_m - 0,68 \quad (2.24)$$

oraz zamianie wyrażenia (2.23) na

$$\sigma_{ef} = 0,0467 + 0,2204\rho_b - 0,4111V_p + 0,6614V_g. \quad (2.25)$$

W ten sposób uzyskuje się model lepiej oddający parametry rzeczywistej gleby w zakresie niższych częstotliwości

$$\varepsilon_m = \varepsilon'_m + j\varepsilon''_m. \quad (2.26)$$

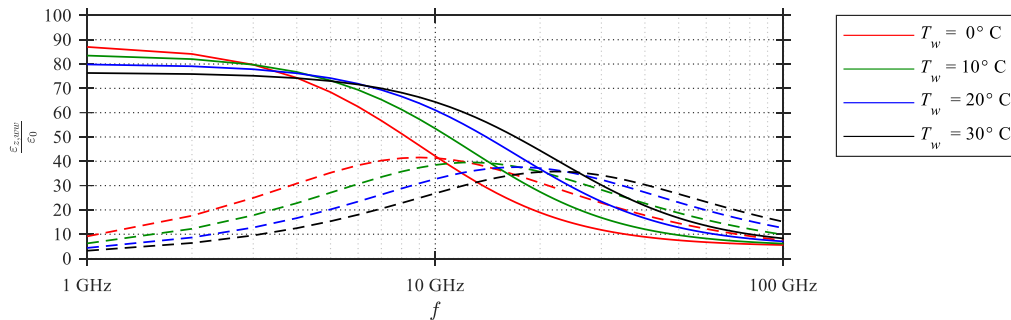
Woda jako istotny składnik gruntu silnie wpływający na jego parametry, cechuje się zależnością swoich właściwości nie tylko od częstotliwości, ale również od temperatury. Stałoprądowa przenikalność elektryczna $\varepsilon_{ww,st}$ wody została opisana w [94] jako funkcja temperatury T_w w postaci

$$\varepsilon_{ww,st}(T_w) = \varepsilon_0 \left(88,045 - 0,4117T_w + 6,295 \cdot 10^{-4}T_w^2 + 1,075 \cdot 10^{-5}T_w^3 \right). \quad (2.27)$$

Powyższy model jest wynikiem regresji dla wyników otrzymanych w paśmie częstotliwości od 1 GHz do 4 GHz. Zawarty w obliczeniach czas relaksacji wody zależy również od temperatury [95]

$$\tau_{r,ww}(T_w) = \frac{1}{2\pi} \left(1,1109 \cdot 10^{-10} - 3,824 \cdot 10^{-12}T_w + 6,938 \cdot 10^{-14}T_w^2 - 5,096 \cdot 10^{-16}T_w^3 \right). \quad (2.28)$$

Na rysunku 2.20 przedstawiono zależność zespolonej przenikalności elektrycznej wody $\varepsilon_{z,ww}$ wyprowadzoną zgodnie z modelem Debye'a (2.9) dla kilku wybranych temperatur T_w .



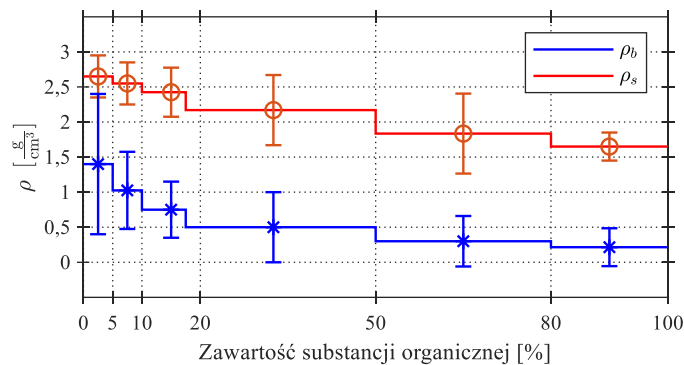
Rys. 2.20. Przenikalność elektryczna wody zgodnie z modelem Debye. Linia ciągła – część rzeczywista, linia przerywana – część urojona

Dość istotnym, a nie wymienionym jeszcze parametrem wpływającym na część urojoną przenikalności elektrycznej ε_z wody, szczególnie dla częstotliwości poniżej 10 GHz [96], jest zasolenie. Jego występowanie wpływa głównie na wzrost części urojonej przenikalności elektrycznej, czyli zwiększenie tłumienia fali elektromagnetycznej w ośrodku [3].

Stanowiąca dane wejściowe modelu (2.18) gęstość właściwa ρ_s jest stosunkiem masy fazy stałej gleby do objętości zajmowanej przez tę fazę. Wyrażana jest w gramach na centymetr sześcienny. W symulacjach uwzględniających rzeczywisty model gruntu najczęściej przyjmuje się $\rho_s = 2,65 \text{ g/cm}^3$, ponieważ jest to wartość gęstości właściwej kwarcu, który jest dominującym składnikiem większości gleb [89]. Jej wartość jest większa, jeśli udział ciężkich minerałów, takich jak przykładowo tlenki żelaza ($\rho_s > 4,00 \text{ g/cm}^3$), jest wyższy. Gęstość właściwa maleje ze wzrostem udziału materii organicznej, przez co w przypowierzchniowych warstwach gruntu może być nawet niższa od $2,40 \text{ g/cm}^3$ [87].

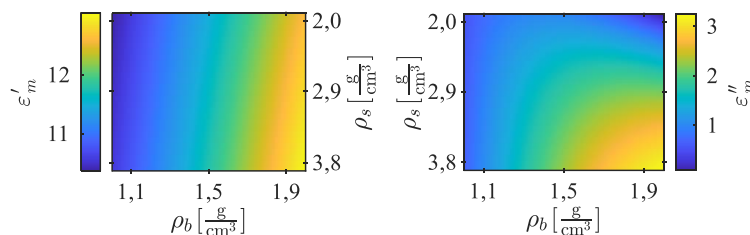
Gęstość objętościowa ρ_b jest stosunkiem masy suchej gleby do całkowitej objętości. Wartość ρ_b dotyczy parametrów fazy stałej i gazowej przez co może zależeć od odległości od powierzchni [97]. Jeśli cząstki gleby przylegają do siebie, jak np. w przypadku piasku i ubitej gleby, ρ_b jest większe niż dla luźnych mieszanek. Przyjmuje się, że wierzchnie gliniaste, iłowe i pyłowe warstwy gruntu cechują się gęstością objętościową na poziomie od 0,9 do 1,6 g/cm³, gleby piaszczyste mają ρ_b w zakresie od 1,2 do 1,9 g/cm³, a bardzo zbite mieszaniny przejawiają ρ_b na poziomie około 2,0 g/cm³, a nawet większym [87].

Zarówno gęstość właściwa, jak i objętościowa zależy od składu fazy stałej, która poza substancjami mineralnymi zawiera materię organiczną, szczególnie w przypowierzchniowych warstwach gleby [98]. Na rysunku 2.21 przedstawiono wspomnianą zależność [87].



Rys. 2.21. Zależność gęstości właściwej i gęstości objętościowej od zawartości substancji organicznej w glebie wg danych z [87]. Zakresy dotyczą wartości minimalnej i maksymalnej

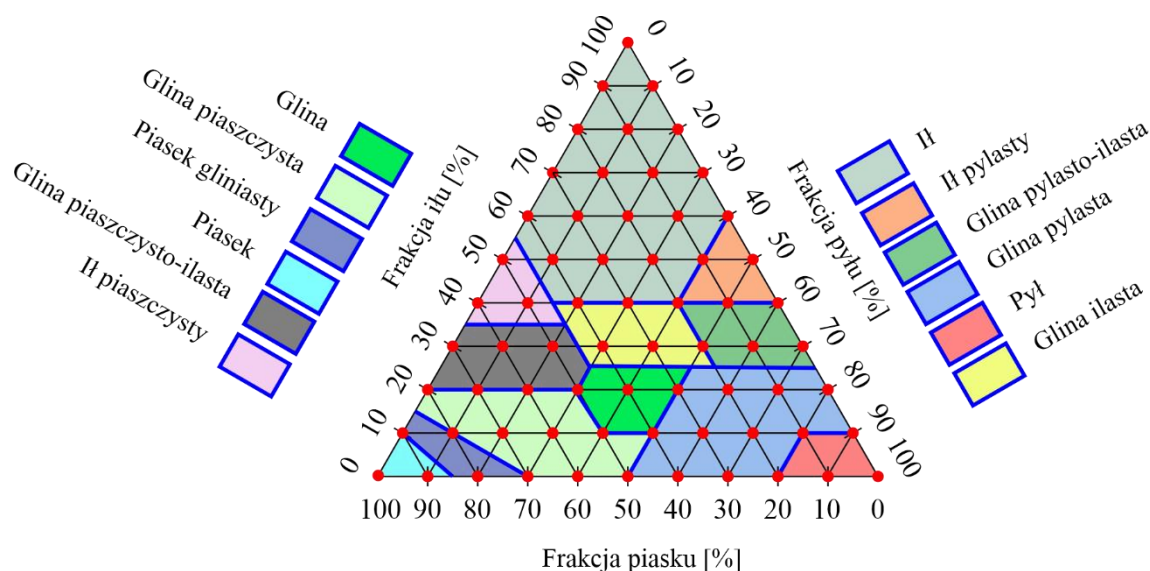
Masa substancji organicznej jest mniejsza niż składników mineralnych, dlatego wraz ze wzrostem jej zawartości w mieszaninie zarówno ρ_b , jak i ρ_s przyjmują mniejsze wartości. Dla zakresu typowych gęstości gleby zauważalne jest podwyższenie przenikalności elektrycznej wraz ze stopniem zagęszczenia mieszaniny (rysunek 2.22).



Rys. 2.22. Zależność modelowanej przenikalności elektrycznej od gęstości właściwej i gęstości objętościowej dla $f = 2 \text{ GHz}$, $m_v = 20\%$, $V_p = 0,33$, $V_g = 0,33$

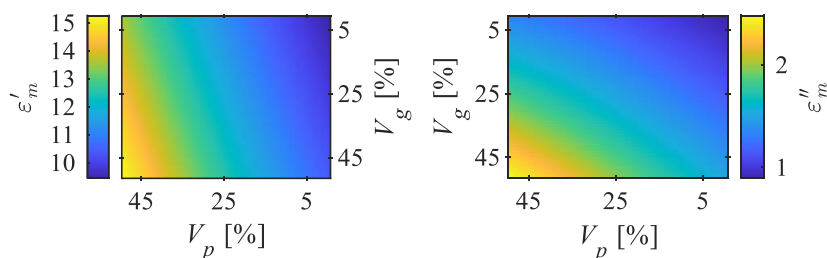
Szczególnie widoczny jest wzrost części urojonej przenikalności elektrycznej dla gruntów cechujących się większym udziałem ciężkich minerałów.

Obok gęstości, twórcy wymienionych modeli bazowali również na parametrach granulometrycznych gleby. Reprezentują one stan uziarnienia cząstek mineralnych fazy stałej. Wymiary poszczególnych cząstek we frakcji gleby wahają się od milionowych części milimetra, aż do kilku metrów. Popularnym przedstawieniem rodzaju gleby jest zlokalizowanie jej na tzw. trójkącie Fereta (rysunek 2.23) dotyczącym frakcji piaskowej, pyłowej i iłowej, przy czym przyjmuje się, że rozmiary ziaren piasku zawierają się w przedziale od 0,05 mm do 2,00 mm, pyłu od 0,002 mm do 0,050 mm, a iłu poniżej 0,002 mm. Glebę można zdefiniować w zależności od wspomnianego wcześniej procentowego udziału piasku V_p i iłu V_g oraz pyłu V_s , przy czym suma wszystkich trzech składników ulokowanych w dowolnym punkcie trójkąta jest równa jedności.



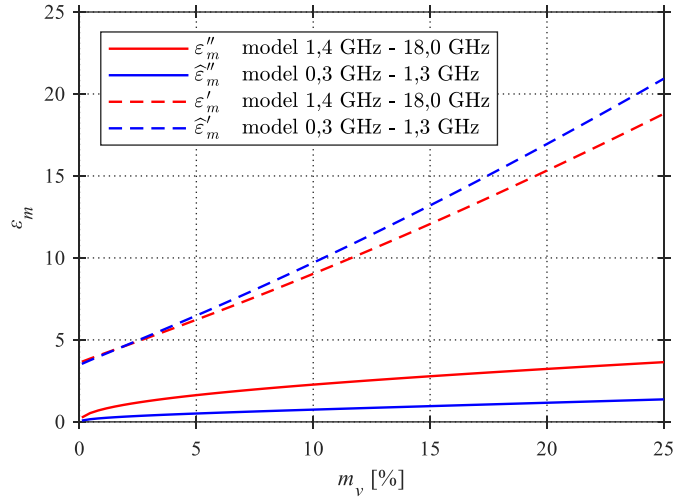
Rys. 2.23. Trójkąt Fereta z podziałem gleb w zależności od zawartości piasku, pyłu i iltu

Wpływ procentowego udziału iltu i piasku na wypadkową przenikalność elektryczną przedstawiono na rysunku 2.24. Dla stałej zawartości wody w mieszaninie wzrost udziału iltu i piasku powoduje zwiększenie zarówno części rzeczywistej, jak i urojonej ϵ_m .



Rys. 2.24. Zależność modelowanej przenikalności elektrycznej od udziału procentowego piasku i iltu dla $f = 2 \text{ GHz}$, $m_v = 20\%$, $\rho_s = 2,65 \text{ g/cm}^3$, $\rho_b = 2 \text{ g/cm}^3$

Konieczność uzyskania wysokorozdzielczych zobrażeń implikuje wykorzystanie sygnałów o bardzo szerokim paśmie obejmującym zarówno zakres od 0,3 GHz do 1,3 GHz, jak i powyżej 1,4 GHz. Na rysunku 2.25 przedstawiono modelowaną przenikalność elektryczną dla częstotliwości $f = 1350 \text{ MHz}$, $\rho_s = 2,65 \text{ g/cm}^3$, $\rho_b = 2 \text{ g/cm}^3$, $V_p = 0,5$ i $V_g = 0,5$. Należy podkreślić, że model (2.18) oraz jego liniowa poprawka (2.26) bazują na rzeczywistych pomiarach kilku rodzajów gleb, które nie uwzględniają zakresu częstotliwości od 1,3 GHz do 1,4 GHz. Istotą niniejszej pracy nie jest weryfikacja skuteczności przyjętego sposobu modelowania, a jedynie wybranie metody symulacyjnej oferującej możliwie najlepsze odzwierciedlenie warunków rzeczywistych pracy GPR. Nie narzuca to na proces symulacji wymagań dotyczących uzyskania wzorca konkretnego rodzaju gleby, a jedynie heterogenicznej struktury o parametrach mieszczących się w przedziałach powszechnie przypisywanych do gruntu. Różnice pomiędzy częścią rzeczywistą względnej przenikalności elektrycznej z rysunku 2.25 dla małego udziału wody nie są istotne.



Rys. 2.25. Różnice pomiędzy modelowaną względną przenikalnością elektryczną w omawianych modelach dla $f = 1350$ MHz

Można zatem założyć, że przyjęcie dowolnego modelu przyniesie oczekiwany skutek w postaci zróżnicowania medium, a wykorzystanie modelu zaprojektowanego na niższe częstotliwości będzie zawyżało symulowany procentowy udział wody. Jest to parametr, którego wartość zależy jest również od położenia i czasu. Zwykle podczas rzeczywistych pomiarów znany jest tylko jego zgrubny szacunek. Pomimo tego, dla uniknięcia skokowych zmian wartości parametrów w obrębie częstotliwości na granicy poszczególnych modeli przeprowadzono fuzję wyrażeń (2.18) oraz (2.24) i (2.25) stosując ważone uśrednianie zgodnie z poniższymi wagami (częstotliwość wyrażona w GHz):

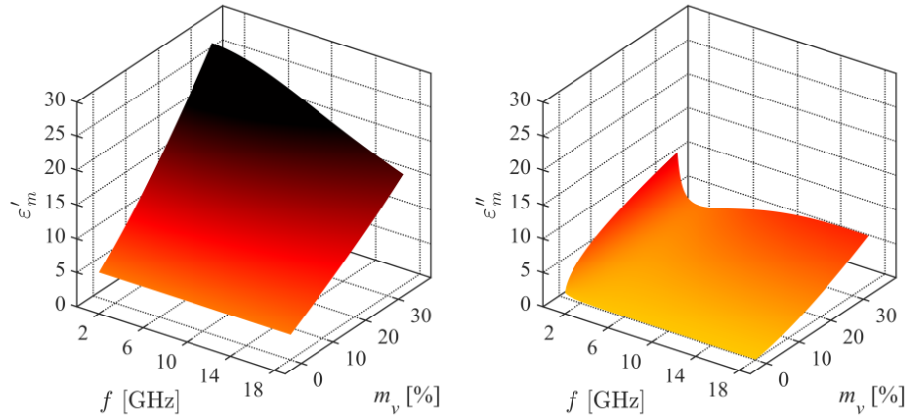
$$w_{1,3}(f[\text{GHz}]) = \begin{cases} 0, & \text{dla } f > 1,85 \text{ GHz} \\ 0,5 + 0,5 \cos[(f - 0,85)\pi], & \text{dla } 1,85 \text{ GHz} \leq f \leq 0,85 \text{ GHz} \\ 1, & \text{dla } f < 0,85 \text{ GHz} \end{cases}, \quad (2.29)$$

$$w_{18}(f[\text{GHz}]) = \begin{cases} 1, & \text{dla } f > 1,85 \text{ GHz} \\ 0,5 - 0,5 \cos[(f - 0,85)\pi], & \text{dla } 1,85 \text{ GHz} \leq f \leq 0,85 \text{ GHz} \\ 0, & \text{dla } f < 0,85 \text{ GHz} \end{cases}. \quad (2.30)$$

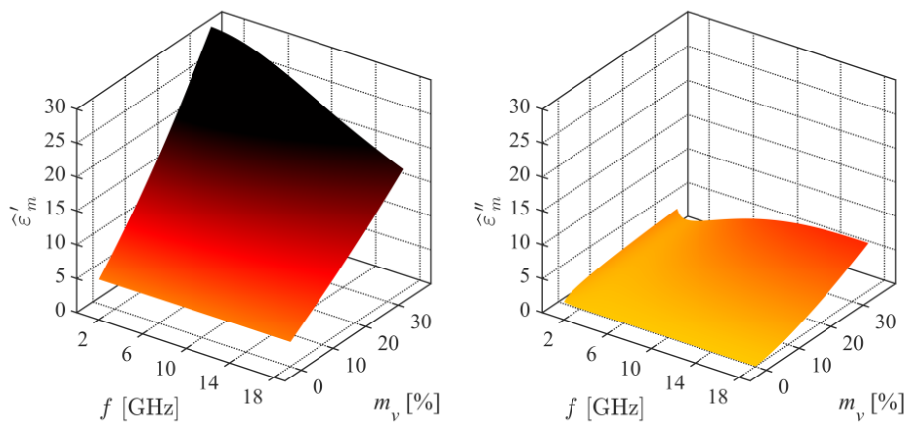
Uśredniona przenikalność elektryczna wyniesie zatem

$$\varepsilon_m = (w_{18}\varepsilon'_m + w_{1,3}\varepsilon'_m) + j(w_{18}\varepsilon''_m + w_{1,3}\varepsilon''_m). \quad (2.31)$$

Na podstawie danych wejściowych wykorzystanych do generacji wykresu 2.25 dokonano porównania wyników obu modeli w zakresie od 0,5 GHz do 18,0 GHz. Rysunek 2.26 dotyczy modelu bez poprawki liniowej, a rysunek 2.27 modelu na zakres poniżej 1,3 GHz. Istotne różnice dotyczą niższego pasma częstotliwości i pogłębiają się wraz ze wzrostem udziału wody w mieszaninie. Dla częstotliwości $f = 1,3$ GHz różnice pomiędzy rzeczywistymi wynikami, a ich estymatą uzyskaną przez pierwszy model nie są istotne [93]. Błąd powiększa się ze spadkiem częstotliwości. Dotyczy to zwłaszcza części urojonej, co wprowadza do symulacji wyższą stratność ośrodka.

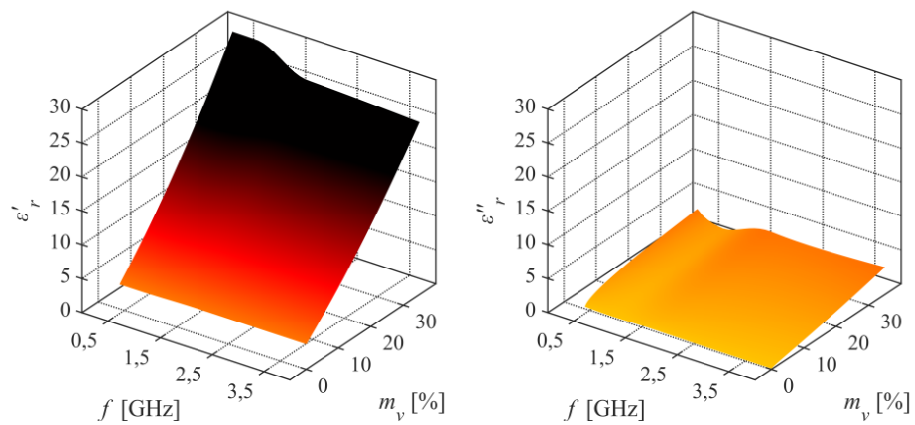


Rys. 2.26. Względna przenikalność elektryczna uzyskana z wykorzystaniem modelu na zakres od 1,4 GHz do 18,0 GHz



Rys. 2.27. Względna przenikalność elektryczna uzyskana modelem na zakres od 0,3 GHz do 1,3 GHz

Efekt zastosowania proponowanego uśrednienia (2.31) przedstawiono na rysunku 2.28. Skokowa zmiana wypadkowej przenikalności została ograniczona, co jest szczególnie widoczne w przypadku suchych mieszanin.



Rys. 2.28. Względna przenikalność elektryczna w oparciu o ważenie omawianych modeli wycinkiem okna kosinusowego. Zakres częstotliwości zawężono do 4 GHz

Formułowanie adekwatnego modelu gruntu wymaga również konstrukcji odpowiedniej geometrii odzwierciedlającej naturalne uwarstwienie gleby. Część parametrów dotyczących mikroskali daje się zamodelować w oparciu o wymienione sposoby poprzez doświadczenia i proste zabiegi dopasowujące opis matematyczny do wartości poznanych. Kolejnym etapem potrzebnym do wiernego odwzorowania gruntu jest aspekt przestrzennego rozłożenia elementów ośrodka w makroskali. Przykładowo w [85] zwrócono uwagę na problem chropowatości ośrodka, który dotyka zagadnienia prawidłowej interpretacji nierówności powierzchni granicznej. Bardzo istotnym elementem opracowywania heterogeniczności jest dystrybucja elementów o wspomnianych do tej pory właściwościach w obrębie ośrodka. Przeważająca część obiektów w przyrodzie nie jest jednorodna i wykazuje silną nieregularność geometryczną. Deterministyczny opis problemów dotyczących teorii fraktali i chaosu w ujęciu geologicznym zaprezentowano w [99].

Teza niniejszej pracy obejmuje problematykę zobrazowania metodą georadarową obiektów ulokowanych płytko pod powierzchnią gruntu. Wraz z upływem czasu, szczególnie w środowisku ciepłym i wilgotnym, następuje zjawisko wypłukiwania składników mineralnych z gleby [98]. Jedną z konsekwencji tego procesu jest wytworzenie się w przypowierzchniowych obszarach gleby horyzontalnych warstw o zwykle odmiennych właściwościach dielektrycznych [100]. Poprzeczny profil gleby cechuje się poziomą warstwowością z uwzględnieniem występowania nawet kilku warstw na głębokości mniejszej niż 50 cm [89]. Aby podbudować omówienie geometrycznej struktury niejednorodnego ośrodka praktycznymi, realnymi przykładami, dokonano wybiórczej analizy bazy danych SPADE (ang. SPADE – *soil profile analytical database for Europe*) w wersji 2 [101].

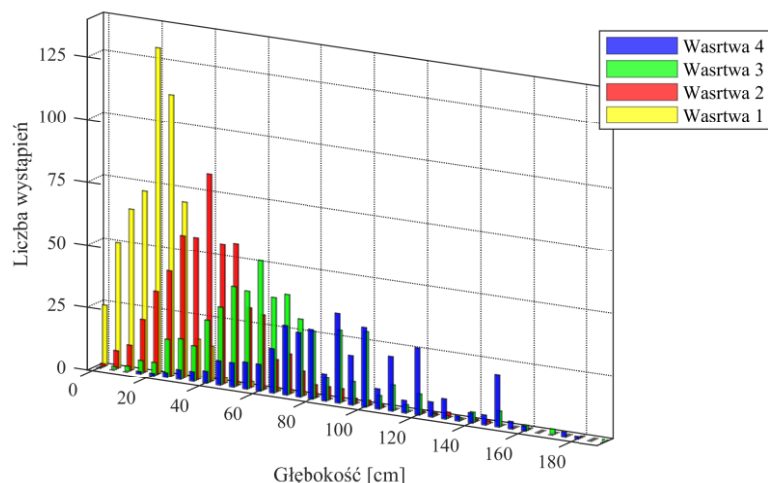
Zbiór danych SPADE uwzględnia pomierzone wartości parametrów gleby, w tym wykorzystywane w przedstawionych modelach V_p , V_g , V_s oraz ρ_b . Gęstość właściwa wyrażona jest pośrednio poprzez podaną w bazie porowatość gleby Φ zgodnie z zależnością

$$\Phi = 1 - \frac{\rho_b}{\rho_s} \quad (2.32)$$

Porowatość można interpretować jako ilościowy opis relacji zawartości wody i powietrza w glebie, a tłumienie fali elektromagnetycznej jest silniejsze dla bardziej porowatych gleb [3].

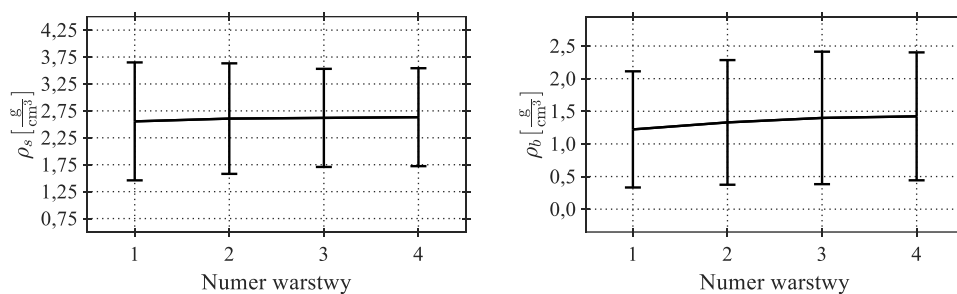
Dodatkowo SPADE uwzględnia warstwowość ośrodka i w obrębie jednego pomiaru podaje parametry dla różnych głębokości. W bazie występują gleby o liczbie warstw nie przekraczającej 11, jednak dominująca część wpisów to układy zawierające do czterech warstw, których głębokości zestawiono na rysunku 2.29.

Najwięcej przypadków występowania granicy pierwszej warstwy notuje się na głębokości ok. 20 cm, a pierwsze różnice pomiędzy warstwami osiągają nawet kilka centymetrów. Mając na względzie potrzebę lokalizacji obiektów płytko zakopanych i silny wzrost tłumienia sygnałów w obrębie większych głębokości, istotnym elementem dalszych rozważań powinno być uwzględnienie parametrów gruntu tuż pod powierzchnią. Średnie wartości całościowego procentowego udziału piasku, pyłu i ilu za wszystkie rekordy dotyczące czterech warstw wynoszą odpowiednio 17,33 %, 28,67 % oraz 23,74 % i nie wykazują znaczącej zmienności w zależności od numeru warstwy.



Rys. 2.29. Histogramy głębokości pierwszych czterech warstw gleby z bazy danych SPADE. Szerokość pojedynczego przedziału = 5 cm

W bazie rozróżniono trzy zakresy rozmiarów ziaren piasku i dwa przedziały rozmiaru pyłu. Wspomniane miary procentowe całościowego udziału dotyczą wartości średnich. Gęstość objętościowa i gęstość właściwa pierwszych czterech warstw została przedstawiona na rysunku 2.30. Pomierzone wartości rzeczywistych przykładów gruntów z terenu Europy mieszczą się we wcześniej przytoczonych teoretycznych globalnych zakresach. Istnieje zasadne przypuszczenie, że mogą one reprezentować wyczerpujący asortyment parametrów opisujących heterogeniczny ośrodek jakim jest gleba.



Rys. 2.30. Gęstość objętościowa i gęstość właściwa gleb pierwszych czterech warstw z bazy danych SPADE. Wartości średnie, minimalne i maksymalne

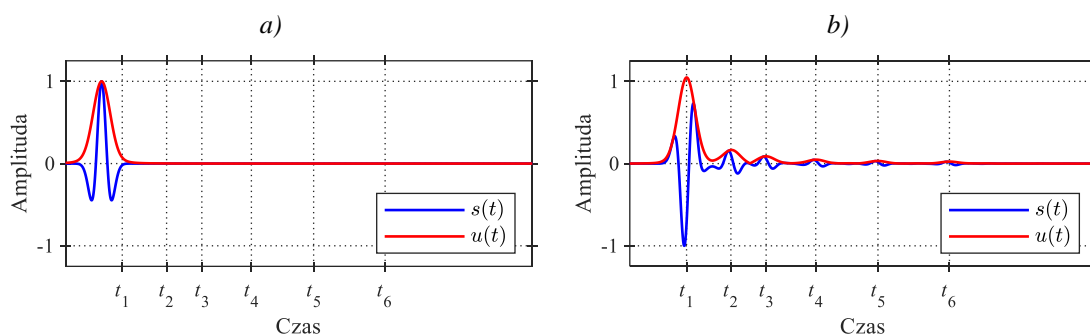
Należy mieć na uwadze, że modele nie uwzględniają lokalnego charakteru gleby i jej chwilowych właściwości. Przykładowo, w środowisku zurbanizowanym należy spodziewać się większego udziału materiałów antropogeomorficznych w gruncie [102]. Poza wprowadzeniem zaburzeń geometrycznych mogą one rzutować na wypadkowe właściwości dielektryczne.

Generalny zarys atrybutów gleby i sposobów modelowania na ich podstawie właściwości elektromagnetycznych gruntów pozwala założyć pewien kanon parametrów wejściowych symulacji. Licząc się z niemożliwością przebadania wszystkich przypadków, warunki symulacyjne dobrane na podstawie omówionych w podrozdziale zasad, można przyjąć za podstawę dalszych analiz.

2.4. Wybrane metody przetwarzania sygnałów georadarowych

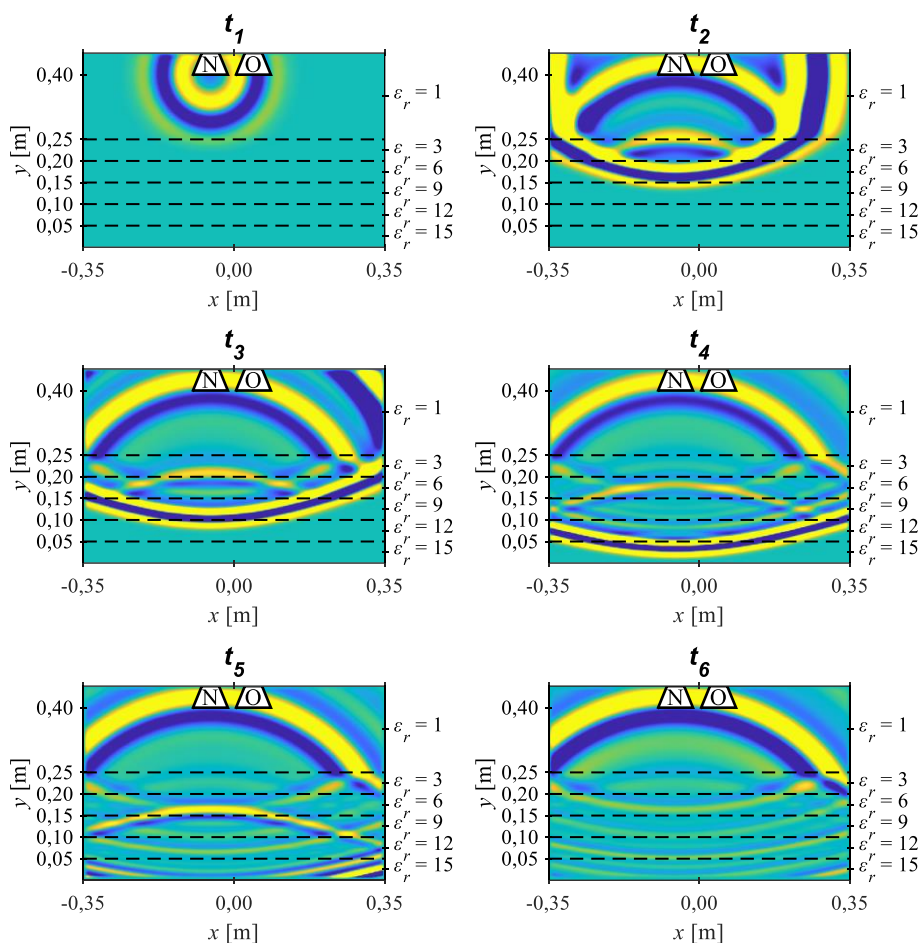
Zasadniczym celem pracy radaru penetracji gruntu jest uzyskanie interpretowalnego zobrazowania [1]. Z tego punktu widzenia surowy sygnał na wyjściu odbiornika często nie jest wystarczający. Dlatego stosuje się wiele zabiegów, które uwydatniają w zobrazowaniu cechy istotne dla poprawnej interpretacji. W niektórych zastosowaniach, jak np. w detekcji niebezpiecznych przedmiotów, od aparatury wymaga się działania w czasie rzeczywistym. Współczesne układy cyfrowe umożliwiają wykonywanie coraz większej liczby obliczeń w zadanym interwale czasowym, co prowadzi do intensyfikacji rozwoju nowych technik. Metody przetwarzania sygnałów mogą obejmować wszystkie rodzaje zobrazowań. Do przetwarzania sygnałów zalicza się również proces porządkowania danych uzyskanych podczas pomiaru. Sondowania georadarowe to zwykle żmudny proces, który może być utrudniony przez czynniki terenowe. Z tego powodu w zbiorze zapisanych danych mogą pojawić się błędy lub braki. Na wstępnym etapie przetwarzania należy je wyeliminować, np. poprzez usunięcie lub uzupełnienie uśrednionymi wartościami uzyskanymi w sąsiednich danych. W literaturze spotyka się wydzielenie metod wykorzystywanych na wstępnym etapie analizy jako metody przetwarzania wstępnego (ang. *pre-processing*). Jednak w związku z rozwojem licznych możliwości przetwarzania i różnorodnością zastosowań obecnie trudno wydzielić prawidłową uniwersalną sekwencję kolejnych kroków przetwarzania.

Rozpoczynając przegląd metod warto pochylić się nad składnikami pojedynczej trasy georadarowej. Na rysunku 2.32 przedstawiono prosty, dwuwymiarowy model refleksyjny składający się z sześciu warstw dielektrycznych. W pierwszej z nich, o względnej przenikalności elektrycznej $\epsilon_r = 1$, zawieszono antenę nadawczą i odbiorczą. Model pomija rodzaj wykorzystanych anten, sygnał z nadajnika i odbiornika rozchodzi się jednakowo we wszystkich kierunkach. Impuls sondujący $s(t)$ przedstawiono na rysunku 2.31. a. Jest to falka Rickera, szczegółowo opisana w podrozdziale 3.5. W analizie sygnałów GPR wykorzystuje się często amplitudę chwilową sygnału (3.12) $u(t)$. Umożliwia to łatwiejszą lokalizację odbić o największych energiach i amplitudach [7]. Względne przenikalności elektryczne kolejnych pięciu warstw przyjmują wartości 3, 6, 9, 12 i 15. W chwili t_1 do odbiornika dociera sygnał bezpośredni z nadajnika. W chwilach od t_2 do t_6 odbierane są echa od kolejnych granic pomiędzy ośrodkami. Na rysunku 2.31. b widoczny jest A-skan uzyskany w oparciu o przedstawiony scenariusz.



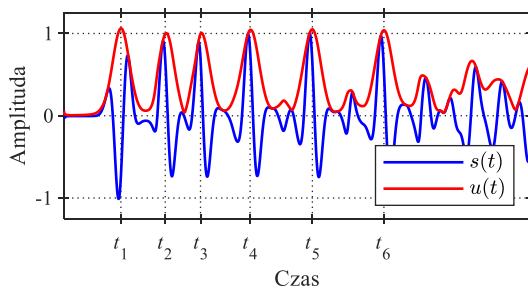
Rys. 2.31. a) impuls sondujący, b) surowy A-skan i jego amplituda chwilowa

A-skan przyjmuje największe wartości w chwili odpowiadających odebraniu sygnału bezpośredniego z anteny nadawczej t_1 oraz w momencie odbioru sygnału odbitego od pierwszej granicy pomiędzy ośrodkami t_2 . Składowe A-skanu pochodzące od odbić z głębszych warstw są coraz słabsze, co utrudnia ich interpretację.



Rys. 2.32. Rozkład natężenia pola elektrycznego w poszczególnych chwilach unormowany względem wartości w lokalizacji odbiornika

Narzędziem poprawiającym udział składowych z większych głębokości w A-skaniu jest wzmocnienie zmienne w czasie. Może ono przyjmować kształt liniowy, logarytmiczny, eksponencjalny lub inny, przyjęty arbitralnie. Celem tej procedury jest podniesienie poziomu sygnału docierającego do odbiornika później. Wykorzystuje się również wzmocnienie o automatycznej regulacji AGC (ang. AGC – *automatic gain control*).



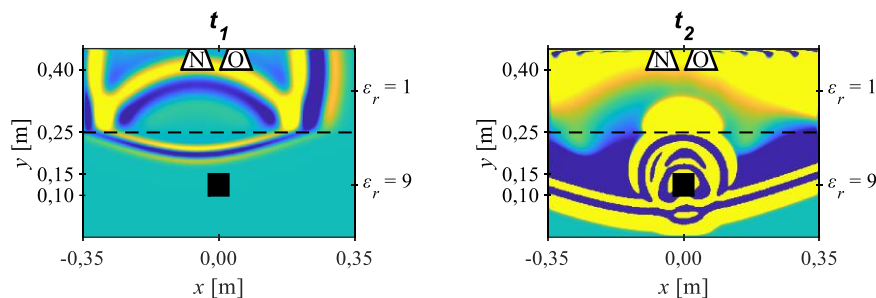
Rys. 2.33. A-skany po automatycznej regulacji wzmocnienia

Polega ono na analizie sygnału w kolejnych oknach czasowych o zadanej długości. W kolejnych przedziałach liczy się wybraną miarę statystyczną i w oparciu o jej wartość

dokonyje normalizacji. Na rysunku 2.33 przedstawiono rezultat zastosowania AGC na A-skaniu z rysunku 2.31. b. Poziom kolejnych odbić został wyrównany, jednak nadmiernie wzmocniono końcową część trasy.

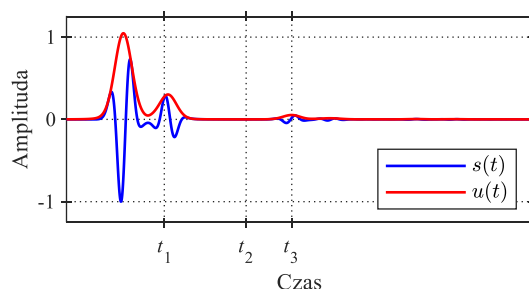
Kolejnym czynnikiem utrudniającym interpretację A-skana mogą być składowa stała i składowe wolnozmiennne. Ich udział niwelowany jest przykładowo poprzez odejmowanie średniej lub średniej ruchomej. Naturalnym sposobem pozbywania się niepożądanych składowych częstotliwościowych w sygnale jest filtracja. Mogą to być zakłócenia niskoczęstotliwościowe związane z niedopasowaniem anteny do powierzchni gleby [1], wysokoczęstotliwościowe szумы, czy też wąskie pasma lub pojedyncze częstotliwości. Ograniczenie udziału wielokrotnych odbić i poprawa jakości zobrazowania możliwa jest do uzyskania poprzez dekonwolucję stanowiącą proces odwrotny do splotu. Należy jednak w takim przypadku przyjąć apriorycznie model zakłóceń, które będą filtrowane, co ogranicza możliwości metody. Pomocnym narzędziem analizy pojedynczej trasy może być stosowana w ultrasonografii i sejsmice detekcja czasu przyścia sygnału, przykładowo wyliczana w oparciu o autorskie rozwiązanie wykorzystujące kryterium informacyjne Akaike [103].

Analiza danych georadarowych w oparciu o pojedynczy A-skan jest ograniczona. Zobrazowanie typu B daje możliwość orientacji składowych trasy wzdłuż pewnej ścieżki pomiarowej. Jest to w zasadzie obraz, od którego wymaga się, aby odwzorowywał pewien przekrój badanej struktury w sposób pozwalający znajdować relacje pomiędzy niejednorodnościami. Na rysunku 2.34 przedstawiono kolejny model. Są to dwie warstwy, jedna z nich imituje powietrze z $\epsilon_r = 1$, względna przenikalność elektryczna drugiej wynosi $\epsilon_r = 9$. W drugiej warstwie został osadzony sześcienny cel o $\epsilon_r = 3$.



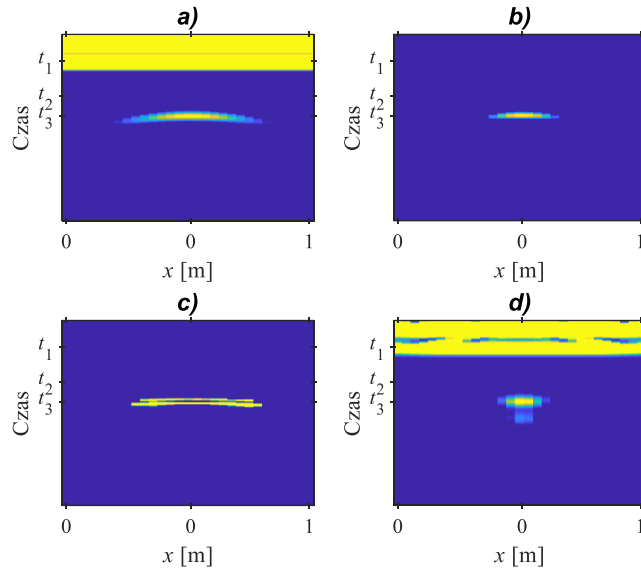
Rys. 2.34. Rozkład natężenia pola elektrycznego w chwili t_1 i t_2 . Cel widoczny jako czarny kwadrat został zamodelowany jako dielektryk o $\epsilon_r = 3$

Pojedyncza trasa zarejestrowana w określonym położeniu modułu nadawczo-odbiorczego w osi celu przedstawiona została na rysunku 2.35. Widoczny jest udział sygnału bezpośredniego z anteny nadawczej oraz odbicie od powierzchni w chwili t_1 . W czasie bliskim chwili t_2 następuje odbicie i rozprzyszczenie od celu, echo od celu dociera do anteny odbiorczej w chwili t_3 .



Rys. 2.35. A-skan uzyskany w położeniu anteny nadawczej i odbiorczej zgodnie z rysunkiem 2.34

Na rysunku 2.36. a widoczny jest B-skan (amplituda chwilowa) uzyskany poprzez pomiary przeprowadzone w kierunku x w odstępnie 1,5 cm. Do najczęstszych zabiegów przeprowadzanych na B-skanach zalicza się techniki redukcji horyzontalnego udziału sygnału z anteny nadawczej i odbicia od powierzchni. Metody te nazywane są technikami redukcji tła (ang. *background removal*). Najpopularniejsza z nich dotyczy odjęcia od wszystkich A-skanów tworzących B-skan pewnej wypadkowej trasy.



Rys. 2.36. B-skany wyświetlone jako moduł sygnału analitycznego: a) surowe zobrazowanie, b) redukcja tła poprzez odejmowanie średniej trasy, c) redukcja tła metodą PCA, d) B-skan po migracji Stolta

Obliczana jest ona jako miara statystyczna, dla przykładu na rysunku 2.36. b naniesiono wynik odjęcia średniej trasy s_{AVG} . Przy stałym odstępnie modułu nadawczego i odbiorczego zabieg ten prowadzi do znacznej redukcji sygnału bezpośredniego. Tak samo dobrze metoda niweluje wpływ odbicia od granic ośrodków ułożonych równolegle do kierunku skanowania. Przykładowo są to warstwy asfaltu lub kolejne warstwy ściany. W przypadku nierówności, usuwanie średniej może prowadzić do zakłócenia zobrazowania. Można wtedy odejmować wartość średnią liczoną za kilka tras, a nie za cały B-skan. Oczywiście, jeżeli system antenowy jest stabilny wzdłuż całej ścieżki, a powierzchnia jest wystarczająco równa, można dokonać ucięcia wszystkich A-skanów po czasie przyścia echa od powierzchni. Jednak w zobrazowaniach wysokorozdzielczych, w których krok czasowy jest niewielki, stosunkowo małe nierówności terenu mogą prowadzić do utraty informacji o obiektach płytko zakopanych. Do bardziej zaawansowanych technik redukcji tła można zaliczyć metody wykorzystujące różne transformacje w sposób dający możliwość uzyskania poszczególnych składowych obrazu jako odrębne komponenty.

Jedną z najbardziej popularnych technik opartą jest o analizę składowych głównych (ang. PCA – *principal component analysis*). Załóżmy, że pojedynczy A-skan s_{nprof} jest wektorem kolumnowym o długości N_{czas} , gdzie indeks $nprof = 1, 2, \dots, N_{prof}$, a N_{prof} to liczba tras w obrębie B-skanu \mathbf{X} o wymiarze $N_{prof} \times N_{czas}$,

$$\mathbf{X} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_{prof}}]^T. \quad (2.33)$$

Pierwszym krokiem jest odjęcie średniej trasy s_{AVG} od wszystkich A-skanów

$$\mathbf{X}_{0AVG} = \mathbf{X} - [s_{AVG}]^T \quad (2.34)$$

W odróżnieniu od wcześniej wymienionej metody redukcji tła, nie stanowi to podstawy działania metody, a jedynie przygotowuje dane wejściowe [104]. Kolejnym etapem jest estymacja macierzy autokowariancji po wszystkich A-skanach

$$\mathbf{R}_{xx} \cong \frac{1}{N_{czas}} \mathbf{X}_{0AVG} \mathbf{X}_{0AVG}^T \quad (2.35)$$

oraz dekompozycja tej macierzy względem wartości własnych (ang. EVD – *eigenvalue decomposition*) na wartości własne λ_i i wektory własne \mathbf{W}_i skojarzone z wartościami własnymi

$$\mathbf{R}_{xx} \mathbf{W}_i = \lambda_i \mathbf{W}_i, \quad (2.36)$$

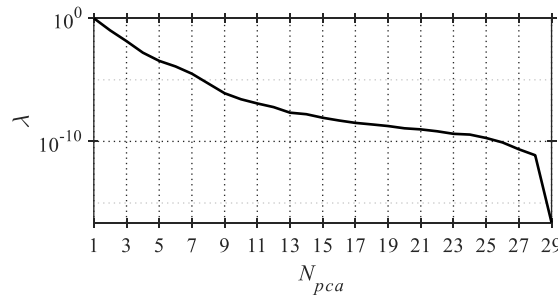
dla $i = 1, 2, \dots, N_{prof}$. Wartości własne i odpowiadające im wektory własne porządkuje się według malejącej kolejności λ_i . Na podstawie wybranej liczby N_{pca} największych wartości własnych ustala się macierz

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \dots, \mathbf{W}_{N_{pca}}]^T, \quad (2.37)$$

stanowiącą macierz przekształcenia PCA, które można wyrazić jako przekształcenie liniowe

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W} \mathbf{X}_{0AVG}. \quad (2.38)$$

Dla modelu z rysunku 2.35 uporządkowane wartości własne macierzy \mathbf{R}_{xx} w funkcji liczby komponentów przedstawiono na rysunku 2.37.



Rys. 2.37. Wartości własne w rozpatrywanym modelu

Wykorzystanie PCA w redukcji tła w obrazowaniach georadarowych zakłada, że silne echo od powierzchni oraz bezpośredni sygnał z anteny nadawczej mają największy udział w obrazowaniu. Redukcja tła polega na rekonstrukcji \mathbf{X} na podstawie znajomości macierzy \mathbf{W} i odbywa się w oparciu o zależność

$$\mathbf{X}_{pca} = \mathbf{X} - (\mathbf{W}^T \mathbf{Y} + [s_{AVG}]^T), \quad (2.39)$$

realizując w ten sposób odejmowanie od nieprzetworzonego B-skanu obrazowania zawierającego N_{pca} komponentów głównych. Rysunek 2.36. c przedstawia B-skan pozbawiony dwóch komponentów głównych.

Obiekty punktowe powodują pojawienie się w B-skanach hiperbol dyfrakcyjnych. Pomocnym narzędziem służącym do ich eliminacji są migracje, które powodują zwiniecie ramion hiperboli do wierzchołka, co w większym stopniu oddaje naturę obiektu punktowego. W przetwarzaniu danych georadarowych stosuje się najczęściej migracje Kirchhoffa i Stolta. Na rysunku 2.36. d przedstawiono efekt zastosowania migracji Stolta w oparciu o algorytm wykorzystujący dwuwymiarową transformację Fouriera zaproponowany w [105]. Prawidłowe skupienie energii w punkcie wymaga znajomości prędkości propagacji, która w heterogenicznym ośrodku nie jest stała. W środowiskach o wysokiej wariancji prędkości propagacji stosowanie migracji nie jest efektywne [1].

Dane georadarowe można analizować również innymi metodami, mając na uwadze cel jakim jest uwydatnienie istotnych cech w obrazowaniu. Mogą to być dla przykładu dekompozycja macierzy według wartości osobliwych (ang. SVD – *singular value decomposition*), transformacja falkowa [106] czy też podstawowe warianty rozkładu sygnału na mody wewnętrzne (ang. EMD – *empirical mode decomposition*) [107]. Wyraźna poprawa obrazowania sygnału użytecznego osiągalna jest przy pomocy transformaty *curvelet* [108]. Sygnały z georadarów pracujących w dziedzinie częstotliwości mogą podlegać przetwarzaniu różnymi metodami analizy częstotliwościowej [1]. Zaliczyć można do nich przykładowo modelowanie parametryczne, metodę Pisarenki, Prony, MUSIC (ang. MUSIC – *multiple signal classification*) [109] i ESPRIT (ang. ESPRIT – *estimation of signal parameters via rotational invariance technique*) [110]. Do metod umożliwiających oddzielenie tła od sygnału użytecznego można zaliczyć również adaptacje technik stosowanych w innych dyscyplinach, np. metodę SIMPLISMA (ang. SIMPLISMA – *simple to use interactive self-modeling mixture analysis*) [111], czy też autorską propozycję wykorzystującą metodę podprzestrzeni sygnału [112]. Dodatkowo obrazowania typu B oraz C można przetwarzać w oparciu o inne metody znane z przetwarzania obrazów. Są to z reguły różnego rodzaju filtry, regulacja kontrastu i operacje morfologiczne.

3. Sygnały sondujące

Rozróżnialność radaru zależy od stosunku mocy sygnału użytecznego do mocy szumu, od struktury (budowy) tego sygnału i sposobu jego przetwarzania [113]. O ile zapewnienie odpowiedniego poziomu sygnału w większym stopniu zależy od czynników zewnętrznych (głównie środowiskowych i sprzętowych), o tyle sposób przetwarzania zależy od właściwości zastosowanego sygnału sondującego. Z tego powodu rodzaj tego sygnału jest fundamentalnym parametrem każdego systemu radarowego. Jego prawidłowy dobór powinien umożliwić przede wszystkim uzyskanie wysokiej rozdzielczości odległościowej [114]. Odpowiednio dobrany sygnał wpływa korzystnie również na dodatkowe parametry GPR w postaci uzyskania wysokiej energii przy użyciu niskiej mocy szczytowej, prawidłowej gospodarki widmem oraz odporności na zakłócenia nieintencjonalne i celowe.

W tab. 1 zestawiono najczęściej wykorzystywane oraz proponowane w pracy sygnały radiolokacyjne istotne dla uzyskiwania wysokorozdzielczych obrazowań GPR.

Tabela 1. Wybrany sposób klasyfikacji sygnałów istotnych dla techniki georadarowej

<i>Impulsowe</i>	<i>Z falą ciągłą</i>	<i>Ze schodkową modulacją częstotliwości</i>	<i>Inne</i>
proste (np. impuls Gaussa i jego pochodne)	ze schodkową modulacją częstotliwości z falą ciągłą (SFCW)		szumowe
z modulacją wewnątrzimpulsową (np. LFM)	modulowaną częstotliwościowo (FMCW)	z wewnątrzimpulsową modulacją częstotliwości (np. SF-LFM)	polaryzacyjne
		z wewnątrzimpulsową modulacją fazy (SF-PC)	holograficzne
		z podziałem w oparciu o transformację Fouriera (SF-DFT)	

Pierwsza grupa sygnałów sondujących stosowanych w radarach penetracji gruntu to sygnały proste, czyli bardzo krótkie impulsy podawane bezpośrednio na antenę. Przetwarzanie takich sygnałów następuje bez przemiany częstotliwości z wykorzystaniem przetworników o porównaniu bezpośrednim lub z próbkowaniem stroboskopowym. Stosuje się również równoległe próbkowanie sygnału w węższych podpasmach częstotliwości [1]. Zobrazowanie uzyskane przy ich pomocy jest pozbawione zakłóceń wprowadzanych przez inne, powszechnie stosowane oraz zaproponowane w pracy rodzaje sygnałów. Z tego powodu w podrozdziale 3.5 przeprowadzono przegląd najpopularniejszych prostych sygnałów impulsowych, a niektóre rezultaty potwierdzające tezę pracy zostały przedstawione na tle wyników uzyskanych przy wykorzystaniu sygnału impulsowego.

Do drugiej grupy można zaliczyć radarowe sygnały złożone. Są to głównie sygnały impulsowe z liniową modulacją częstotliwości (LFM) oraz ze schodkową modulacją częstotliwości (SF). W procesie ich przetwarzania stosowana jest przeważnie filtracja dopasowana lub odbiór korelacyjny (podrozdział 3.3). Tworzenie profilu odległościowego w radarach z takimi sygnałami wymaga niekiedy dodatkowych zabiegów wykonywanych w ramach ich przetwarzania. Sygnały SF stanowią klasę sygnałów wykorzystanych do wykazania słuszności tezy postawionej w niniejszej pracy.

W związku z tym, tematykę sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości ujęto w odrębnym rozdziale 4.

Istnieje też grupa innych technik związanych z sygnałem sondującym stosowanych w celu uzyskiwania obrazowań w radarach penetracji gruntu. Do tej grupy można zaliczyć radary stochastyczne [115], szumowe, polaryzacyjne czy też holograficzne. Ze względu na brak większej zbieżności z tematyką pracy oraz niewielką popularność w zastosowaniach georadarowych nie będą tu one szczegółowo omawiane.

Kontekst sygnałowy rozprawy wymaga dodatkowo wykorzystania pojęć z zakresu teorii sygnałów, techniki ultraszerokopasmowej oraz radiolokacji. W podrozdziale 3.1 dokonano zestawienia najistotniejszych podstawowych zagadnień w celu uściślenia i uporządkowania nazewnictwa i przyjętych oznaczeń. Podrozdział 3.2 przybliży tematykę związaną z techniką UWB, a w podrozdziale 3.4 zestawiono wykorzystywane w pracy miary oceny sygnałów radiolokacyjnych.

3.1. Reprezentacja sygnału wąskopasmowego

Większość sygnałów radarowych można rozpatrywać jako sygnały wąskopasmowe [51]. Sygnały takie stanowią szczególną klasę sygnałów o ograniczonej szerokości widma, ponieważ poza przyjmowaniem niezerowych wartości w skończonym zakresie częstotliwości B , spełniają dodatkowy warunek skupienia w otoczeniu częstotliwości środkowych $\pm 2\pi f_c \neq 0$ w postaci $B / (2\pi f_c) \ll 1$. Przytoczony poniżej model analityczny związany jest z koncepcją drgania uogólnionego, które jest opisem stochastycznym szerokiej klasy sygnałów, ale szczególnie dobrze reprezentuje sygnały środkopasmowe [116]. Sygnał rzeczywisty spełniający wspomniane warunki może być opisany różnymi sposobami. Podstawowa reprezentacja ma postać

$$s(t) = u(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)], \quad (3.1)$$

gdzie $u(t)$ jest obwiednią rzeczywistą (amplitudą chwilową), $\phi(t)$ fazą chwilową sygnału rzeczywistego $s(t)$, a $\omega_c = 2\pi f_c$ jego pulsacją. Ten sam sygnał w reprezentacji kanonicznej zapisywany jest w formie

$$s(t) = u_{ic}(t) \cos 2\pi f_c t - u_{qs}(t) \sin 2\pi f_c t, \quad (3.2)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} u_{ic}(t) &= u(t) \cos \phi(t), \\ u_{qs}(t) &= u(t) \sin \phi(t), \end{aligned} \quad (3.3)$$

przy czym $u_{ic}(t)$ to składowa synfazowa (ang. I – *in-phase*), a $u_{qs}(t)$ (ang. Q – *quadrature*) to składowa kwadraturowa, stanowiące sygnały wolnozmiennie w stosunku do sygnału rzeczywistego, często określane jako składowe IQ. Są one odpowiednio częścią rzeczywistą i częścią urojoną obwiedni zespolonej $c_{iq}(t)$,

$$c_{iq}(t) = u_{ic}(t) + j u_{qs}(t). \quad (3.4)$$

Obwiednia zespolona jest powszechnie wykorzystywana do opisu sygnału, ponieważ zawiera wszystkie informacje o jego parametrach z wyjątkiem częstotliwości nośnej. To właśnie w takiej formie przetwarzają się sygnały we współczesnych odbiornikach [114].

Z reguły wartość częstotliwości nośnej jest znana po stronie odbiorczej, co umożliwia naturalne przetwarzanie w obrębie pasma podstawowego sygnału.

Każdy sygnał może być przedstawiony przy pomocy funkcji częstotliwości lub czasu. Powszechnie wykorzystywanym narzędziem umożliwiającym konwersję pomiędzy tymi dziedzinami jest transformacja fourierowska. Para całkowych przekształceń Fouriera może być dana w postaci zależności:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp(j\omega t) d\omega$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j\omega t) dt.$$
(3.5)

Przy operowaniu częstotliwością, zamiast pulsacji zależność (3.5) sprowadza się do odpowiednio odwrotnego i prostego przekształcenia Fouriera:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j2\pi ft) df,$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j2\pi ft) dt.$$
(3.6)

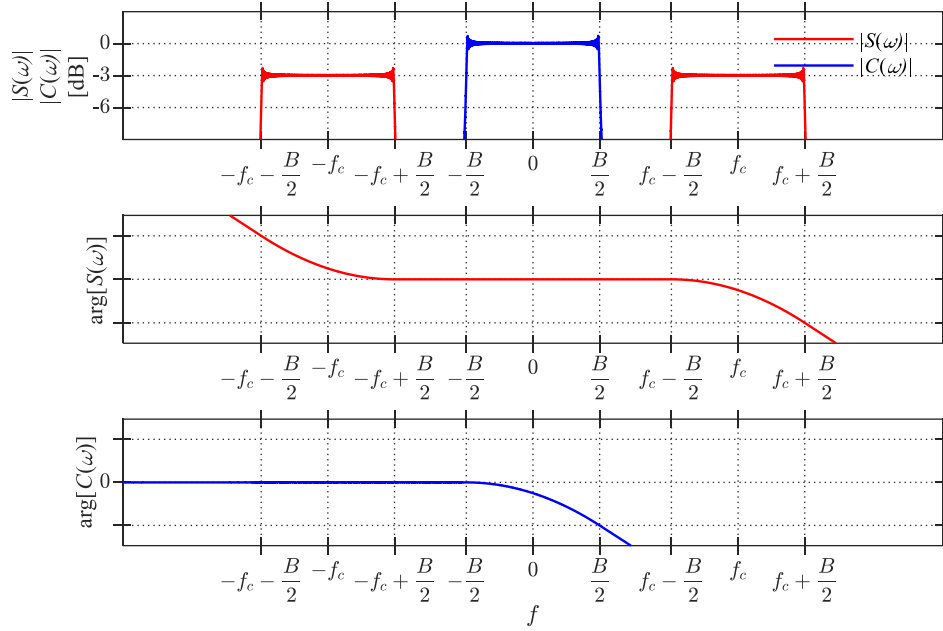
Wartość prostej transformaty Fouriera $S(\omega)$ nazywana jest widmem sygnału, jej moduł widmem amplitudowym, zaś argument widmem fazowym. Porównując ze sobą różne sygnały w dziedzinie częstotliwości w pracy skupiono się głównie na kształcie widma. Wybrano zatem możliwość normalizacji widma zgodnie z zależnością

$$P(f) = \frac{|S(f)|^2}{|S(f_0)|^2},$$
(3.7)

w której f_0 jest argumentem, dla którego przeprowadza się normalizację. Kwadrat modułu widma dla f_0 jest najczęściej wartością maksymalną. Termin unormowane widmo w obrębie tej pracy odnosi się do definicji (3.7), a podany w mierze logarymicznej dotyczy dziesięciu logarytmów dziesiętnych wspomnianej wartości.

Moduł obwiedni zespolonej równy jest amplitudzie chwilowej sygnału rzeczywistego $u(t) = |c_{iq}(t)|$, szerokość jego widma wynosi B , a kształt widma nie musi być symetryczny względem składowej stałej $S(\omega) \neq S^*(\omega)$, gdzie $*$ oznacza sprzężenie zespolone. Moduł widma przykładowego sygnału rzeczywistego i jego obwiedni zespolonej przedstawiono na poniższym rysunku. Sygnał rzeczywisty, biorąc pod uwagę widoczne zależności, można opisać formułą

$$s(t) = \frac{1}{2} c_{iq}(t) \exp(j\omega_c t) + \frac{1}{2} c_{iq}^*(t) \exp(-j\omega_c t).$$
(3.8)



Rys. 3.1. Widmo amplitudowe i fazowe sygnału rzeczywistego (czerwony) i jego obwiedni zespolonej (niebieski)

Kolejna reprezentacja sygnału rzeczywistego, to część rzeczywista iloczynu obwiedni zespolonej i czynnika związanego z częstotliwością nośną f_c

$$s(t) = \text{Re}\{c_{iq}(t) \exp(j2\pi f_c t)\}. \quad (3.9)$$

Wspomniany iloczyn jest zespoloną funkcją czasu, nazywaną sygnałem analitycznym $s_a(t)$

$$s_a(t) = c_{iq}(t) \exp(j2\pi f_c t) = s(t) + j\hat{s}(t). \quad (3.10)$$

Część rzeczywista sygnału analitycznego, to jak wspomniano wcześniej, sygnał rzeczywisty, natomiast część urojona jest sygnałem skojarzonym z sygnałem rzeczywistym i jest jego transformatą Hilberta:

$$\hat{s}(t) = s(t) \otimes \frac{1}{\pi t} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (3.11)$$

Amplituda chwilowa $u(t)$ sygnału jest modulem

$$u(t) = |s_a(t)|, \quad (3.12)$$

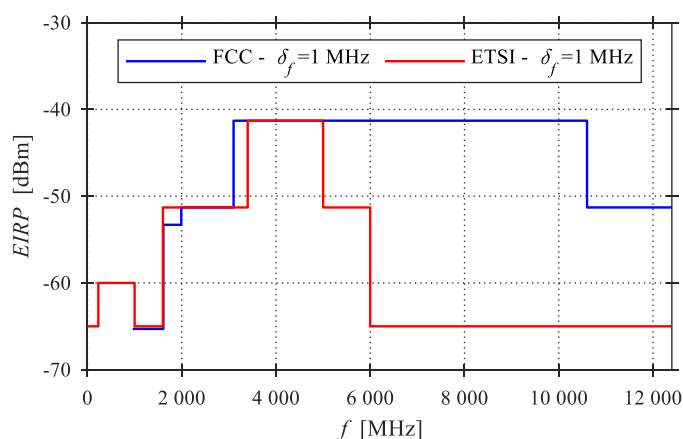
a pulsacja chwilowa $\omega_a(t)$ pochodną argumentu sygnału analitycznego

$$\omega_a(t) = \frac{d \arg[s_a(t)]}{dt}. \quad (3.13)$$

Reprezentacja ta jest rzadziej stosowana, jednak w specyficznych przypadkach bywa bardzo użyteczna.

3.2. Sygnały ultraszerokopasmowe

Termin ultraszerokopasmowy został użyty po raz pierwszy przez amerykański Departament Obrony w 1994 r. [117]. Jedną z definicji określa, że jego pasmo mierzone na poziomie -10 dB jest większe od 20 % jego częstotliwości środkowej [7]. W związku z pracą w pasmach wykorzystywanych przez innych użytkowników widma, systemy ultraszerokopasmowe podlegają specjalnym regulacjom, które określają ograniczenia na maksymalną moc promieniowaną w danym podzakresie częstotliwości. Przy wykorzystaniu takich sygnałów ich parametry najczęściej podporządkowuje się przepisom określonym przez amerykańską Federalną Komisję Łączności (ang. FCC – *Federal Communications Commission*), Europejski Instytut Norm Telekomunikacyjnych (ang. ETSI – *European Telecommunications Standards Institute*) i dyrektywy Unii Europejskiej. Przykładowo FCC dopuszcza dla radarów penetracji gruntu sygnały sondujące o częstotliwościach do 10,6 GHz [118]. W zakresie od 960 MHz do 10,6 GHz, średnia efektywna moc wypromieniowana izotropowo (ang. *EIRP* – *effective isotropical radiated power*), mierzona z rozdzielczością widmową $\delta_f = 1$ MHz, powinna mieścić się w przedziałach uwzględnionych na rysunku 3.2. Dla porównania, ETSI dopuszcza stosowanie radarów penetracji gruntu w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 12 400 MHz [119].



Rys. 3.2. Dopuszczalne wartości średniej *EIRP* mierzonej z rozdzielczością 1 MHz dla zastosowań georadarowych – normy amerykańskie (FCC) oraz europejskie (ETSI)

Dla zakresu poniżej 960 MHz FCC dopuszcza stosowanie radarów penetracji gruntu, przy utrzymaniu ustalonych wartości natężenia pola elektrycznego, które dla wybranych zakresów zestawiono w tabeli 2 [120].

Tabela 2. Dopuszczalne natężenie pola elektrycznego dla GPR wg FCC

Zakres częstotliwości [MHz]	Natężenie pola elektrycznego [$\mu\text{V}/\text{m}$]	Odległość [m]
od 1,705 do 30,000	30	30
od 30 do 88	100	3
od 88 do 216	150	3
od 216 do 960	200	3

W zakresach przewidzianych dla radionawigacji satelitarnej (od 1 164 do 1 240) MHz oraz (od 1 559 do 1 610) MHz, średnia wartość *EIRP* powinna być mierzona

z rozdzielczością widmową $\delta_f = 1$ kHz i nie powinna przekroczyć -75,3 dBm według FCC lub -75 dBm zgodnie z ETSI.

Poza wspomnianymi ograniczeniami, uwarunkowanymi głównie potrzebą zapewnienia interoperacyjności z innymi systemami radiowymi istotne są kwestie oddziaływania fal elektromagnetycznych na organizm człowieka. W związku z wymaganiami dotyczącymi bliskości, a nawet sprzężenia systemu z powierzchnią badanej struktury, wartości związane z poziomem emisji są stosunkowo niskie. Nawet w przypadku niewłaściwego wykorzystania typowych georadarów impulsowych i ukierunkowania systemu antenowego na ciało ludzkie, gęstość mocy jest co najmniej kilkaset razy mniejsza od przyjętych limitów [9].

Wspomniane normy poza określeniem definicji związanych z techniką UWB i nałożeniem restrykcji na promieniowaną moc w zależności od zastosowania, ograniczają dodatkowo wykorzystanie nielicencjonowanych radarów UWB tylko do bardzo krótkich zasięgów. Pomimo istnienia formalnej możliwości zdobycia odpowiedniej licencji, powszechnie przyjmuje się, że dobrym zwyczajem jest uwzględnienie przyjętych zasad i ograniczeń już na etapie projektowania ultraszerokopasmowych systemów radarowych [17].

3.3. Założenia odbioru dopasowanego

Odbierany sygnał zawierający echo od obiektu osadzony jest w szumie. System radarowy powinien pozwolić na detekcję możliwie najniższych sygnałów użytecznych. Naturalnym rozwiązaniem dążącym do uzyskania maksymalnego stosunku poziomu sygnału do poziomu szumu (ang. *SNR – signal-to-noise ratio*) jest zastosowanie w torze odbioru filtracji uwypuklającej sygnał przy jednoczesnym tłumieniu szumów. Optymalnym filtrem spełniającym założenie w postaci uzyskania maksymalnego stosunku mocy szczytowej sygnału do uśrednionej mocy szumu jest filtr o transmitancji $H_{opt}(\omega)$ [121], czasem określany nazwiskiem autora pierwszego opisu jako filtr Northa [51]. Transmitancja ta wyrażana jest zależnością

$$H_{opt}(\omega) = \frac{\zeta S^*(\omega) \exp(-j\omega t_o)}{N(\omega)}, \quad (3.14)$$

gdzie ζ jest stałą niezerową liczbą rzeczywistą, $S(\omega)$ transformatą Fouriera sygnału użytecznego, $N(\omega)$ widmową gęstością mocy szumu, symbolem $*$ oznaczono sprzężenie zespolone, a t_o oznacza chwilę, dla której zachodzi optymalizacja. Dla szumu białego o stałej widmowej gęstości mocy w całym zakresie pulsacji $N(\omega) = N/2$, powszechnie przyjmowanego do modelowania tego typu filtracji, otrzymuje się transmitancję

$$H_{opt}(\omega) = \zeta S^*(\omega) \exp(-j\omega t_o). \quad (3.15)$$

Moduł transmitancji filtru jest równy co do pewnego współczynnika ζ modułowi widma sygnału użytecznego, z tego powodu wskazany filtr optymalny nazywany jest najczęściej filtrem dopasowanym. Odpowiedź impulsowa filtru przyjmuje postać

$$h_{opt}(t) = \zeta s^*(t_o - t). \quad (3.16)$$

Dla sygnałów rzeczywistych symbol sprzężenia w wyrażeniu (3.16) może być pominięty. Najczęściej przyjmuje się, że wartość $\zeta = 1$ [122]. Aby filtr był fizycznie

realizowalny, jego odpowiedź impulsowa powinna być przyczynowa $h_{opt}(t) = 0$ dla $t < 0$, a czas trwania sygnału T_i skończony. Spełnienie przyczynowości dla sygnałów radarowych sprowadza się do zapewnienia warunku $t_o \geq T_i$, co umożliwia wykorzystanie całej energii sygnału podanego na wejście filtru i skutkuje zapewnieniem optymalnego SNR w chwili t_o .

Wartość stosunku poziomu mocy do poziomu szumu uzyskana przy zastosowaniu filtracji dopasowanej nie zależy od kształtu sygnału użytecznego. Na wyjściu filtru pojawia się sygnał $s_{wy}(t)$ będący splotem sygnału wejściowego $s_{we}(t)$ oraz odpowiedzi impulsowej filtru. Sygnał wyjściowy z dokładnością do wartości ζ realizuje proces korelacji sygnału wejściowego z sygnałem, do którego jest dopasowany. Z tego powodu opisany tu filtr nazywany jest również korelatorem. Dla wysokich poziomów SNR , można przyjąć, że $s_{we}(t) \approx s(t)$, a sygnał na wyjściu filtru dopasowanego aproksymuje się autokorelacją $R_s(t - t_o)$ sygnału $s(t)$

$$s_{wy}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \zeta s^*(t_o - t) s(t - \tau) d\tau = \zeta R_s(t - t_o). \quad (3.17)$$

Poza optymalizacją odbioru sygnału w sensie zapewnienia maksymalnego SNR odbiór korelacyjny wykorzystywany jest również w celu pomiaru czasu opóźnienia sygnału wejściowego względem kopii sygnału sondującego. W przeszłości jego praktyczna realizacja umożliwiawała jedynie pewne przybliżenie teoretycznych założeń. Współcześnie jest on implementowany w układach cyfrowych o dużej rozdzielczości bitowej i wysokiej częstotliwości próbkowania, zapewniających efektywną, w sensie zgodności z rzeczywistością, realizację korelacji [123].

Pod względem funkcjonalnym odbiór korelacyjny może być realizowany w oparciu o różne systemy, jednak w większości urządzeń radiolokacyjnych wygodniej jest stosować filtr optymalny [124].

Odbiornik korelacyjny jest bardziej elastyczny, ponieważ daje możliwość zmiany sygnału odniesienia. Nie musi być on dopasowany do sygnału sondującego, przez co można wybrać sygnał dający korzystny wynik korelacji z echemi od konkretnego celu [1]. Sygnał referencyjny może być zmieniany w czasie rzeczywistym, co wpływa na wszechstronność aplikacyjną urządzeń z takim rozwiązaniem.

3.4. Wybrane miary oceny sygnałów radiolokacyjnych

Podstawowym narzędziem analizy radarowych sygnałów złożonych jest funkcja nieoznaczoności [125] (ang. *RAF – radar ambiguity function*) zwana również funkcją nieokreśloności, niejednoznaczności lub funkcją Woodwarda. Jej wykorzystanie skupia się na ocenie cech sygnałów po stronie odbiorczej radaru [126].

Radiolokacyjna funkcja nieoznaczoności $|\chi_n(\tau, \nu_d)|$ reprezentuje odpowiedź czasową na wyjściu odbiornika dopasowanego na pobudzenie będące opóźnioną w dziedzinie czasu i przesuniętą w częstotliwości kopią sygnału sondującego [51].

$$|\chi_n(\tau, \nu_d)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq}(t) c_{iq}^*(t + \tau) \exp(j2\pi\nu_d t) dt \right|. \quad (3.18)$$

Wartości dodatnie ν_d odzwierciedlają odpowiedź związaną z potencjalnymi obiektami zbliżającymi się w kierunku radaru. Wartość opóźnienia $\tau = 0$ jest

odniesieniem, a wartości dodatnie opóźnienia dotyczą sygnałów odbitych od obiektów ulokowanych dalej.

W przypadku radaru penetracji gruntu nie ma konieczności analizy przesunięcia Dopplera. Sygnały odpowiedzi mogą zawierać składowe dopplerowskie związane przykładowo z przemieszczaniem się radaru lub z zewnętrznymi zakłóceniami. Wspomniane czynniki nie stanowią jednak w przypadku GPR informacji użytecznej i przy zapewnieniu odpowiednich warunków podczas pomiaru mogą być pominięte. Z tego powodu do analizy sygnałów sondujących w georadarze przyjęło się analizę RAF wyłącznie dotyczącą przekroju dla $v_d = 0$:

$$|\chi_n(\tau, 0)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq}(t) c_{iq}^*(t + \tau) dt \right| = |R_c(\tau)|. \quad (3.19)$$

W przypadku odbioru dopasowanego jest to moduł funkcji autokorelacji obwiedni zespolonej $|R_c(\tau)|$. RAF jest symetryczna względem środka $|\chi_n(\tau, v_d)| = |\chi_n(-\tau, -v_d)|$, dlatego celem oddania charakteru sygnału sondującego GPR wystarczy przedstawić połowę modułu autokorelacji $|R_c(\tau > 0)|$.

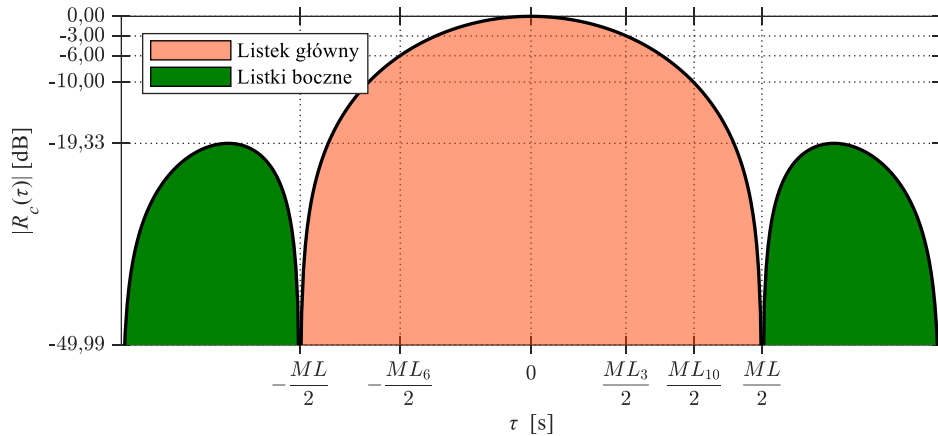
Poszukując sygnału radiolokacyjnego, który zapewni wysoką rozróżnialność, dąży się do uzyskania RAF, która posiada minimalne wartości dla $\tau \neq 0$ i $v_d \neq 0$ i maksymalne dla $\tau = 0$ i $v_d = 0$. Nie ma analitycznych narzędzi umożliwiających opis sygnału na podstawie znajomości jego funkcji nieoznaczoności [51]. Proces uzyskania odpowiedzi cechującej się pożądanymi właściwościami wymaga doboru odpowiedniego sygnału, co ze względu na ograniczenia (np. ograniczony czas trwania sygnału i ograniczone pasmo przenoszenia) nie jest trywialnym zagadnieniem.

Radarowa funkcja nieoznaczoności dotyczy wyłącznie sygnału użytecznego [126], dlatego wnioskowanie o przebiegu sygnału wyjściowego w warunkach rzeczywistych w oparciu o RAF jest utrudnione. Niemniej, w celu oceny sygnału pod kątem przydatności w zastosowaniu radiolokacyjnym, przyjęło się wykorzystywać miary bazujące na przebiegu sygnału na wyjściu odbiornika.

Rozpatrywane w pracy sygnały to w dużej mierze sygnały z kompresją impulsu, które uzyskują użyteczne właściwości w oparciu o odbiór korelacyjny. Moduł funkcji autokorelacji takich sygnałów cechuje się obecnością listka głównego o szerokości ML (ang. ML – *mainlobe*), który z punktu widzenia potrzeby uzyskania wysokiej rozdzielczości powinien być jak najwęższy. Wartość ML pozwala oszacować rozróżnialność odległościową i podobnie jak w podrozdziale 2.2 można ją mierzyć na różnych poziomach. Na rysunku 3.3 przedstawiono listek główny z przylegającymi pierwszymi listkami bocznymi. Wartość ML jest to czas pomiędzy pierwszymi zerami w charakterystyce odpowiedzi, a wartości ML_3 , ML_6 , ML_{10} , wyrażają szerokość pomierzoną na poziomach odpowiednio -3 dB, -6 dB, -10 dB w stosunku do wartości dla $\tau = 0$.

Aby uniknąć nieścisłości i poprawić czytelność wykresów, moduł autokorelacji przedstawia się zwykle w wersji unormowanej do wartości dla $\tau = 0$ (dotyczy to również niniejszej rozprawy).

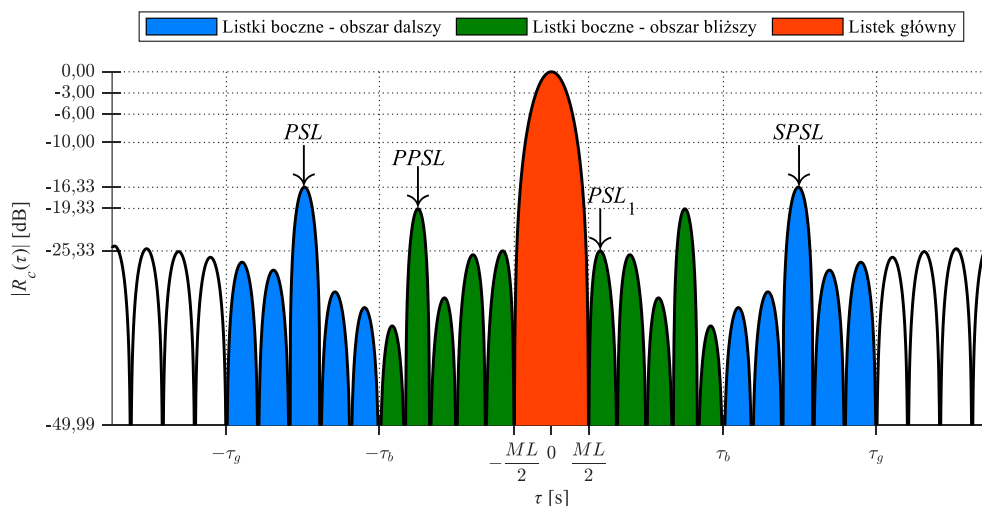
Poza listkiem głównym w sygnale odpowiedzi występują również niepożądane listki boczne (ang. SL - *sidelobes*). Mogą one powodować maskowanie odpowiedzi od pobliskich celów, od których odbite sygnały w kierunku radaru mają niższy poziom energetyczny.



Rys. 3.3. Fragment sygnału odpowiedzi z przykładowymi poziomami pomiaru szerokości listka głównego

Wydajność sygnału radiolokacyjnego w kontekście poziomu listków bocznych opisywana jest najczęściej dwiema miarami [68]. Są to maksymalny poziom listka bocznego w stosunku do poziomu listka głównego *PSL* (ang. *PSL – peak sidelobe level*) oraz stosunek udziału energetycznego składowych sygnału w listkach bocznych do energii listka głównego *ISL* (ang. *ISL – integrated sidelobe level*). O ile intuicyjnie sens wykorzystania tych parametrów jest zrozumiały, o tyle w związku z różnorodnością zastosowań radaru i kształtu samej odpowiedzi ich definicje wymagają doprecyzowania. W przypadku konieczności rozróżnienia w odpowiedzi celów ulokowanych blisko siebie nie ma potrzeby analizowania całego sygnału [127]. Wystarczy zawęzić obszar poszukiwań do $\pm \tau_g$, który przeważnie jest kilka bądź kilkadziesiąt razy dłuższy niż ML .

Niekiedy dodatkowo wykonuje się podział obszaru analizy odpowiedzi na bliższy i dalszy w stosunku do listka głównego, określając granicę podziału jako $\pm \tau_b$. Na 3.4 przedstawiono wybrane miary poziomu listków bocznych. *PSL* jest najwyższym poziomem listka bocznego w całym obszarze poszukiwań. *PPSL* (ang. *PPSL – primary peak sidelobe level*) jest wartością szczytową listka bocznego w obszarze bliższym, a *SPSL* (ang. *SPSL – secondary sidelobe level*) największym poziomem listka bocznego w obszarze bardziej odległym od listka głównego.



Rys. 3.4. Fragment sygnału na wyjściu odbiornika z oznaczonymi wybranymi miarami jakości sygnału radarowego. Przykładowe wartości: $PSL = SPSL \approx -16,33$ dB, $PPSL \approx -19,33$ dB, $PSL_1 \approx -25,33$ dB

Największy *PSL* podstawowych sygnałów radiolokacyjnych z kompresją impulsu przypada na pierwszy, licząc od głównego, listek boczny. Jest on też źródłem zakłóceń pojawiających się najbliższej składowych użytecznych i często staje się obiektem minimalizacji. Z racji tego, kolejną przyjętą miarą oceny poziomu listków bocznych jest właśnie poziom pierwszego z nich, oznaczany jako *PSL*₁.

Niektóre źródła definiują *ISL* zamieniając licznik i mianownik wyrażenia (3.20), co w mierze logarytmicznej zmienia wyłącznie znak wyniku i nie prowadzi do zmiany jego wartości bezwzględnej. W zastosowaniach optymalizacyjnych dokonywana jest często modyfikacja sposobu kalkulacji *PSL* i *ISL* polegająca na dodaniu wag odwołujących się do konkretnego opóźnienia [128].

$$ISL = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_{-ML/2}^{ML/2} |R_c(\tau)|^2 d\tau}{\int_{-\tau_g}^{-ML/2} |R_c(\tau)|^2 d\tau + \int_{ML/2}^{\tau_g} |R_c(\tau)|^2 d\tau} \right). \quad (3.20)$$

Moduł funkcji korelacji wzajemnej sygnałów A i B, istotny z punktu widzenia odbioru korelacyjnego dany jest zależnością

$$|R_{c,AB}(\tau)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq,A}(t) c_{iq,B}^*(t + \tau) dt \right|. \quad (3.21)$$

W praktycznych zastosowaniach istotnym elementem opisu sygnału jest stosunek mocy szczytowej do mocy średniej sygnału *PAPR* (ang. *PAPR – peak-to-average power ratio*). Chwilowa wartość szczytowa sygnału rzeczywistego może być mniejsza od wartości szczytowej obwiedni. Obok *PAPR*, operuje się również stosunkiem wartości szczytowej mocy obwiedni sygnału do średniej wartości mocy obwiedni sygnału *PMEPR* (ang. *PMEPR – peak-to-mean envelope power ratio*).

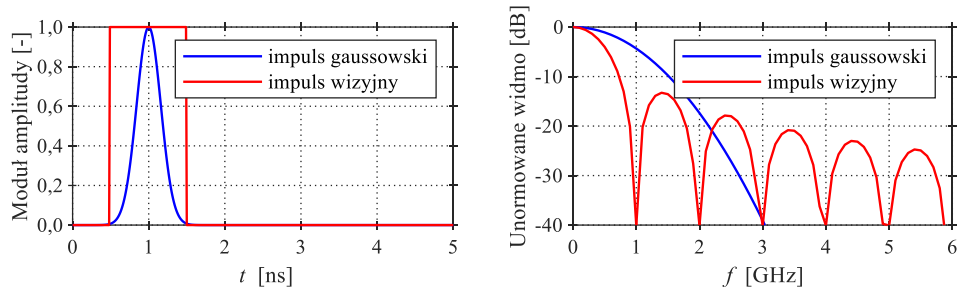
3.5. Impulsowe sygnały sondujące

W impulsowych systemach ultraszerokopasmowych stosuje się różne rodzaje sygnałów sondujących. Najbardziej popularny jest impuls Gaussa i jego pochodne: pierwsza, zwana też monocyklem gaussowskim i druga, zwana dubletem Gaussa. Szczególne właściwości w zastosowaniu do sondowań geofizycznych [129, 130] ma tzw. falka Rickera. Jest ona drugą pochodną impulsu Gaussa, jednak z przeciwną amplitudą. W związku z jej charakterystycznym kształtem, nazywana jest kapeluszem meksykańskim (ang. *Mexican hat*). Fizyczna realizacja nadajnika z falką Rickera jest trudniejsza niż systemu z monocyklem [117].

Impuls Gaussa ma kształt krzywej dzwonowej rozkładu normalnego. Podobnie jak klasyczny impuls wizyjny, posiada on składową stałą, która nie może być transmitowana przez antenę. Impuls ten może być wyrażony poprzez

$$s_{g0}(t) = \frac{U}{\sqrt{2\pi\chi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\chi^2}\right), \quad (3.22)$$

gdzie U to amplituda, natomiast χ jest stałą wpływającą na nachylenie krzywej. Na rysunku 3.5 przedstawiono unormowaną postać czasową oraz unormowane widmo $|S(f)|^2 / |S(f_0)|^2$ impulsu Gaussa o współczynniku $\chi = 1 / (2\pi \cdot 10^9)$ i nanosekundowego prostokątnego impulsu wizyjnego.



Rys. 3.5. Impuls Gaussa i prostokątny impuls wizyjny – przebiegi unormowane w dziedzinie czasu oraz unormowane moduły widma

Transformata fourierowska impulsu gaussowskiego wynosi

$$S_{g0}(f) = U \exp\left(-\frac{(2\pi f \chi)^2}{2}\right). \quad (3.23)$$

Maksymalna wartość wyrażenia (3.23) osiągnięta jest dla zerowej pulsacji, natomiast trzydecybelowe pasmo można obliczyć przy pomocy wyrażenia

$$B_{g0} = 0,8326 \frac{1}{2\pi\chi}. \quad (3.24)$$

Dla przyjętej w przykładach widocznych na rysunkach wartości $\chi = 1 / (2\pi \cdot 10^9)$, pasmo wynosi odpowiednio 832,6 MHz.

Bardziej dogodną do bezprzewodowej transmisji jest pochodna impulsu Gaussa, ze względu na brak składowej stałej. Jej postać czasowa może być opisana w formie

$$s_{g1}(t) = \frac{Ut}{\sqrt{2\pi}\chi^3} \exp\left(-\frac{t^2}{2\chi^2}\right), \quad (3.25)$$

a jej widmo ma postać

$$S_{g1}(f) = j2\pi fU \exp\left(-\frac{(2\pi f \chi)^2}{2}\right). \quad (3.26)$$

Najwięcej energii skupia się na częstotliwości $f_{cg1} = 1 / (2\pi\chi)$, zaś trzydecybelowa szerokość widma pierwszej pochodnej impulsu Gaussa wynosi w przybliżeniu $B_{g1} \approx 1,16 \cdot f_{cg1}$.

Wyrażenia (3.27) oraz (3.28) reprezentują odpowiednio drugą pochodną impulsu Gaussa i jej widmo:

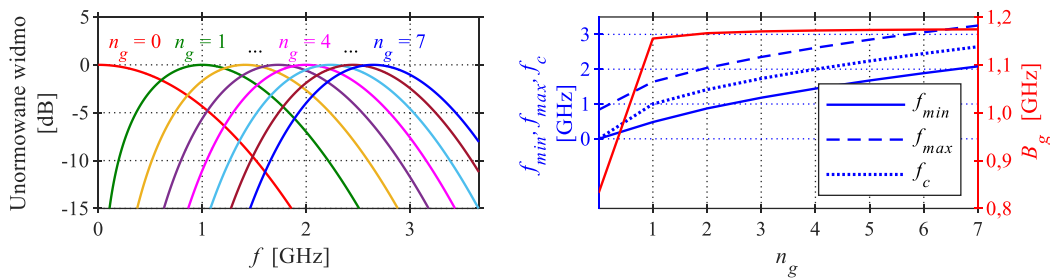
$$s_{g2}(t) = U \left(\frac{t^2}{\sqrt{2\pi}\chi^5} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}\chi^3} \right) \exp\left(-\frac{t^2}{2\chi^2}\right), \quad (3.27)$$

$$S_{g,2}(f) = -U(2\pi f)^2 \exp\left(-\frac{(2\pi f \chi)^2}{2}\right). \quad (3.28)$$

Unormowane widmo kolejnych pochodnych impulsów Gaussa może być wyznaczone z zależności (3.29) [131], w której n_g to rząd pochodnej, a f_{cgn} to częstotliwość, dla której moduł widma przyjmuje największą wartość:

$$P_{n_g}(f) \triangleq \frac{|S_{n_g}(f)|^2}{|S_{n_g}(f_{cgn})|^2} = \frac{(2\pi f \chi)^{2n_g} \exp[-(2\pi f \chi)^2]}{n_g^{n_g} \exp(-n_g)}. \quad (3.29)$$

Na rysunku 3.6 przedstawiono widmo amplitudowe impulsu gaussowskiego i jego pierwszych siedmiu pochodnych, dla parametru $\chi = 1 / (2\pi \cdot 10^9)$.



Rys. 3.6. Impuls Gaussa - unormowane widmo mocy pierwszych 7 pochodnych oraz częstotliwość środkowa, pasmo i częstotliwości graniczne w funkcji rzędu pochodnej

Wraz ze wzrostem rzędu pochodnej zwiększa się częstotliwość środkowa f_{cgn} oraz pasmo, jednak przyrost szerokości pasma dla pochodnych powyżej drugiego rzędu jest stosunkowo znikomy. Zjawisko to jest wykorzystywane w systemach ultraszerokopasmowych w celu wykorzystania impulsów, które spełniają wymagane ograniczenia zajmowanych częstotliwości (przykładowe ograniczenia przytoczono na rysunku 3.2).

Niektóre źródła, np. [132], przedstawiają parametr χ w zależności od częstotliwości środkowej f_c impulsu. W takim przypadku wynosi on

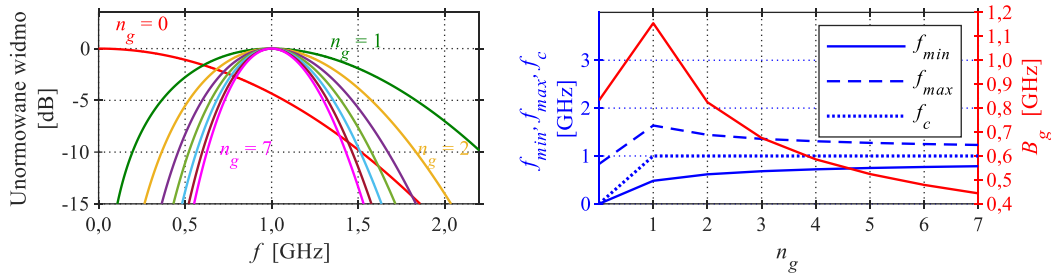
$$\chi = \frac{1}{2\pi f_c}. \quad (3.30)$$

Dla $n_g = 0$ nie ma możliwości zmiany częstotliwości środkowej, przez co wyrażenie (3.30) ma fizyczny sens głównie dla kolejnych pochodnych. Przykładowo dla $f_c = 1$ GHz, trzydecybelowe pasmo częstotliwościowe impulsu Gaussa wynosi 0,8326 GHz. Pasmo pierwszej pochodnej to około 1,155 GHz, dla kolejnych wartości n_g przyrost pasma jest niższy, dla $n_g = 80$ wynosi około 1,177 GHz. W georadarach wykorzystuje się z reguły pochodne niższych rzędów. Jest to jeden z powodów, dla którego niektórzy autorzy aproksymują pasmo impulsowych systemów georadarowych wartością częstotliwości środkowej [16, 69].

Zauważalny jest fakt, że dla $n_g > 0$, $f_{cgn} = f_c n_g^{-0,5}$. Aby spełnić warunek $f_{cgn} = f_c$ można przeprowadzić proste skalowanie funkcji czasu $s_{gn}(t)$. Rezultatem uwzględnienia stałej wartości f_c dla wszystkich pochodnych jest unormowane widmo przeskalowanych impulsów $P_{nsk}(f)$ w postaci:

$$P_{nsk}(f) = \begin{cases} \frac{\left(2\pi\sqrt{n_g} f \chi\right)^{2n_g} \exp\left[-n_g(2\pi f \chi)^2\right]}{n_g^{n_g} \exp(-n_g)}, & \text{dla } n_g > 0 \\ P_n(f), & \text{dla } n_g = 0. \end{cases} \quad (3.31)$$

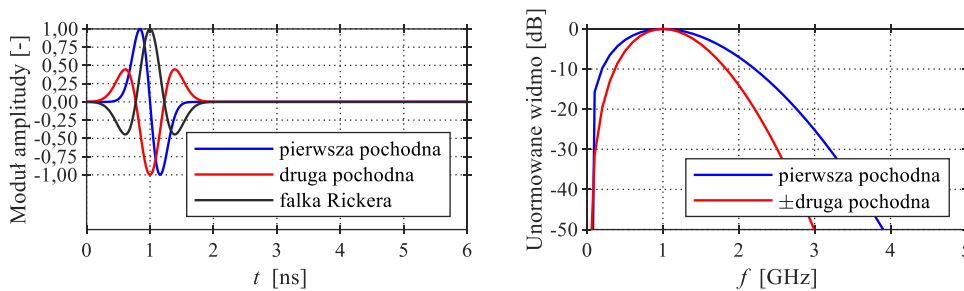
Na rysunku 3.7 przedstawiono unormowaną gęstość widmową mocy przeskalowanego w sensie stałej częstotliwości środkowej f_c impulsu Gaussa i jej pierwszych siedmiu pochodnych oraz zależność częstotliwości granicznych, pasma i częstotliwości środkowej od rzędu pochodnej.



Rys. 3.7. Przeskalowany impuls Gaussa - unormowane widmo mocy pierwszych 7 pochodnych oraz częstotliwość środkowa, pasmo i częstotliwości graniczne w funkcji rzędu pochodnej

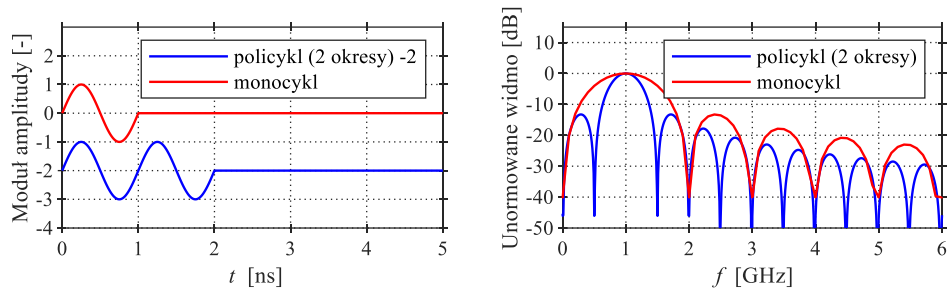
Przy braku skalowania, kolejne pochodne impulsu Gaussa mają taki sam czas trwania jak monocykl, jednak częstotliwość środkowa stopniowo wzrasta. Skalowanie umożliwia generację sygnałów o tej samej częstotliwości f_c , kosztem zmiany czasu trwania impulsu. Najkorzystniejsze (najszerze) pasmo ma monocykl, a dla rzędów większych od jedności szerokość pasma jest coraz mniejsza.

Kształt pierwszych dwóch pochodnych i falki Rickera o tych samych częstotliwościach f_c przedstawiono po lewej stronie rysunku 3.8. Po prawej stronie wykreślono korespondujące im unormowane widma. W odróżnieniu od unipolarnego impulsu Gaussa, amplitudy pochodnych przyjmują również ujemne wartości.



Rys. 3.8. Unormowane postać czasowa i widmo pierwszych dwóch pochodnych impulsu gaussowskiego o stałej częstotliwości środkowej $f_c = 1$ GHz

Poza impulsem wizyjnym, impulsem Gaussa i jego pochodnymi do impulsów prostych zalicza się również wycinki sygnału sinusoidalnego [1]. Na rysunku 3.9 zaprezentowano pojedynczy okres sinusoidy (monocykl) i dwa okresy (policykl) oraz moduły ich widm.



Rys. 3.9. Unormowane postać czasowa oraz widmo monocyklu i policyklu

Omówione impulsy stanowią podstawowy zestaw pobudzeń georadarowych. Wybór konkretnego impulsu uwarunkowany jest szeregiem czynników zarówno natury sprzętowej [1], wynikających z charakteru sygnału [129, 133] jak i ograniczeniami nałożonymi przez uregulowania prawne [133]. Należy zaznaczyć, że w georadarach impulsowych bez filtru dopasowanego można stosować tylko anteny o liniowej odpowiedzi fazowej [1]. Szczegółowy opis problematyki sygnałów UWB dostępny jest przykładowo w [133].

4. Sygnały ze schodkową modulacją częstotliwości

Jedną z możliwości zwiększenia rozróżnialności odległościowej jest wykorzystanie sygnałów o szerokim zakresie częstotliwości chwilowych. Poszerzenie pasma sygnału następuje poprzez modulację amplitudy, częstotliwości lub fazy [134]. Jak wcześniej wspomniano, mogą to być impulsy proste o czasie trwania rzędu nanosekund. Mogą to być również sygnały o dłuższym czasie trwania, w których zastosowano modulację częstotliwości lub fazy chwilowej. Wykorzystanie takich sygnałów niesie za sobą konieczność stosowania układów przetwarzania o bardzo wysokiej częstotliwości próbkowania. Zasadnicza idea sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości polega na transmisji subimpulsów o węższym paśmie na kolejnych nośnych. Wykorzystuje się w ten sposób szerszy zakres częstotliwości, co teoretycznie zapewnia odpowiednią rozróżnialność. Dodatkowo, możliwe jest stosowanie niższych częstotliwości próbkowania w torze przetwarzania. Kolejna zaleta dotyczy eliminacji wpływu zakłóceń występujących na określonych częstotliwościach w oparciu o oszczędne próbkowanie (ang. *compressed sensing*) [135].

Jako wadę sygnału SF należy wymienić konieczność wydłużenia czasu trwania całej transmisji i stopień złożoności przetwarzania. Dodatkowo, zmniejszenie częstotliwości próbkowania sygnału sprawia, że pojawiające się w torze odbiorczym echo może nie być próbkowane dokładnie w czasie pojawienia się piku [53]. Powoduje to pewne straty nazywane w języku angielskim *range straddling* lub *range cusping*.

Wehner [19] wymienia trzy warunki, które musi spełnić emisja wykorzystana jako subimpuls sygnału SF. Są to: a) odpowiednio krótki czas trwania, eliminujący wpływ względnego przemieszczenia obiektu i radaru, b) czas jej rejestracji zapewniający możliwość akwizycji ech od obiektów położonych w zadanej odległości oraz c) krok częstotliwościowy mniejszy lub równy odwrotności czasu potrzebnego na propagację sygnału do obiektu i z powrotem. Przytoczone wymagania uogólnione są na klasyczne zastosowania radiolokacyjne. Dla potrzeb techniki GPR, w której można założyć brak przemieszczenia obiektu i radaru w trakcie pomiaru, pierwszy warunek nie musi być spełniony.

Matematyczny opis warunkujący możliwości i ograniczenia w stosowaniu sygnałów SF w georadarze przedstawiono w podrozdziale 4.1. Liczna grupa prac traktujących o podstawach teoretycznych schodkowej modulacji częstotliwości skupia się na faktoryzacji radarowej funkcji nieoznaczoności [27, 51, 113, 136, 137, 138, 139]. W niniejszej rozprawie przyjęto zbliżone podejście, upraszczając problem do pominięcia obecności składowych dopplerowskich w odbieranym echu.

Podrozdział 4.1 dotyczy problematyki tworzenia profilu odległościowego w ramach sondowań sygnałem typu SF. Współcześnie wykorzystuje się w tym celu szereg metod o różnym stopniu zaawansowania [128]. Adekwatność zastosowania konkretnej metody zależy nie tylko od rodzaju sygnału sondującego, ale również innych czynników, wymieniając dla przykładu liczbę anten i geometrię scenariusza radiolokacyjnego. W pracy ograniczono się do wykorzystania trzech podstawowych metod generacji profilu odległościowego umożliwiających wykorzystanie w GPR [140].

Wspomniana w rozdziale 3 możliwość rozpatrywania sygnału SFCW jako sygnału z falą ciągłą lub jako sygnału SF, została uściślona w podrozdziale 4.3. Jest to jeden z najpowszechniej stosowanych sygnałów w GPR. Dlatego w obrębie pracy obok falki Rickera, SFCW stanowi istotne odniesienie w kontekście porównania wyników uzyskanych innymi metodami.

Kolejny podrozdział (4.4) dotyczy sygnałów SF z emisjami wąskopasmowymi z modulacją kąta. Kodowanie tego parametru dotyczy zmiany fazy i częstotliwości

sygnału i może zachodzić w sposób ciągły i dyskretny. Należy zaznaczyć, że najlepiej dotychczas opisana klasa sygnałów SF dotyczy subimpulsów z ciągłą modulacją częstotliwości (SF-LFM). Z tego powodu podrozdział 4.4 skupia się w mniejszym stopniu na modulacji częstotliwości. Poruszane zagadnienia dotyczą w istotnej części kodowania fazy w sposób binarny i wielowartościowy, transformacji kodów do postaci ciągłej oraz wykorzystania zbiorów komplementarnych.

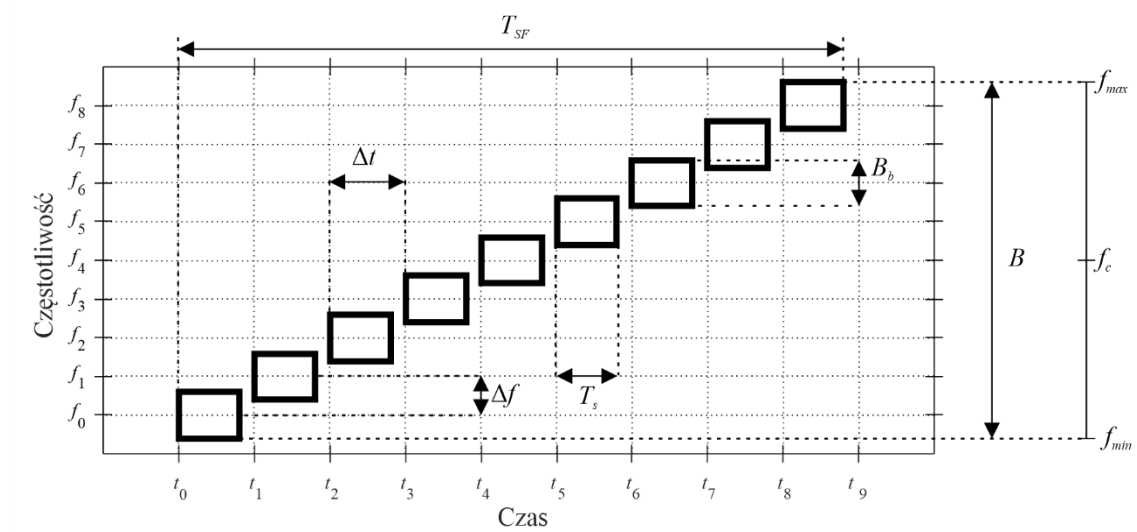
W podrozdziale 4.5 omówiono sposób generacji sygnału SF modulowanego wycinkami dyskretnej transformaty Fouriera impulsu UWB (SF-DFT). Jest to szczególnie przypadkiem schodkowej modulacji częstotliwości [127]. W odróżnieniu od pozostałych wspomnianych sygnałów SF, w których transmituje się subimpulsy w postaci: fali ciągłej (SFCW), impulsu z modulacją kąta (SF-LFM i SF-PC) lub impulsu z określonego zbioru (sygnałów modulowanych kodami komplementarnymi), w SF-DFT dokonuje się podziału sygnału UWB na węższe podpasma. Kolejne porcje sygnału, transformowane do postaci czasowej, transmitowane są w sposób charakterystyczny dla wszystkich emisji SF.

Wykorzystanie subimpulsów z kodowaniem kąta implikuje zastosowanie filtracji dopasowanej do sygnału odbieranego w obrębie okna czasowego związanego z pojedynczym subimpulsem. Odbiór dopasowany całej sekwencji SF dodatkowo komplikuje proces obliczeń. Co więcej, w sygnale wyjściowym pojawia się niepożądany efekt związany z wysokim poziomem listków bocznych. W podrozdziale 4.5 dokonano przeglądu przykładowych metod eliminacji wpływu tego zjawiska. Zaliczono do nich poszerzenie pasma pojedynczego subimpulsu, filtrację niedopasowaną i kodowanie międzyimpulsowe.

Sygnały SF definiowane są przez szereg parametrów dotyczących zarówno całościowego aspektu transmisji, jak i charakteru poszczególnych subimpulsów. Niniejszy rozdział przybliża sposób opisu sygnału SF oraz klasyfikuje podstawowe jego rodzaje, bazując głównie na postaci subimpulsu, modulacji międzyimpulsowej i sposobie generacji profilu odległościowego. Należy podkreślić, że wybrane omawiane sygnały są wykorzystywane w radiolokacji w niemalże identyczny sposób. Jednak część propozycji dotyczy adaptacji stosowanych metod do wykorzystania w georadarze. Przykładem może być klasa sygnałów określana angielskim akronimem MCPC (ang. MCPC – *multicarrier phase coded waveforms*), która jest bardzo zbliżona do rodziny sygnałów SF. Istotna różnica dotyczy samego procesu transmisji [141], który opiera się o jednoczesną emisję wszystkich subimpulsów. Takie podejście jest wykorzystywane w telekomunikacji w technice wielodostępowej z ortogonalnym podziałem częstotliwości (ang. OFDM – *orthogonal frequency-division multiplexing*). W ramach pojedynczego subimpulsu przesyłana jest część informacji, a ortogonalność dotyczy zwykle zapewnienia odstępu częstotliwości Δf na poziomie odwrotności czasu trwania symbolu T_{symb} transmitowanego kodu [114]. Różnica w rozwiązaniu sprzętowym i zapewnieniem symultanicznego nadawania nie wpływa na podejście do analizy takich sygnałów, którą można przeprowadzić w sposób zbliżony do analizy SF. Szczególnie interesujące aspekty, które znalazły zastosowanie w niniejszej pracy dotyczą możliwości redukcji listków bocznych poprzez wykorzystanie zbiorów komplementarnych [142] oraz stosowanie opóźnień fazowych w ramach poszczególnych wąskopasmowych emisji.

4.1. Idea uzyskiwania wysokorozdzielczych zobrażeń georadarowych w systemach ze schodkową modulacją częstotliwości

Na rysunku 4.1 przedstawiono diagram sygnału ze schodkową modulacją częstotliwości. Na N_c kolejnych częstotliwościach f_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N_c - 1$ transmitowany jest subimpuls o paśmie B_b i czasie trwania T_s . Odstęp pomiędzy częstotliwościami wynosi Δf , a czasowy interwał pomiędzy początkami transmisji subimpulsów oznaczono poprzez Δt . Czas trwania sygnału SF wynosi T_{SF} .



Rys. 4.1. Diagram sygnału ze schodkową modulacją częstotliwości

Dla stałej szerokości widma B_b dla wszystkich subimpulsów, zakres częstotliwości sygnału SF wynosi

$$B = (N_c - 1)\Delta f + B_b. \quad (4.1)$$

Ogólne wyrażenie na pasmo zajmowane przez sekwencje SF, przy założeniu, że sekwencja z rysunku 4.1 przeniesiona jest w zakres pasma podstawowego $f_c = 0$ przyjmuje postać

$$B = \frac{(f_{\max} - f_{\min})}{2} \quad (4.2)$$

i może przybierać inne wartości niż (4.1), dla przypadku braku równości pomiędzy poszczególnymi pasmami subimpulsów $B_{b,n}$. Sygnał SF w paśmie podstawowym można opisać jako sumę

$$c_{iq,SF}(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} c_{iq,n}(t-t_n) \exp(j2\pi f_n t), \quad (4.3)$$

a wersję rzeczywistą, przeznaczoną do wyemitowania ($f_c \gg 0$) w formie

$$s_{N,SF}(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} \text{Re} \left[c_{iq,n}(t-t_n) \exp(j2\pi f_n t) \exp(j2\pi f_c t) \right], \quad (4.4)$$

gdzie $c_{iq,n}$ to obwiednia zespolona subimpulsu transmitowanego na n -tej częstotliwości f_n , którą można wyznaczyć w oparciu o zależność:

$$f_n = f_0 + n\Delta f = \left(n - \frac{N_c + 1}{2} + 1 \right) \Delta f . \quad (4.5)$$

W celu uproszczenia opisu radarowej funkcji nieoznaczoności takiego sygnału można przyjąć pewne założenia: stały odstęp Δf pomiędzy składowymi częstotliwościami sygnału SF, transmisję od chwili $t_0 = 0$ oraz przesunięcie w paśmie zapewniające $f_0 = 0$. Mając to na uwadze, nie zmieniono poszczególnych oznaczeń i sygnał SF opisano w postaci

$$c_{iq,SF}(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} c_{iq,n}(t - n\Delta t) \exp(j2\pi n\Delta f t), \quad (4.6)$$

a jego radarową funkcję nieoznaczoności (3.18) poprzez wyrażenie

$$\begin{aligned} |\chi_n(\tau, \nu_d)| = & \left| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} c_{iq,n}(t - n\Delta t) \exp(j2\pi n\Delta f t) \times \right. \\ & \left. \times \sum_{m=0}^{N_c-1} c_{iq,m}^*(t - m\Delta t + \tau) \exp[-j2\pi m\Delta f (t + \tau)] \exp(j2\pi \nu_d t) dt \right|, \end{aligned} \quad (4.7)$$

gdzie $m = 0, 1, 2, \dots, N_c - 1$. Po uporządkowaniu funkcja RAF sygnału SF uzyskuje postać:

$$\begin{aligned} |\chi_n(\tau, \nu_d)| = & \left| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} c_{iq,n}(t - n\Delta t) c_{iq,m}^*(t - m\Delta t + \tau) \exp(j2\pi n\Delta f t) \times \right. \\ & \left. \times \exp(-j2\pi m\Delta f t) \exp(-j2\pi m\Delta f \tau) \exp(j2\pi \nu_d t) dt \right|. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Wprowadzając zmienną pomocniczą t_A :

$$\begin{aligned} t_A &= t - n\Delta t, \\ t &= t_A + n\Delta t, \end{aligned} \quad (4.9)$$

funkcja nieoznaczoności przyjmuje formę

$$\begin{aligned} |\chi_n(\tau, \nu_d)| = & \left| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} c_{iq,n}(t_A) c_{iq,m}^*(t_A + n\Delta t - m\Delta t + \tau) \times \right. \\ & \left. \times \exp(-j2\pi m\Delta f \tau) \exp[j2\pi n\Delta f (t_A + n\Delta t)] \times \right. \\ & \left. \times \exp[-j2\pi m\Delta f (t_A + n\Delta t)] \exp[j2\pi \nu_d (t_A + n\Delta t)] dt_A \right|. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Porządkując poszczególne wyrazy uzyskuje się:

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} c_{iq,n}(t_A) c_{iq,m}^*(t_A + n\Delta t - m\Delta t + \tau) \times \right. \\
&\times \exp(-j2\pi m\Delta f \tau) \exp(j2\pi n\Delta f t_A) \exp(j2\pi n\Delta f n\Delta t) \times \\
&\times \exp(-j2\pi m\Delta f t_A) \exp(-j2\pi m\Delta f n\Delta t) \times \\
&\left. \times \exp(j2\pi \nu_d t_A) \exp(j2\pi \nu_d n\Delta t) dt_A \right| \quad (4.11)
\end{aligned}$$

oraz separując zmienne niezależne od całki

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq,n}(t_A) c_{iq,m}^*(t_A + n\Delta t - m\Delta t + \tau) \times \right. \\
&\times \exp(-j2\pi m\Delta f t_A) \exp(j2\pi n\Delta f t_A) \exp(j2\pi \nu_d t_A) dt_A \times \\
&\times \exp(-j2\pi m\Delta f \tau) \exp(j2\pi n\Delta f n\Delta t) \exp(-j2\pi m\Delta f n\Delta t) \times \\
&\left. \times \exp(j2\pi \nu_d n\Delta t) \right|, \quad (4.12)
\end{aligned}$$

a dalej

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq,n}(t_A) c_{iq,m}^*(t_A + n\Delta t - m\Delta t + \tau) \times \right. \\
&\times \exp(-j2\pi m\Delta f t_A) \exp(j2\pi n\Delta f t_A) \exp(j2\pi \nu_d t_A) dt_A \times \\
&\left. \times \exp(-j2\pi m\Delta f \tau) \exp[j2\pi n\Delta t(\nu_d - m\Delta f + n\Delta f)] \right|. \quad (4.13)
\end{aligned}$$

Wprowadzając kolejną zmienną pomocniczą

$$p = m - n \quad (4.14)$$

do uporządkowanej w tym celu zależności (4.13) otrzymuje się

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq,n}(t_A) c_{iq,m}^*[t_A - (m-n)\Delta t + \tau] \times \right. \\
&\times \exp[-j2\pi(m-n)\Delta f t_A] \exp(j2\pi \nu_d t_A) dt_A \times \\
&\left. \times \exp(-j2\pi m\Delta f \tau) \exp[j2\pi n\Delta t(\nu_d - (m-n)\Delta f)] \right|, \quad (4.15)
\end{aligned}$$

co w konsekwencji pozwala wyznaczyć RAF sygnału SF w postaci:

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq,n}(t_A) c_{iq,m}^*[t_A - p\Delta t + \tau] \times \right. \\
&\times \exp[-j2\pi p\Delta f t_A] \exp(j2\pi \nu_d t_A) dt_A \times \\
&\left. \times \exp(-j2\pi m\Delta f \tau) \exp[j2\pi n\Delta t(\nu_d - p\Delta f)] \right|. \quad (4.16)
\end{aligned}$$

Grupując odpowiednie elementy wyrażenia podcałkowego uzyskać można następnie

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} \int_{-\infty}^{\infty} c_{iq,n}(t_A) c_{iq,m}^*[t_A - p\Delta t + \tau] \times \right. \\
&\quad \times \exp[j2\pi(\nu_d - p\Delta f)t_A] dt_A \times \\
&\quad \left. \times \exp(-j2\pi m\Delta f\tau) \exp[j2\pi n\Delta t(\nu_d - p\Delta f)] \right|. \tag{4.17}
\end{aligned}$$

Należy zauważyć, że całka w (4.17) jest równa co do modułu radarowej funkcji nieoznaczoności pojedynczego impulsu $\chi_{n,0}$, stanowiącej odpowiedź na wymuszenie z dodatkowym czasowym przesunięciem $p\Delta t$ opóźnieniem τ oraz przesunięciem dopplerowskim $p\Delta f$. W takim przypadku funkcję RAF sygnału SF można zapisać w postaci

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} \chi_{n,0}(\tau - p\Delta t, \nu_d - p\Delta f) \times \right. \\
&\quad \left. \times \exp(-j2\pi m\Delta f\tau) \exp[j2\pi n\Delta t(\nu_d - p\Delta f)] \right|. \tag{4.18}
\end{aligned}$$

W oparciu o zależność sumacyjną przedstawioną w [113]

$$\sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} f(x, y) = \sum_{p=-(N_c-1)}^0 \sum_{m=0}^{N_c-1-|p|} f(x, y) \Big|_{n=m-p} + \sum_{p=1}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_c-1-|p|} f(x, y) \Big|_{m=p+n} \tag{4.19}$$

daje się przekształcić wyrażenie (4.18) do postaci

$$\begin{aligned}
|\chi_n(\tau, \nu_d)| &= \left| \sum_{p=-(N_c-1)}^0 \sum_{m=0}^{N_c-1-|p|} \exp[-j2\pi p\Delta t(\nu_d - p\Delta f)] \times \right. \\
&\quad \times \exp[j2\pi m(-\Delta f\tau + \Delta t(\nu_d - p\Delta f))] \chi_{n,0}(\tau - p\Delta t, \nu_d - p\Delta f) \times \\
&\quad \times \sum_{p=1}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_c-1-|p|} \exp(-j2\pi p\Delta f\tau) \times \\
&\quad \left. \times \exp[j2\pi n(-\Delta f\tau + \Delta t(\nu_d - p\Delta f))] \chi_{n,0}(\tau - p\Delta t, \nu_d - p\Delta f) \right|. \tag{4.20}
\end{aligned}$$

Korzystając z możliwości potraktowania niektórych wyrażeń jako szeregów skończonych, dla których właściwa jest zależność:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \exp(jn\vartheta) = \frac{1 - \exp(jN\vartheta)}{1 - \exp(j\vartheta)} = \exp\left[j\vartheta \frac{(N-1)}{2}\right] \frac{\sin\left(\frac{1}{2}N\vartheta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\vartheta\right)}, \tag{4.21}$$

można dalej wykazać, że:

$$\begin{aligned}
& \sum_{m=0}^{N_c-1-|p|} \exp \left[jm \left\{ 2\pi \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right\} \right] \\
&= \exp \left[-j\pi (N_c - 1 - |p|) \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right] \times \\
& \quad \times \frac{\sin \left[\pi (N_c - |p|) \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right]}{\sin \left[\pi \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right]}
\end{aligned} \tag{4.22}$$

oraz

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=0}^{N_c-1-|p|} \exp \left[jn \left\{ 2\pi \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right\} \right] \\
&= \exp \left[-j\pi (N_c - 1 - |p|) \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right] \times \\
& \quad \times \frac{\sin \left[\pi (N_c - |p|) \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right]}{\sin \left[\pi \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right]}.
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Podstawiając do RAF wyrażenia (4.22) i (4.23) oraz dokonując uporządkowania umożliwiającego przyjęcie funkcji pomocniczych:

$$A(\tau, v_d) = \exp \left[j\pi (p^2 \Delta f \Delta t - p \Delta f \tau) \right] \exp \left[j\pi (N_c - 1) (v_d \Delta t - \Delta f \tau - p \Delta f \Delta t) \right] \tag{4.24}$$

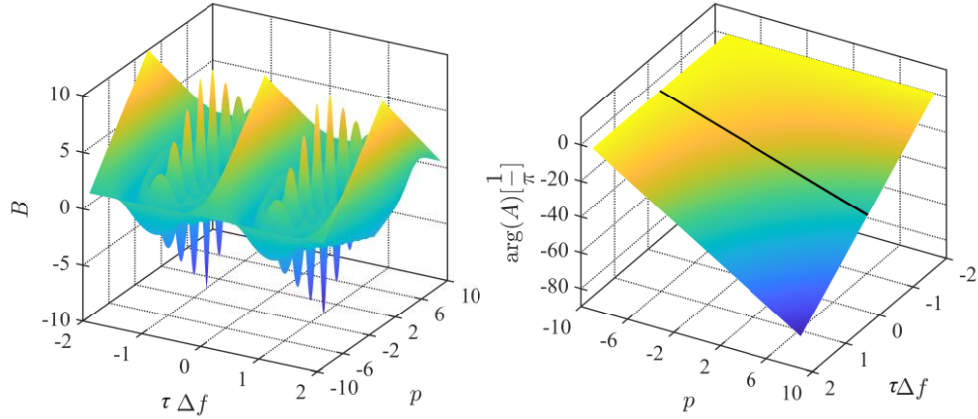
oraz

$$B(\tau, v_d) = \frac{\sin \left[\pi (N_c - |p|) \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right]}{\sin \left[\pi \left(-\Delta f \tau + \Delta t (v_d - p\Delta f) \right) \right]}, \tag{4.25}$$

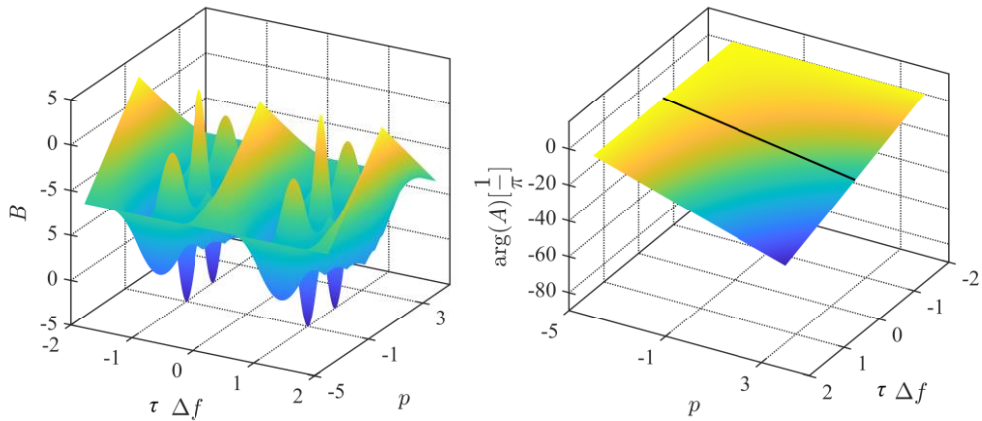
funkcja nieoznaczoności sygnału SF przyjmuje formę

$$|\chi_n(\tau, v_d)| = \left| \sum_{p=-(N_c-1)}^{N_c-1} A(\tau, v_d) B(\tau, v_d) \chi_{n,0}(\tau - p\Delta t, v_d - p\Delta f) \right|. \tag{4.26}$$

Na rysunkach 4.2 oraz 4.3 przedstawiono zależność A i B dla poszczególnych wartości p przy zerowym przesunięciu Dopplera. Moduł funkcji A jest stały w obrębie całego zakresu argumentów i wynosi 1. Funkcja A wprowadza liniowe opóźnienie fazy dla konkretnej wartości τ , kolorem czarnym oznaczono odwiniętą fazę A dla $\tau = 0$. Opóźnienie czasowe na rysunkach zostało unormowane w stosunku do odwrotności Δf . Funkcja B przyjmuje wartości rzeczywiste i cechuje się okresowością $2 / \Delta f$ oraz $1 / \Delta f$ co do modułu branego pod uwagę w wykorzystanej definicji RAF. Należy zaznaczyć, że są to wartości niezmiennie dla całej klasy sygnałów SF. Przy stałym odstępem czasowym i liczbie subimpulsów, możliwość ingerencji w RAF sygnału SF dla $v_d = 0$ zostaje ograniczona do modyfikacji trzeciego czynnika wyrażenia (4.26), będącego funkcją nieoznaczoności pojedynczego impulsu $\chi_{n,0}$.



Rys. 4.2. Zależność składowych RAF sygnału SF – B oraz odwiniętej fazy a od argumentu sumowania p i opóźnienia τ przy $N_c = 10$ i $v_d = 0$. Na prawym wykresie naniesiono kolorem czarnym odcinek dla $\tau = 0$



Rys. 4.3. Zależność składowych RAF sygnału SF – B oraz odwiniętej fazy a od argumentu sumowania p i opóźnienia τ przy $N_c = 5$ i $v_d = 0$. Na prawym wykresie naniesiono kolorem czarnym odcinek dla $\tau = 0$

Dotychczasowe analizy dotyczą ogólnego podejścia obejmującego cały zakres p oraz uwzględnienia składowej dopplerowskiej. Jak wspomniano, dla georadaru nie ma potrzeby dokonania analizy sygnałów pod kątem rozdzielczości częstotliwościowej. Warto również skupić się na wąskim obszarze niejednoznaczności ograniczonym do $p = 0$. Zawężone kryterium analizy nie wpływa na moduł czynnika A , natomiast wartość B przyjmuje postać:

$$B(\tau, 0)|_{p=0} = \frac{\sin(\pi N_c \Delta f \tau)}{\sin(\pi \Delta f \tau)}. \quad (4.27)$$

W tak zdefiniowanych warunkach można przyjąć za słuszny powszechny postulat dotyczący zależności modułu funkcji autokorelacji sygnału SF od modułu iloczynu autokorelacji składowych subimpulsów i wyrażenia (4.27) [113, 127, 134].

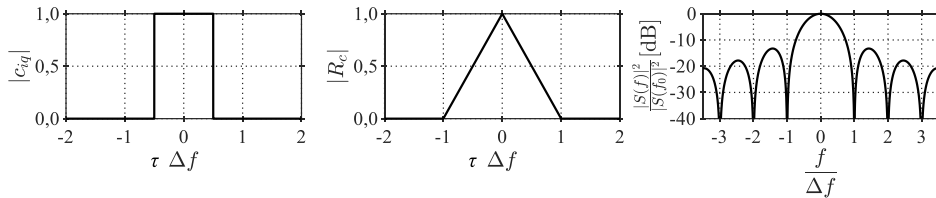
Prosty impuls radiolokacyjny i jego funkcję autokorelacji można wyrazić jako:

$$c_{iq}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \quad (4.28)$$

oraz

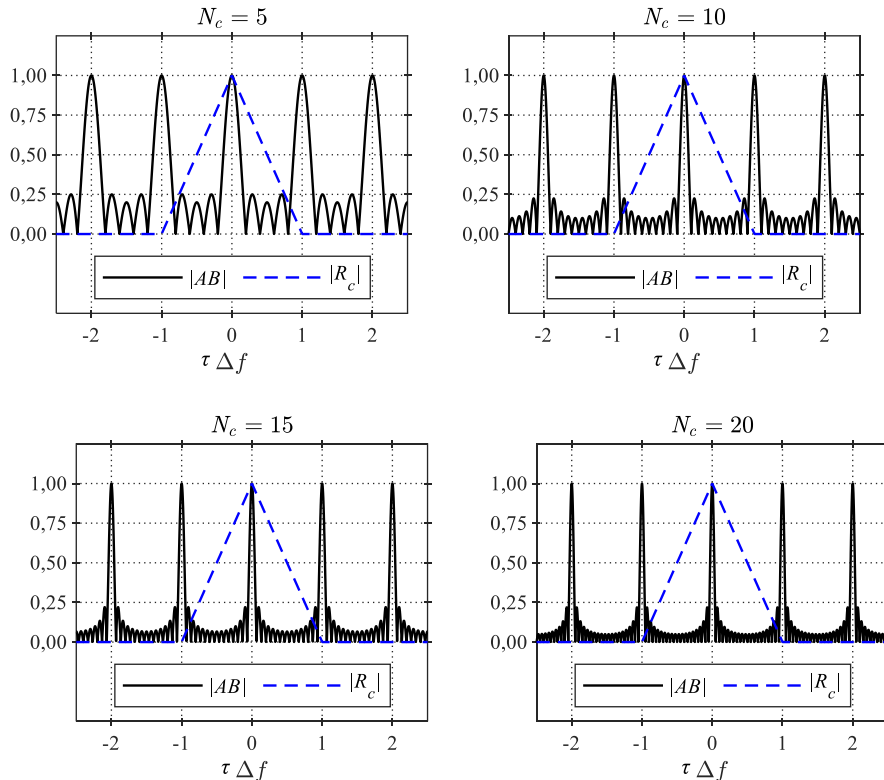
$$|R_c(\tau)| = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_s}, & \text{dla } |\tau| \leq T_s \\ 0, & \text{dla } |\tau| > T_s. \end{cases} \quad (4.29)$$

Na rysunku 4.4 przedstawiono podstawowe przebiegi impulsu prostokątnego o czasie trwania $T_s = 1 / \Delta f$.



Rys. 4.4. Unormowane przebiegi impulsu prostokątnego, jego autokorelacji i unormowanego widma o czasie trwania $T_s = 1 / \Delta f$

Unormowany przebieg funkcji autokorelacji impulsu prostokątnego został wykorzystany na rysunku 4.5 jako przykładowy czynnik funkcji autokorelacji sygnału SF. Razem z nim przedstawiono moduł iloczynu czynników A i B dla $N_c = 5, 10, 15$ i 20 . Czas trwania impulsu dobrano, aby równał się odwrotności odstępu pomiędzy częstotliwościami składowymi $T_s = 1 / \Delta f$.



Rys. 4.5. Unormowane czynniki RAF sygnału SF w funkcji opóźnienia przy różnej liczbie subimpulsów i zerowym przesunięciu Dopplera

W omawianym przypadku, funkcja autokorelacji sygnału SF przyjmie wartości zerowe zgodnie z (4.29). W pozostałym obszarze będzie ona wycinkiem modułu iloczynu AB oknem czasowym o kształcie modułu R_c . Warto zauważyć, że rozdzielczość możliwa

do uzyskania w oparciu o wykorzystanie sygnału SF jest uwarunkowana głównie szerokością skoku częstotliwościowego Δf oraz liczbą subimpulsów N_c . Na rysunku 4.5 widoczna jest tendencja zawężenia listka głównego modułu AB wraz ze wzrostem N_c , czyli przy stałym Δf , ze wzrostem pasma B sygnału SF. Wartość ML iloczynu modułu AB koresponduje z czasem $2 / (N_c \Delta f)$. Zauważalny jest również wzrost liczby listków bocznych przy utrzymaniu dość wysokiego ich poziomu w strefie bliższej.

Dla potrzeb generacji wysokorozdzielczych obrazów zasadnym byłoby utrzymanie jak najszerszego pasma. W przypadku georadaru możliwy zakres częstotliwości ograniczony jest od dołu właściwie stałą, a od góry wzrostem tłumienia fali elektromagnetycznej przez grunt. Istotne zatem wydaje się poszukiwanie rozwiązań właściwych dla dostępnych szerokości pasma poprzez wpływ na wybrane parametry sygnału SF.

Do wykorzystywanych w radiolokacji sposobów poprawy właściwości sygnału SF zalicza się w szczególności modyfikację parametrów pojedynczych subimpulsów (głównie zmianę pasma, np. poprzez modulację) oraz korekcję wartości poszczególnych skoków częstotliwościowych (kodowanie częstotliwościowe).

Wspomniane modyfikacje nie zostały omówione w kontekście wykorzystania w radarze penetracji gruntu lub zostały poruszone jedynie w znikomym stopniu. Z tego powodu w podrozdziale 4.5 zostanie przeprowadzony przegląd wybranych możliwości poprawy teledetekcyjnych właściwości sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości.

4.2. Problematyka tworzenia profilu odległościowego w radarach ze schodkową modulacją częstotliwości

Jedną z możliwości przetwarzania sygnałów SF po stronie odbiorczej jest potraktowanie zbioru subimpulsów jako pojedynczego sygnału. Może to być zasadne dla przypadków, w których schodkowość zmian częstotliwości jest rodzajem modulacji wewnątrzimpulsowej. Takie podejście pozostaje jednak w sprzeczności z ideą wykorzystania SF dla wspomnianych wcześniej korzyści.

W ujęciu ultraszerokopasmowym wykorzystuje się najczęściej trzy metody [140]: a) metodę odwróconej transformacji Fouriera, która w literaturze nazywana jest krótko, od akronimu dotyczącego szybkiego algorytmu jej przeprowadzenia, metodą IFFT (ang. IFFT – *inverse fast Fourier transform*), b) metodę obliczania profilu w dziedzinie czasu (ang. TD – *time domain*) oraz c) kalkulację profilu odległościowego w dziedzinie częstotliwości (ang. FD – *frequency domain*). Metoda TD i FD skupiają się na rekonstrukcji sygnału SF z poszczególnych subimpulsów. Stanowi to krok pośredni, a profil odległościowy powstaje w procesie odbioru korelacyjnego w oparciu o odtworzoną wersję sygnału zgodnie z wybranym sposobem. Wspomniane metody realizują pewne operacje matematyczne, które mogą być implementowane w praktyce na różne sposoby. Sam dobór techniki realizującej poszczególne podejścia nie stanowi przedmiotu pracy. Istotne jest jednak sprawdzenie realizowalności ujętej w pracy koncepcji w oparciu o najczęściej wykorzystywane metody tworzenia profilu odległościowego w radarach klasy SF.

Metoda IFFT jest najczęściej wykorzystywana w radarach z sygnałem SFCW [85]. Załóżmy, że sygnał s_n o stałej amplitudzie u_n nadawany na n -tej częstotliwości opisany jest zależnością

$$s_n(t) = u_n \cos[2\pi(f_0 + n\Delta f)t + 0]. \quad (4.30)$$

Po odbiciu się od nieruchomego celu ulokowanego w odległości R sygnał ten odbierany jest jako:

$$s_m(t) = u_m \cos \left[2\pi (f_0 + n\Delta f) \left(t - \frac{2R}{v} \right) \right] = u_m \cos [2\pi (f_0 + n\Delta f)t + \phi_n], \quad (4.31)$$

gdzie u_m to amplituda odebranego sygnału, ϕ_n to opóźnienie fazy w stosunku do fazy sygnału nadanego, które może być opisane poprzez wyrażenie:

$$\phi_n = \frac{4\pi f_0 R}{v} + 2\pi n\Delta f \frac{2R}{v} \frac{\Delta t}{\Delta t}. \quad (4.32)$$

W drugim składniku sumy w wyrażeniu (4.32) zawarta jest informacja o przesunięciu częstotliwości f_s związanym z odbiciem od celu na odległości R

$$f_s = \frac{\Delta f}{\Delta t} \frac{2R}{v}. \quad (4.33)$$

Zależnością umożliwiającą przejście z dziedziny częstotliwości do dziedziny czasu jest odwrotna transformacja Fouriera. Idea uzyskania profilu odległościowego metodą IFFT polega na akwizycji zbioru N_c próbek, najczęściej po jednej z każdego odebranego subimpulsu. Dopuszcza się pobranie próbki po procesie odbioru dopasowanego. Każda z próbek jest reprezentowana liczbą zespoloną, która musi zawierać informację o przesunięciu fazy względem nadanego sygnału oraz o wadze z jaką sygnał został osłabiony lub wzmocniony. Wektor utworzony z N_c próbek, w którym każda dotyczy kolejnej częstotliwości sekwencji SF, poddawany jest odwrotnej transformacji Fouriera. W efekcie profil odległościowy jest odwrotną transformatą Fouriera zapisanego wektora [77]. Proces powstawania zobrazowania w podany sposób przyjęło się nazywać syntetycznym profilowaniem odległości.

Jednym z ograniczeń metody IFFT jest zakres jednoznacznego pomiaru definiowany jako iloraz

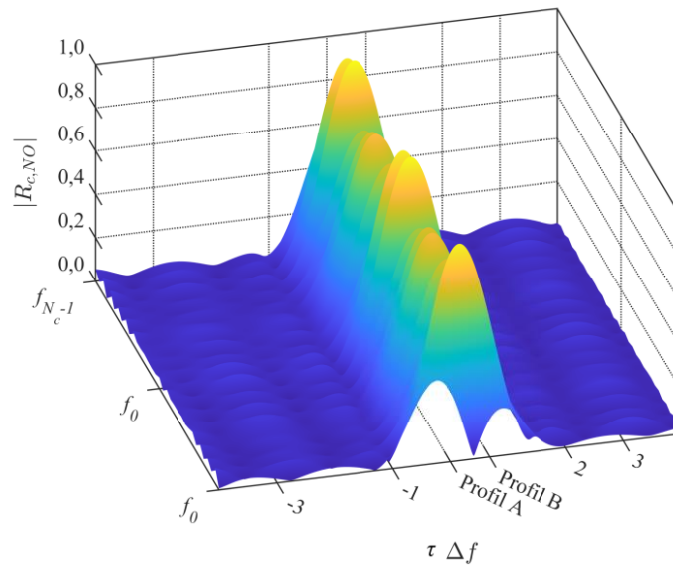
$$R_{u,IFFT} = \frac{v}{2\Delta f}. \quad (4.34)$$

W przypadku dużych różnic pomiędzy składowymi częstotliwościowymi f_n sygnału SF, metoda IFFT może wprowadzać do wynikowego zobrazowania informacje spoza zakresu sondowania. Przykładowo obiekt silnie odbijający fale elektromagnetyczne znajdujący się w otoczeniu oświetlanego obszaru może generować echo, które zostanie wykryte jako sygnał użyteczny. Należy mieć na uwadze, że zakres jednoznacznego pomiaru podzielony jest na N_c komórek odległościowych. Powoduje to zwykle konieczność sztucznego zwiększania ich liczby poprzez uzupełnienie zerami wektora wejściowego do algorytmu IFFT.

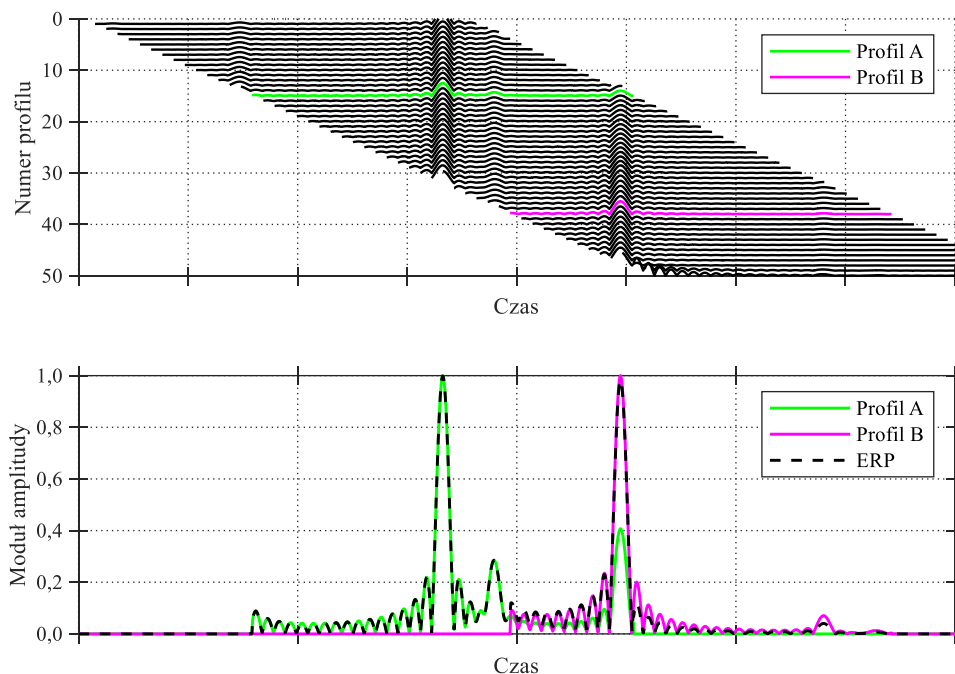
Tworzenie dłuższych profili odległościowych (ang. ERP – *extended range profile*) wymaga akwizycji większej liczby próbek z poszczególnych subimpulsów [48, 49], a w niektórych przypadkach z kilku paczek sygnału SF [19]. Ograniczając problem do zobrazowań georadarowych bliskiego zasięgu, istotne jest skupienie się na przypadku, w którym sektor wystąpienia użytecznego echa skupia się w obrębie $\tau\Delta f = \pm 1$.

Na rysunku 4.6 przedstawiono moduł sygnału na wyjściu odbiornika realizującego proces korelacji sygnału odebranego z sygnałem nadanym $R_{c,NO}$, dla każdej ze zbioru N_c

częstotliwości. Opóźnienie związane z czasem przyjscia sygnału odbitego od trzech obiektów wynosi odpowiednio: $\tau\Delta f = 0$, $\tau\Delta f = 0,13$ oraz $\tau\Delta f = 0,47$. Odpowiedź od środkowego obiektu jest słabsza o 10 dB od pozostałych.



Rys. 4.6. Moduł korelacji sygnału nadanego i sygnału odebranego dla poszczególnych częstotliwości składowych sygnału SF



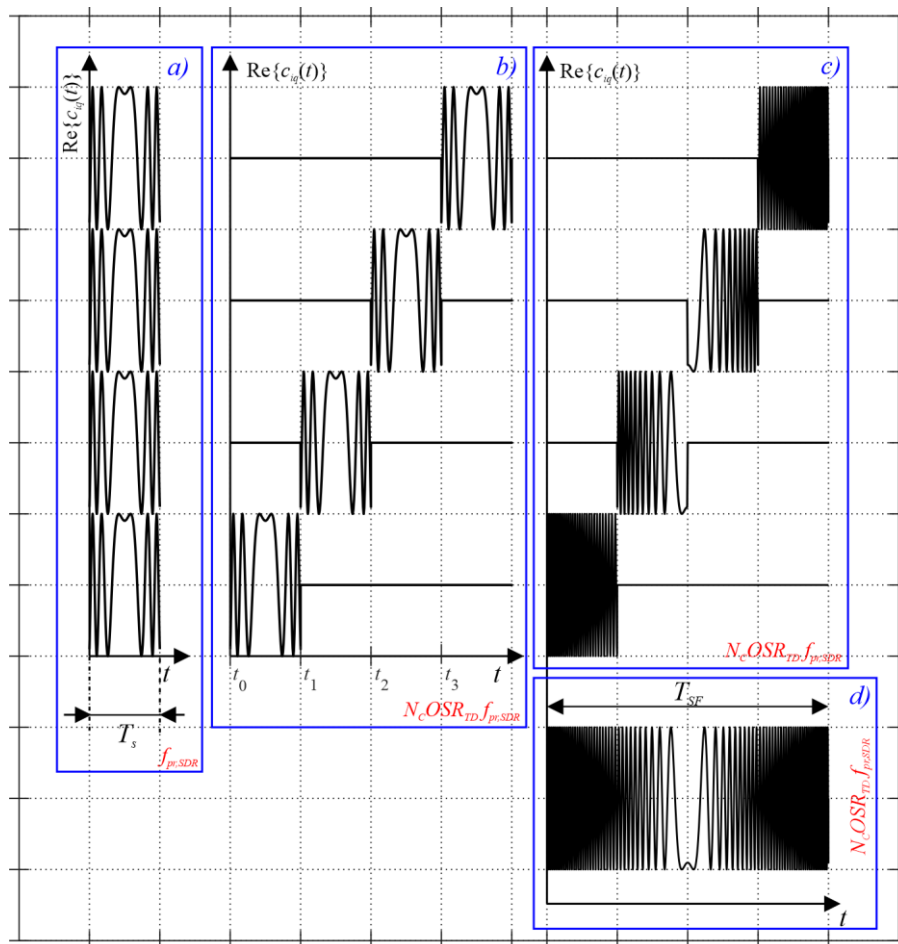
Rys. 4.7. Interpretacja graficzna syntetycznego profilowania ERP w oparciu o metodę IFFT

Proces powstawania ERP w oparciu o dwa przykładowe profile został przedstawiony w formie graficznej na rysunku 4.7. Indywidualne profile to odwrotne transformaty Fouriera wektorów zawierających próbki, których moduł jest wyświetlony na rysunku 4.6. Profil A powstał poprzez próbkowanie sygnału dokładnie w chwili przyjscia echa od pierwszego obiektu. Jest to przypadek szczególny, ponieważ najczęściej sygnał na

wyjściu odbiornika jest próbkowany w chwilach bliżej nieokreślonych w stosunku do czasu przyścia echa. W obszarze centralnym profilu A widoczny jest silny wpływ echa od tego celu i wierne odtworzenie poziomu echa nr 2. Trzecie echo, ze względu na większy dystans w stosunku do chwili próbkowania, jest wyraźnie słabsze. Wartość $\tau\Delta f = 0,47$ znajduje się na skraju strefy jednoznacznego pomiaru definiowanej od $\tau\Delta f = -0,5$ do $\tau\Delta f = 0,5$. Chwila próbkowania profilu B ma miejsce po wystąpieniu echa od trzeciego obiektu, a sam profil nie obejmuje dwóch pierwszych obiektów. Przykładowy ERP umożliwiające poprawne odtworzenie wag wszystkich ech powstał w oparciu o złożenie profilu A i profilu B i został oznaczony na rysunku 4.7 krzywą przerywaną.

Z techniką ERP związany jest szereg problemów praktycznych związanych z doбором odpowiednich parametrów sygnału SF oraz sposobem osiągnięcia superpozycji poszczególnych profili składowych. W pracy [143] poruszono aspekty profilowania ERP w sposób imponująco szczegółowy, obejmując przy tym rozważaniami klasę sygnałów SF-LFM i SF-PC. Realizację powiększenia obszaru jednoznacznego pomiaru sygnałów SF z prostym impulsem zaproponowano w [144] wykorzystując filtr Wienera do poszerzenia pasma subimpulsu.

Generowanie profilu odległościowego w dziedzinie czasu [145] wymaga rekonstrukcji postaci czasowej sygnału SF w oparciu o schemat z rysunku 4.8. W części a) wyświetlono cztery przykładowe sygnały z pasma podstawowego. Mogą to być subimpulsy przeznaczone do nadania lub odebrane fragmenty sygnału.



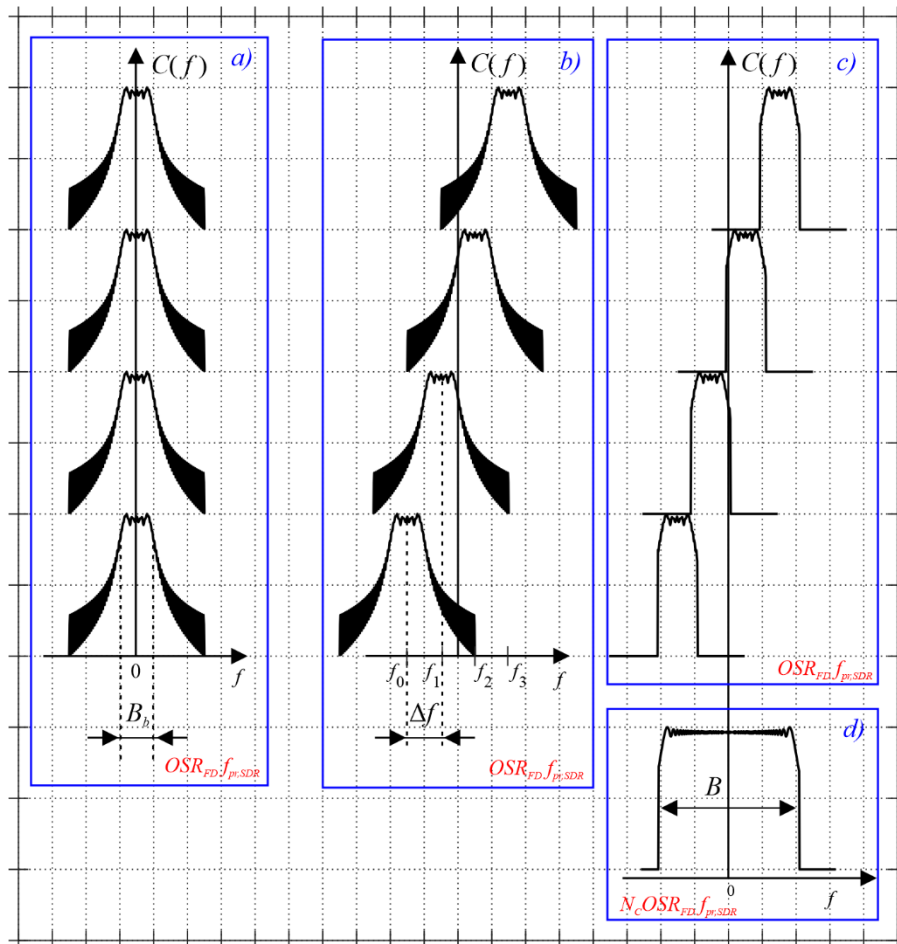
Rys. 4.8. Proces rekonstrukcji sygnału SF w oparciu o metodę dziedziny czasu – TD

W wersji cyfrowej są to próbki pozyskane z dyskretnym krokiem czasowym równym odwrotności częstotliwości próbkowania $f_{pr,SDR}$. Jest ona dobierana jako wielokrotność OSR_{SDR} pasma pojedynczego subimpulsu B_p (z ang. OSR – *oversampling ratio*)

$$f_{pr,SDR} = OSR_{SDR} B_p. \quad (4.35)$$

OSR_{SDR} stanowi kompromis pomiędzy minimalną wartością wynikającą z twierdzenia o próbkowaniu, a współczesnymi możliwościami sprzętowymi. Jest to parametr, który wpływa na wierność odtworzenia sygnału SF i w konsekwencji na końcowe parametry profilu odległościowego [40]. Kolejny krok z rysunku 4.8. b dotyczy zwiększenia częstotliwości próbkowania sygnałów pasma podstawowego, dopełnienia ich zerami do długości całej sekwencji i odpowiednim przesunięciu w dziedzinie czasu. W efekcie częstotliwość próbkowania uwzględniona na kolejnych etapach próbkowania powinna być $N_c OSR_{TD}$ razy większa od $f_{pr,SDR}$. Etap c) dotyczy odpowiedniego przesunięcia w dziedzinie częstotliwości i korekcji fazy nadpróbkowanych subimpulsów. W konsekwencji sumując wszystkie przygotowane w poprzednich krokach porcje sygnału uzyskuje się zrekonstruowany sygnał SF, co ilustruje rysunek 4.8. d.

Schemat trzeciej najczęściej stosowanej metody umożliwiającej generację profilu odległościowego w radarach z sygnałami SF przedstawiono na rysunku 4.9.



Rys. 4.9. Proces rekonstrukcji sygnału SF w oparciu o metodę dziedzinie czasu – FD

W części a) zobrazowano subimpulsy w dziedzinie częstotliwości (moduły ich widma). Metoda FD polega na odpowiednim przesunięciu sygnałów w dziedzinie

częstotliwości zgodnie z częścią b) rysunku 4.9, z zachowaniem odpowiednich relacji fazowych. W dyskretnej postaci są to próbki transformaty Fouriera poszczególnych subimpulsów. Zazwyczaj wybiera się próbki odpowiadające konkretnym częstotliwościom (rysunek 4.9. c) i umieszcza w odpowiednim miejscu wypadkowej transformaty (rysunek 4.9. d). W celu poprawy szczegółowości odtworzenia sygnału stosuje się zwiększenie rozdzielczości transformat z etapu a), tak aby wypadkowa częstotliwość próbkowania była OSR_{FD} razy większa od $f_{pr,SDR}$. Nie istnieje tutaj potrzeba zwiększania częstotliwości próbkowania każdego subimpulsu do poziomów używanych w metodzie TD. Wypadkowa częstotliwość próbkowania zostaje ustalana dopiero na etapie d). Konstrukcja filtru dopasowanego może być przeprowadzona również w stosunku do sygnału z ostatniego etapu. Należy w takim wypadku spowodować generację sygnału odbitego od obiektu punktowego, co może być problematyczne [146]. Umożliwia to jednak kalibrację eliminującą wpływ toru przetwarzania.

Wymienione metody posiadają określone wady i zalety. Metoda IFFT może prowadzić do niepożądanego generowania fałszywych alarmów w większym stopniu niż pozostałe przez zniekształcenie profilu odległościowego związane z niedoskonałością samej transformacji fourierowskiej. W tym przypadku występuje możliwość przecieku energii pochodzącej od celu do sąsiednich komórek odległościowych profilu. Należy jednak zaznaczyć, że metoda ta jest najmniej złożona obliczeniowo [140]. Metody TD i FD nie posiadają ograniczeń w postaci pogorszenia niejednoznaczności pomiaru odległości. Metoda TD wymaga nadpróbkowania każdego subimpulsu, co nie jest konieczne w metodzie FD [146]. Wyniki badań opisanych w niniejszej pracy w miarę możliwości obejmują poszczególne metody oraz ich podstawowe parametry. Do obliczeń profilu wybrano omówione wcześniej schematy. Warto jednak zaznaczyć, że sposób ich realizacji przenoszący wprost rozważania teoretyczne na proces kalkulacji numerycznych nie zawsze jest najefektywniejszy. Przykładowo, realizacja odbioru korelacyjnego może być przeprowadzona zarówno w oparciu o sygnały z rysunków 4.8. d i 4.9. d, jak i poprzez superpozycję korelacji poszczególnych subimpulsów z tych rysunków [147].

Należy zaznaczyć, że rozróżnienie obiektów, od których sygnały odbijane są w czasie trwania tego samego impulsu jest w praktyce trudniejsze [68]. Duże znaczenie w przypadku generacji profilu odległościowego, który w poprawny sposób przedstawia informacje o obiekcie, ma poprawna kalibracja toru referencyjnego [148].

Poza wymienionymi, spotykane są również inne warianty tworzenia profilu odległościowego. Należą do nich modyfikacje wymienionych metod związane z możliwością realizacji wymienionych zabiegów różnymi sposobami lub w odmiernej kolejności, zachowując matematyczny sens całego procesu [147, 149, 150]. Popularne są również techniki wykorzystywane w radarach z syntetyczną aperturą (ang. SAR – *synthetic aperture radar*), skupiające się na obiektach ruchomych oraz obejmujące inne odłamy radiolokacji [128, 151, 152].

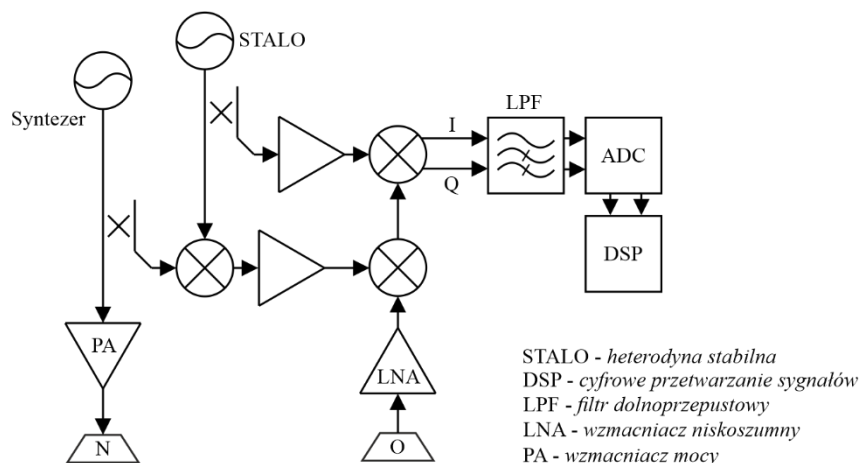
W ramach rozprawy, przy opisie wyników dotyczących sekwencji SF przyjęto konwencję dodawania na końcu zestawu akronimów jednego z trzech: IFFT, TD, FD, jednoznacznie wskazującego na metodę jego generacji.

4.3. Radar ze schodkową modulacją częstotliwości z falą ciągłą

Generalnie georadary ze schodkową modulacją częstotliwości SFCW traktowane są jako radary pracujące z falą ciągłą. Wiąże się to z praktyczną implementacją ich realizacji [7], która obejmuje transmisję w sposób ciągły, a poszczególne fragmenty sygnału

próbkowane są w określonych wycinkach czasu związanych z emisją konkretnej częstotliwości. Radar z falą ciągłą ze schodkową modulacją częstotliwości, o równym odstępem częstotliwości, to w zasadzie radar z sygnałem z liniową modulacją częstotliwości z niższą częstotliwością próbkowania. Biorąc zatem pod uwagę sposób przetwarzania informacji, radary SFCW można potraktować jako szczególny przypadek radarów SF, w których profil odległości uzyskiwany jest w oparciu o metodę IFFT.

Istnieją różne podejścia do rozwiązań konstrukcyjnych radarów SFCW. Mogą to być systemy monostatyczne i bistatyczne. Rozróżnia się również radary homodynowe (z zerową częstotliwością pośrednią) i heterodynowe oraz radary z linią odniesienia [153]. Informację potrzebną do konstrukcji profilu odległościowego metodą IFFT można uzyskać w oparciu o wektorowy analizator obwodów (ang. VNA – *vector network analyser*). Stosunkowo duża liczba schematów realizacji radaru SFCW umożliwia tworzenie różnych wariantów stosunkowo tanich prototypów w oparciu o technikę radaru programowalnego (ang. SDR – *software defined radar*), w tym wykorzystując autorską propozycję [154]. Na rysunku 4.10 przedstawiono schemat blokowy superheterodynowego radaru SFCW [77].



Rys. 4.10. Przykładowa realizacja bistatycznego radaru SFCW – przetwarzanie superheterodynowe

W takim układzie sygnał transmitowany jest na częstotliwości syntezeru, a proces przetwarzania odbywa się na częstotliwości heterodyny stabilnej (ang. STALO – *stable oscillator*). W kolejnych krokach następuje detekcja kwadraturowa, eliminacja niepożądanych składowych wysokoczęstotliwościowych filtrem dolnoprzepustowym (ang. LPF – *low-pass filter*) i próbkowanie. Dalsze przetwarzanie realizowane jest cyfrowo w bloku DSP (ang. DSP – *digital signal processing*). Poza zapewnieniem koherencji istotna jest również synchronizacja podstawy czasu, aby umożliwić zapis próbek w konkretnych chwilach. Wzmacniacze w schemacie 4.10 zapewniają odpowiednie poziomy sygnałów. Szczególnie istotne jest zapewnienie odpowiedniego poziomu mocy sygnału na wyjściu poprzez wzmacniacz mocy (ang. PA – *power amplifier*) oraz wzmocnienie sygnałów użytecznych bez podnoszenia poziomu tła w oparciu o wzmacniacz niskoszumny (ang. LNA – *low-noise amplifier*).

Radary SFCW są poza impulsowymi, najczęściej wykorzystywane w technice penetracji gruntu [1]. Zostały one zaklasyfikowane w pracy jako radary SF, w których pojedynczy subimpuls jest falą ciągłą. Takie założenie można interpretować jako wysyłanie radarowego impulsu prostego (4.28) na poszczególnych częstotliwościach nośnych wydłużając jego czas trwania. Ponieważ pasmo B_p takiego sygnału jest zależne od czasu trwania T_s , do rozważań przyjęto $T_s > 1 / \Delta f$. W celu separacji sygnału

użytecznego od składowej stałej w odbiorniku można dokonać nieznacznego stałego przesunięcia impulsu prostego w dziedzinie częstotliwości.

Inny przykład realizacji radaru SFCW obejmuje transmisję dwóch tonów w czasie pojedynczego subimpulsu [155]. Informacja o rozkładzie harmonicznym w sygnale odpowiedzi ułatwia separację np. odpowiedzi generowanej przez złącza nieliniowe od innych obiektów w tle sceny radiolokacyjnej.

4.4. Wewnątrzimpulsowe kodowanie kąta subimpulsów

Funkcja autokorelacji sygnału stanowiącego subimpuls wpływa na RAF sekwencji SF. Z tego powodu w ramach emisji wąskopasmowych stosuje się znane z radiolokacji sygnały z modulacją kąta. Należą do nich sygnały z modulacją częstotliwości i fazy o kodowaniu ciągłym i dyskretnym. Wprowadzone zmiany kąta w czasie trwania subimpulsu powodują poprawę kształtu funkcji autokorelacji w stosunku do impulsu bez modulacji. W szczególności zmiany dotyczą obniżenia poziomu listków bocznych. Niniejszy podrozdział obejmuje przegląd najpopularniejszych sygnałów o wskazanych właściwościach. W tym miejscu omówiono również technikę eliminacji skokowych zmian sygnału w przypadku dwuwartościowej modulacji fazy.

4.4.1. Sygnał radiolokacyjny z modulacją częstotliwości

Najpopularniejszym sygnałem radiolokacyjnym efektywnie wspierającym kompresję jest impuls radiolokacyjny z liniową modulacją częstotliwości. Jego postać opis i funkcję autokorelacji można wyrazić w postaci [51]:

$$c_{iq}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \operatorname{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \exp(j\pi k_{\angle} t^2) \quad (4.36)$$

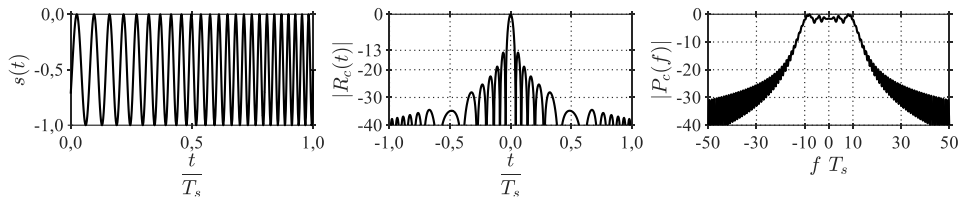
oraz

$$|R_c(\tau)| = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_s} \frac{\sin\left[\pi B_b \tau \left(1 - \frac{|\tau|}{T_s}\right)\right]}{\pi B_b \tau \left(1 - \frac{|\tau|}{T_s}\right)}, & \text{dla } |\tau| \leq T_s, \\ 0, & \text{dla } |\tau| > T_s. \end{cases} \quad (4.37)$$

przy czym k_{\angle} jest ilorazem pasma impulsu B_b i czasu jego trwania T_s dla modulacji narastającej. Dla uzyskania modulacji z opadającą częstotliwością wewnątrz impulsu należy dodatkowo pomnożyć wspomniany iloraz przez -1 . Krzywa opisująca chwilową częstotliwość w obrębie impulsu jest pochodną argumentu funkcji (4.36) po czasie:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\pi k_{\angle} t^2)}{dt} = k_{\angle} t. \quad (4.38)$$

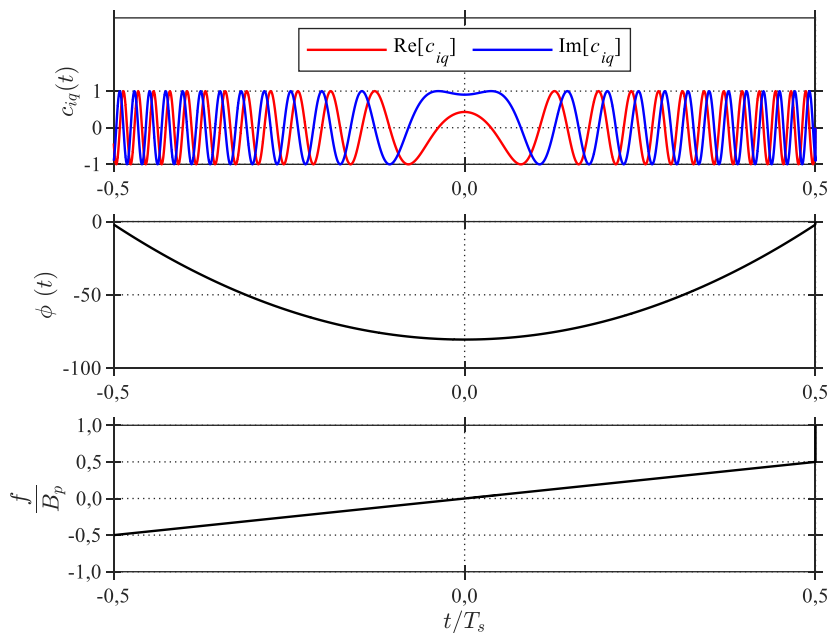
Na rysunku 4.11. przedstawiony został sygnał LFM oraz moduł jego funkcji autokorelacji i unormowane widmo.



Rys. 4.11. Sygnał LFM, moduł jego funkcji autokorelacji i unormowane widmo

Pasmo impulsu B_b jest jednocześnie dewiacją częstotliwości chwilowej, zatem czas trwania impulsu i jego pasmo wpływają na szybkość zmiany częstotliwości wewnątrz impulsu. Na rysunku 4.12 przedstawiono przykładowy impuls LFM oraz jego fazę i częstotliwość chwilową.

Zawartość energetyczna widma w obrębie pewnej częstotliwości jest relatywnie wysoka, jeśli szybkość zmian tej częstotliwości jest odpowiednio niska. Widmo, które jest odwrotnie proporcjonalne do szybkości tych zmian jest również zależne od amplitudy sygnału w danej chwili t . Z tego powodu powszechne jest stosowanie okien, które kształtują odpowiednio widmo i charakterystykę odpowiedzi.



Rys. 4.12. Impuls LFM, od góry: obwiednia zespolona, faza chwilowa, częstotliwość chwilowa

Do zalet impulsu LFM można zaliczyć równomierne rozłożenie składowych częstotliwościowych [128]. Wadą LFM jest wysoki poziom listków bocznych modułu funkcji autokorelacji, który dla iloczynu pasma i czasu trwania impulsu większego niż 20 równy jest w przybliżeniu -13,2 dB. O ile obecnie wygenerowanie sygnału złożonego w paśmie podstawowym (na częstotliwości pośredniej) nie jest problematyczne, o tyle trudności sprawia poprawna konwersja widma takiego sygnału w zakres wyższych częstotliwości w czasie nadawania oraz odwrotna konwersja w czasie odbioru [126]. Przykładowo, jednoczesne uzyskanie stromego nachylenia krzywej częstotliwości sygnału LFM nie jest możliwe z zachowaniem liniowości w dziedzinie częstotliwości [149].

Poza wazeniem amplitudowym, charakterystyka autokorelacji może podlegać korekcji przez zastosowanie nieliniowej modulacji częstotliwości (ang. NLFM – *nonlinear frequency modulation*). Podejście NLFM bazuje na emitowaniu

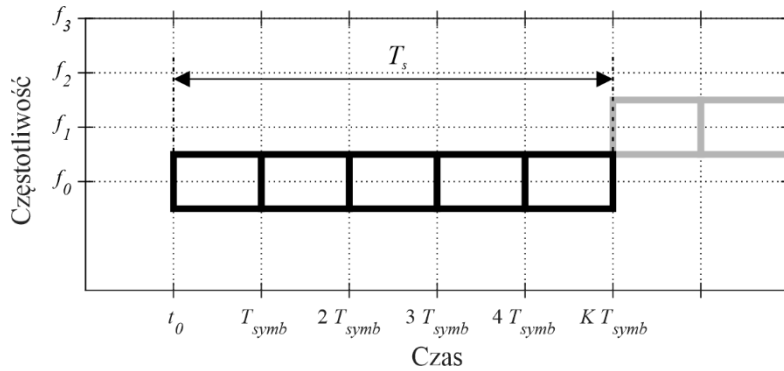
poszczególnych fragmentów widma przez dłuższy lub krótszy czas. Sprowadza się to do modyfikacji częstotliwości chwilowej (4.38) i jest przedmiotem licznych rozważań [51, 156, 157].

Sygnaly ze schodkową modulacją częstotliwości modulowane subimpulsami z liniową modulacją częstotliwości (SF-LFM) są obok SFCW najczęściej spotykane w fachowych opisach [27, 28, 29, 30].

4.4.2. Wewnątrzimpulsowa manipulacja fazy sygnału

Kodowanie fazy umożliwia kompresję impulsu oraz wpływa na kształt krzywej autokorelacyjnej. Modyfikacja funkcji autokorelacji wpływa jednocześnie na kształt widma, co umożliwi dostosowanie sygnału do danego kanału. Takie właściwości powodują wielorakie zastosowanie kodowania fazy, ze szczególnym uwzględnieniem wyszukanych właściwości synchronizacyjnych wpływających docelowo na formę generowanego zobrazowania radiolokacyjnego.

Na rysunku 4.13 przedstawiono ogólny schemat impulsu z kodowaną fazą (ang. PC – *phase coded*). Impuls składa się z K elementów, które są nazywane bitami bądź symbolami, rzadziej czipami. Czas trwania pojedynczego bitu to T_{symb} . Manipulacja fazy polega na dobraniu wartości fazy ϕ_k dla każdego symbolu z Φ_K elementowego zbioru.



Rys. 4.13. Diagram subimpulsu z kodowaną fazą dla $K = 5$

Obwiednia zespolona impulsu z kodowaną w oparciu o powyższy schemat fazą wyrażona jest poprzez

$$c_{iq}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{k=0}^{K-1} \exp(j\phi_k) \text{rect} \left[\frac{t - kT_{symb}}{T_{symb}} \right]. \quad (4.39)$$

W przypadku sygnałów PC pożądane właściwości mogą być uzyskiwane przy pomocy dotychczas omawianej autokorelacji (3.19) (ang. ACF – *autocorrelation function*), nazywanej aperiodyczną oraz periodycznej funkcji autokorelacji (ang. PACF – *periodic autocorrelation function*). Wartości PACF dla wielokrotności trwania pojedynczego bitu wyznaczone są z zależności [158]

$$R_{cp}(qT_{symb}) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} c_{iq,k} c_{iq,k+q}^*. \quad (4.40)$$

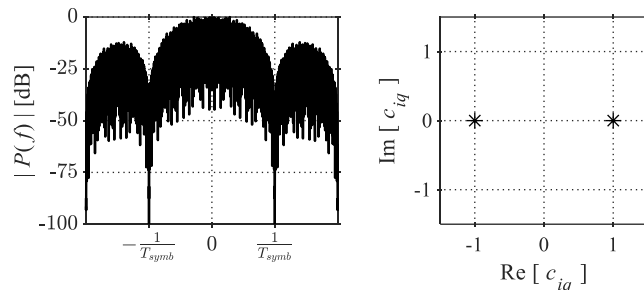
Jeśli w chwilach q , $\text{mod}(q, K) = 0$ funkcja R_{cp} przyjmuje wartość równą jedności, a dla pozostałych wartości zerowe, R_{cp} nazywana jest idealną (ang. *perfect*) PACF.

Podstawowym kodem jest kod bifazowy, dla którego $\Phi_K = 2$. Dla liczebności zbioru większej niż 2, sekwencja uzyskana z elementów takiego zbioru jest kodem polifazowym. Istnieją różne podejścia do generacji kodów cechujących się korzystnymi właściwościami ACF i PACF. W literaturze dostępnych jest wiele pozycji poświęconych teoretycznym podstawom generacji takich kodów [159], jak i przedstawiających gotowe rezultaty badań [160].

Poza przyjętym w pracy akronimem SF-PC, sygnały ze schodkową modulacją częstotliwości kodowane subimpulsami nazywane są w literaturze również PCFH (ang. PCFH – *phase coded frequency hopping*).

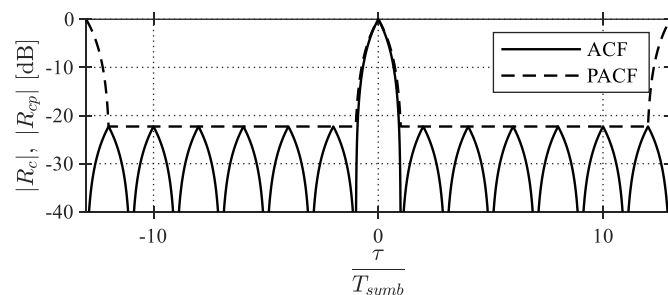
4.4.3. Wybrane kody bifazowe i ich właściwości

Najmniej liczny zbiór możliwych wartości fazy $\Phi_K = 2$ umożliwia dwuwartościową modulację tego parametru sygnału (ang. BPSK – *binary phase shift keying*). W podstawowym wariancie możliwy jest przeskok fazy sygnału o wartość π . Na rysunku 4.14 przedstawiono unormowane widmo przykładowego sygnału BPSK i diagram konstelacji składowych IQ. Zakres częstotliwości, w którym zawarta jest znaczna część energii sygnału obejmuje dwukrotność czasu trwania pojedynczego bitu. Oznacza to, że pasmo pojedynczego subimpulsu sygnału SF-PC z kodowaniem BPSK jest regulowane długością symbolu T_{symb} .



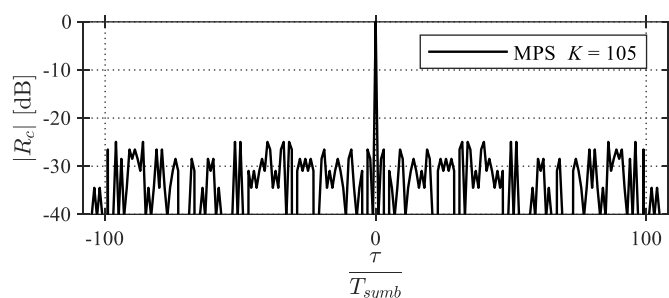
Rys. 4.14. Unormowane widmo i diagram konstelacji sygnału BPSK

Najbardziej popularną wersją kluczowania fazy w radiolokacji jest zastosowanie wybranego kodu Barkera. Wartość szczytowa głównego listka autokorelacji sygnału z takim kodowaniem jest K -krotnie większa od wartości listka bocznego. Nie ma dowodu na brak występowania kodów Barkera o wartości K innej niż 2, 3, 4, 5, 7, 11 i 13 [51]. Jedynym kodem Barkera o idealnej PACF jest kod o $K = 4$, $\{\phi_k\} = \pi \{0, 0, 0, 1\}$ [158]. Zgodnie z definicją, najdłuższy kod Barkera cechuje się PSL na poziomie $1/13$, co w mierze logarytmicznej wynosi w przybliżeniu $-22,3$ dB (rysunek 4.15).



Rys. 4.15. Aperiodyczna i periodyczna funkcja autokorelacji 13 elementowego kodu Barkera ($\{\phi_k\} = \pi \{1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 1\}$)

Kody o minimalnej wartości PSL (dotyczącej ACF) przy zadanej długości K , stanowią szerszą klasę kodów bifazowych niż kody Barkera. Nazywane są kodami MPS (ang. MPS – *minimum peak sidelobe*). Nie spełniają one założenia K -krotności wartości szczytowej listka głównego w stosunku do wartości szczytowej listka bocznego funkcji autokorelacji. Generowane są w oparciu o obliczenia numeryczne, a wymaganie co do minimalnego poziomu listka bocznego stanowi główne kryterium problemu optymalizacyjnego. Na podstawie dotychczasowej analizy kodów MPS, stwierdza się, że wraz ze wzrostem K rośnie PSL [51]. W związku ze złożonością obliczeniową rosnąca wraz z długością sekwencji, w niektórych przypadkach kody MPS przedstawiane są w wersji suboptymalnej, dającej satysfakcjonująco niski poziom PSL . Wyniki takich obliczeń są prezentowane w formie publikacji uwzględniających konkretne wartości K zestawione z najmniejszą wartością PSL . Dla przykładu na rysunku 4.16 przedstawiono autokorelację kodu MPS o $K = 105$ przy $PSL = 5 / 105$ (ok. -26,4 dB) opublikowanego w 2008 roku [160].



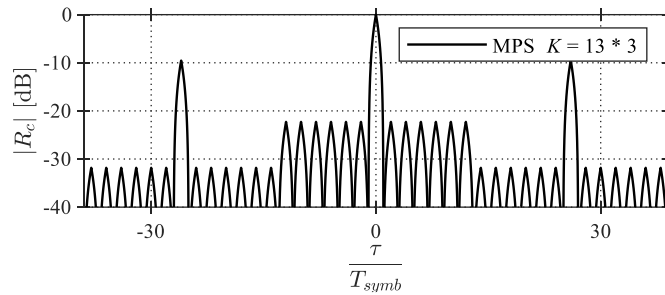
Rys. 4.16. Autokorelacja kodu MPS 1C6387FF5DA4FA325C895958DC5_{HEX}, przy $PSL = 5 / K$

Zaletą kodów MPS jest prostota implementacji, a wadą ograniczony zbiór K , dla którego kody MPS są znane. Dość przystępną metodą generacji dłuższego kodu o niskim współczynniku PSL jest złożenie krótszych kodów w jeden dłuższy, tzw. kod zagnieżdżony. Na rysunku 4.17 przedstawiono sposób jego powstawania. Znak poszczególnych elementów nowego kodu jest iloczynem znaków dwóch składowych. Dla kodu utworzonego w kolejności oznaczonej numerem niebieskim, kod $K = 13$ jest kodem wewnętrznym, a kod $K = 3$ kodem zewnętrznym. Dla numeracji oznaczonej kolorem czerwonym nazewnictwo jest odwrotne. Powstały kod można ponownie zagnieżdżyć z innym, co umożliwi powstawanie długich ciągów binarnych.

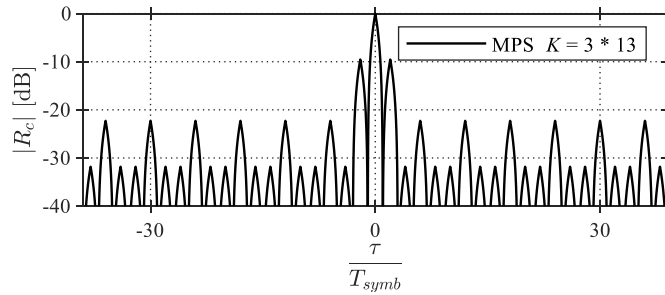
		Kod $K = 13$												
		π	π	π	π	π	$-\pi$	$-\pi$	π	π	$-\pi$	π	$-\pi$	π
Kod $K = 3$	π	π_1	π_2	π_3	π_4	π_5	$-\pi_6$	$-\pi_7$	π_8	π_9	$-\pi_{10}$	π_{11}	$-\pi_{12}$	π_{13}
	π	π_{14}	π_{15}	π_{16}	π_{17}	π_{18}	$-\pi_{19}$	$-\pi_{20}$	π_{21}	π_{22}	$-\pi_{23}$	π_{24}	$-\pi_{25}$	π_{26}
	$-\pi$	$-\pi_{27}$	$-\pi_{28}$	$-\pi_{29}$	$-\pi_{30}$	$-\pi_{31}$	π_{32}	π_{33}	$-\pi_{34}$	$-\pi_{35}$	π_{36}	$-\pi_{37}$	π_{38}	$-\pi_{39}$

Rys. 4.17. Diagram konstrukcji zagnieżdżonego kodu $K = 39$

Autokorelacja zagnieżdżonego kodu ma PSL na poziomie nie większym niż największy PSL poszczególnych kodów. Na rysunkach 4.18 i 4.19 przedstawiono moduły autokorelacji dwóch omawianych możliwości.

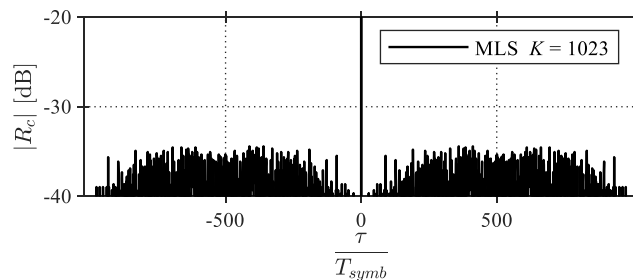


Rys. 4.18. Zagnieżdżony 39-elementowy kod Barkera z 13-elementowym kodem wewnętrznym



Rys. 4.19. Zagnieżdżony 39-elementowy kod Barkera z 3-elementowym kodem wewnętrznym

Kolejna grupa z najpopularniejszych radiolokacyjnych kodów bifazowych to tzw. kody maksymalnej długości $K = 2^{NLMS} - 1$ (ang. MLS – *maximum length sequence*) [52], gdzie $NLMS$ jest liczbą całkowitą. Sekwencja kodu jest unikalna w obrębie całej długości, a PSL przyjmuje wartości w okolicy $1 / NLMS^{0,5}$. Na rysunku 4.20 przedstawiono moduł funkcji ACF kodu MLS o $NLMS = 10$. Istotną cechą jest mniejsza wartość poziomu listków bocznych w strefie bliższej. Taka właściwość powoduje, że nachylenie ACF w obrębie opóźnienia rzędu czasu trwania symbolu jest większe niż w przypadku wcześniej wymienionych kodów. Artefakty funkcji RAF w postaci czynnika $|AB|$ uzyskanego drogą faktoryzacji mogą dzięki temu osiągać szybszą zbieżność z zerem w pobliżu ML .



Rys. 4.20. Moduł autokorelacji kodu MLS, $NLMS = 10$

Dodatkowym atutem kodów MLS oraz innych binarnych, jak np. kod Golda i Kasamiego [128], jest niski bądź zerowy poziom listków bocznych periodycznej funkcji autokorelacji.

Sygnaly ze schodkową modulacją częstotliwości kodowane subimpulsami z BPSK oznaczone zostały w niniejszej pracy krótko – SF-PC-BPSK.

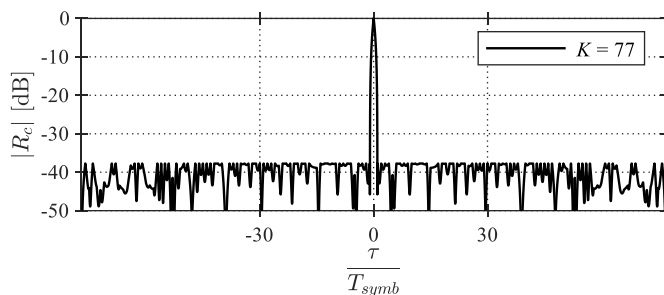
4.4.4. Wybrane kody polifazowe i ich właściwości

Poszerzenie długości słownika kodowego Φ_K , może przyczynić się do zmniejszenia poziomu listków bocznych ACF. Teoretycznie dowolna wartość liczby K oraz dewiacji

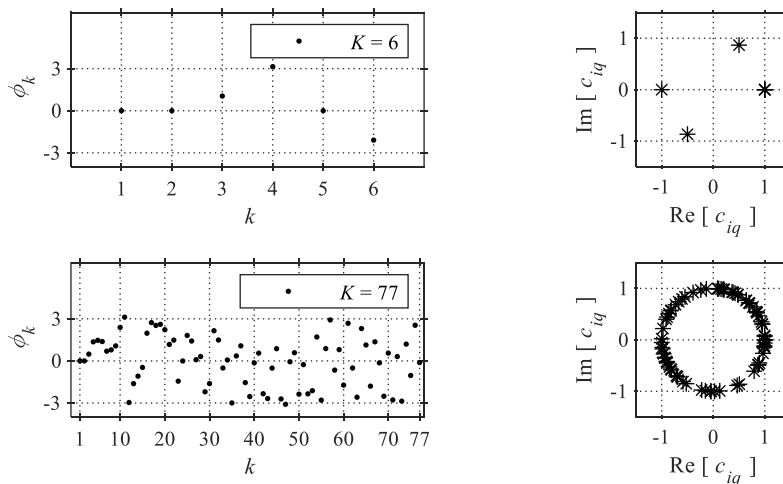
fazy pomiędzy poszczególnymi bitami powoduje, że w stosunku do BPSK, techniczne rozwiązanie systemów z polifazowym kodowaniem fazy jest bardziej zaawansowane.

Kody z polifazowym słownikiem spełniające kryterium MPS nazywane są uogólnionymi lub polifazowymi kodami Barkera. Generacja takich sekwencji nie doczekała się formalnego opisu, a dotychczasowe ustalenia co do obliczonych kodów publikowane są sukcesywnie dla kolejnych wartości K [51, 52]. W momencie pisania pracy ogólnodostępne są polifazowe kody Barkera o długości do $K = 77$ zapewniające poziom listków bocznych w okolicy -38 dB [161, 162].

Rys. 4.21 przedstawia $|R_c|$ 77-elementowego polifazowego kodu Barkera, którego sekwencja fazowa została podana na rysunku 4.22 w zestawieniu z 6-elementowym kodem. Wszystkie definicyjne i suboptymalne kody Barkera cechują stabilnym poziomem listków bocznych ACF w całym obszarze analizy. Dwie pierwsze wartości kodów polifazowych są zawsze zerami. W przypadku, gdy skok pomiędzy kolejnymi fazami jest stały i mniejszy niż 2π , kod utworzony w oparciu o taki słownik nazywany jest uproszczonym (ang. *restricted*).



Rys. 4.21. Moduł funkcji autokorelacji 77-elementowego uogólnionego kodu Barkera



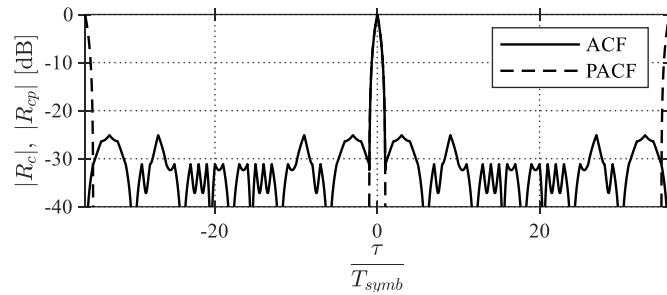
Rys. 4.22. Sekwencje fazy i diagram konstelacji w 6 i 77-elementowych polifazowych kodach Barkera

Kolejna grupa popularnych kodów polifazowych generowana jest w oparciu o kształt przebiegu fazy chwilowej w sygnałach z modulacją częstotliwości [128]. Z tego względu nazywane są czasem kodami świergotowymi. Ich przewaga nad wcześniej opisanymi kodami związana jest z lepszymi właściwościami w zakresie kształtu funkcji nieoznaczoności w dziedzinie dopplerowskiej. Należą do nich kody Franka, P1, P2, Px, sekwencje Zadoff-Chu, P3, P4, kody Golomba i palindromiczne kody P4. Istnieje też rodzina kodów związanych z próbkowaniem fazy sygnału NLFM [51].

Kody Franka konstruowane są w oparciu o macierz \mathbf{M}_{FR} o wymiarach $L_{FR} \times L_{FR}$

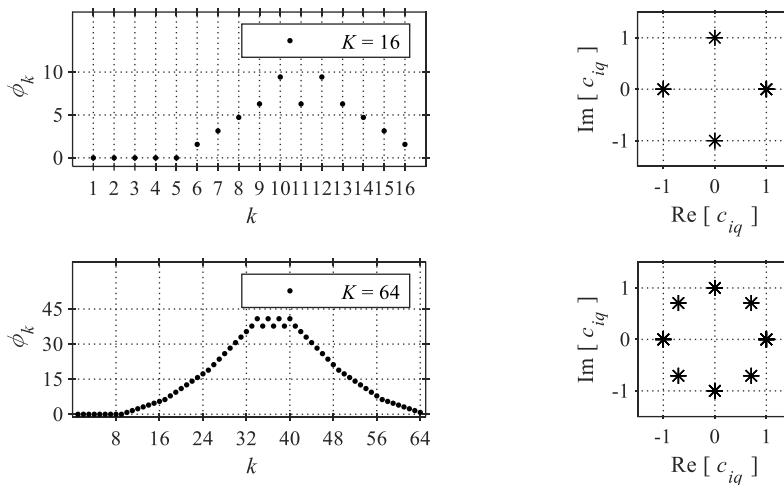
$$\mathbf{M}_{FR} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \dots & L_{FR}-1 \\ 0 & 2 & 4 & \dots & 2(L_{FR}-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & L_{FR}-1 & 2(L_{FR}-1) & \dots & (L_{FR}-1)^2 \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

Sekwencja powstaje poprzez concatenację wierszy macierzy i pomnożenie każdego elementu przez iloraz $2\pi / L_{FR}$. Kody Franka są idealne w sensie PACF (rysunek 4.23).



Rys. 4.23. ACF i PACF 36-elementowego kodu Franka

Poszczególne kody różnią się wartościami skoków fazy pomiędzy elementami sekwencji. Kanał transmisyjny o ograniczonym paśmie tłumi w większym stopniu fragmenty sygnału, w których wartości skoku fazy są większe. Nakłada to wagi amplitudowe na sygnał i wpływa na relację pomiędzy ML i PSL . Przykładowo w kodach P1, P2 i Px różnice kolejnych faz są mniejsze bliżej środka kodu i większe na jego początku i końcu (rysunek 4.24). W kodzie Franka, skoki fazy są większe w środku kodu niż na jego początku. Z tego powodu należy spodziewać się, że w przypadku przejścia przez kanał ograniczający sygnał w dziedzinie częstotliwości, wiązka główna powinna być węższa, a PSL wyższy.



Rys. 4.24. Sekwencje fazy i diagram konstelacji 16 i 64-elementowego kodu Franka

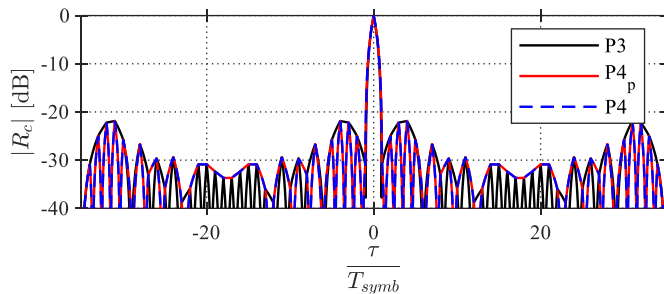
Na rysunku 4.24 przedstawiono sekwencje fazy w kodzie Franka wraz z diagramem konstelacji dla $K = 16$ i $K = 64$. W tym przypadku próbki równomiernie rozkładają się na okręgu jednostkowym płaszczyzny zespolonej. Umożliwia to transmisję i odbiór

w oparciu o modulacje fazy – czterowartościową (ang. QPSK – *quadrature phase shift keying*) i ośmiowartościową 8PSK.

Jedną z wad części z wymienionych kodów świergotowych jest realizacja w oparciu o macierz kwadratową implikująca określone długości sekwencji K . Przykładami sekwencji bez takiego ograniczenia są kody o idealnej PACF – P3, P4 oraz palindromiczny P4_p, których poszczególne wartości fazy obliczane są z zależności:

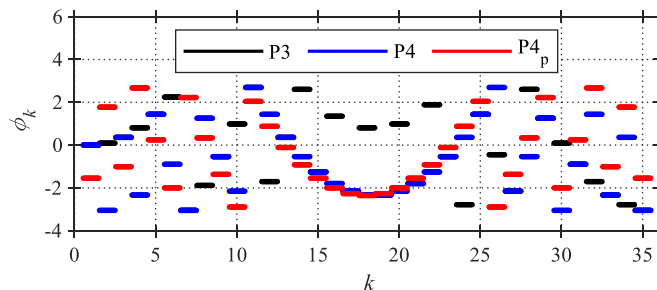
$$\begin{aligned}\phi_{k,P3} &= \frac{2\pi}{K} \frac{(k-1)^2}{2}, \\ \phi_{k,P4} &= \frac{2\pi}{K} (k-1) \left(\frac{k-1-K}{2} \right), \\ \phi_{k,P4p} &= \frac{\pi}{K} (k-0,5)^2 - \pi(k-0,5).\end{aligned}\tag{4.42}$$

Na rysunku 4.25 przedstawiono moduły ACF kodów P3, P4 i P4_p. Istnieją obszary, w których $|R_c|$ kodów P3 i P4 cechują się zmienną szybkością, jednak lokalnie szczytowe wartości pozostają na tym samym poziomie.



Rys. 4.25. Moduł funkcji autokorelacji kodów P3, P4 i palindromicznego P4 dla $K = 35$

Wprowadzenie symetrii w kodzie P4_p powoduje lepsze właściwości transmisyjne, jednak w odróżnieniu od P3 i P4, palindromiczna wersja nie posiada idealnej PACF. Na rysunku 4.26 przedstawiono wartości faz poszczególnych sekwencji. Istotne różnice dotyczą skoków fazy dla skrajnych wartości k . Kod P4 cechuje się mniejszymi skokami fazy w środkowym obszarze sekwencji.



Rys. 4.26. Kody P3, P4 i palindromiczny P4 dla $K = 35$

Przytoczone kody polifazowe nie wyczerpują listy wszystkich kodów stosowanych w radiolokacji [51, 147, 128, 163]. Wybrane przykłady miały na celu głównie uwypuklić ich możliwości korelacyjne i zwrócić uwagę na wrażliwość związaną z wiernością odtworzenia w rzeczywistych realizacjach.

W ramach rozprawy sekwencje SF, w których subimpulsy wygenerowano w oparciu o kody polifazowe oznaczono poprzez SF-PC-IS, gdzie angielski akronim IS (ang. IS – *identical sequences*) wskazuje na identyczność wszystkich subimpulsów.

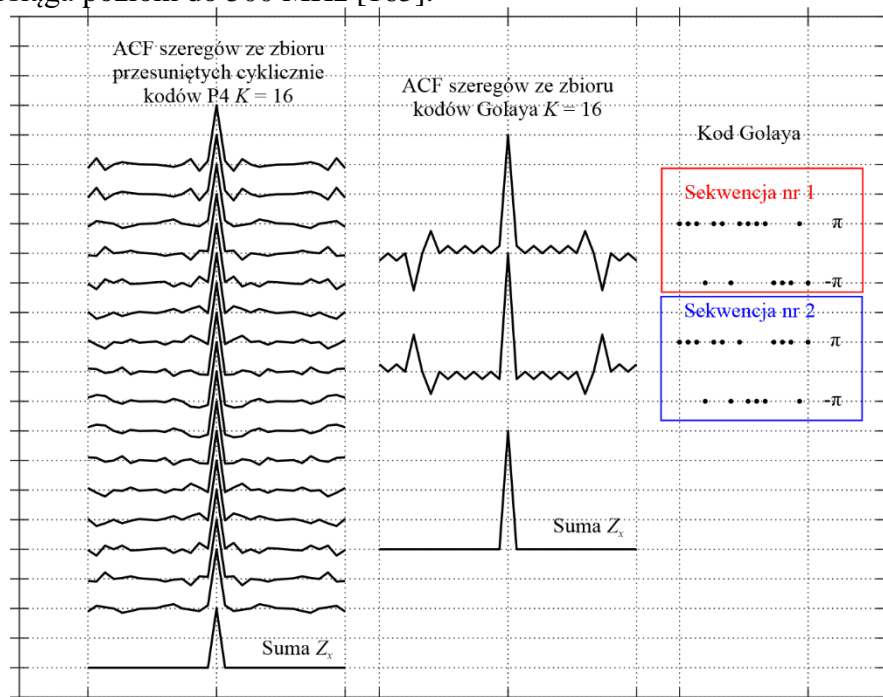
4.4.5. Idea wykorzystania zbiorów komplementarnych

Szereg o wyrazach zespolonych o k_x -tym elemencie $c_i(k_x)$ tworzy zbiór komplementarny, jeżeli suma $Z_x(p)$ (4.43) aperiodycznych funkcji autokorelacji $R_{c,i}$ wszystkich szeregów ze zbioru jest równa zero dla wszystkich niezerowych przesunięć p_x [141],

$$Z_x(p_x) = \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{k=0}^{K-1-p_x} c_i(k_x) c_i^*(k_x + p_x) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{K-1} R_{c,i}(0), & p_x = 0, \\ 0, & p_x \neq 0. \end{cases} \quad (4.43)$$

W przypadku, kiedy zbiór posiada wyłącznie dwa szeregi (para komplementarna), oba muszą posiadać aperiodyczne funkcje autokorelacji o równych w amplitudzie, lecz przeciwnych w znaku listkach bocznych. Suma takich funkcji posiada zerowy poziom listków bocznych. Najstarszy zbiór komplementarny będący parą binarną stanowią kody Golaya [54]. Teoria dotycząca generacji takiego kodu doczekała się generalizacji i licznych modyfikacji [164]. Na rysunku 4.27 przedstawiona jest idea wykorzystania pary komplementarnej do redukcji listków bocznych.

Aby zastosować parę komplementarną w radiolokacji, należy nadać i odebrać dwa sygnały. Z punktu widzenia georadaru, dla którego obiekt zainteresowania jest relatywnie nieruchomy mogą to być transmisje posobne. Tematykę wykorzystania kodów Golaya w radarze penetracji gruntu ujęto w [23, 24, 25, 26, 165]. Są to z reguły systemy wykorzystujące wysokonapięciowe transmisje służące penetracji głębszych warstw gruntu lub modele laboratoryjne takich systemów. Stosowane tam sygnały przeważnie nadawane są na częstotliwości do setek MHz. Maksymalna szerokość pasma takich sygnałów osiąga poziom do 500 MHz [165].



Rys. 4.27. Idea wykorzystania zbiorów komplementarnych

Istnieje również możliwość utworzenia zbioru komplementarnego z przesuniętych cyklicznie kodów cechujących się idealną PACF [166], która jest powszechnie wykorzystywana w technice MCPC [167]. Transmisja może wówczas odbywać się jednocześnie w kilku kanałach, co znajduje zastosowanie w systemach OFDM [136]. Wykorzystując fakt, że wszystkie cyklicznie przesunięte wersje dowolnej sekwencji posiadającej idealną funkcję PACF tworzą zbiór komplementarny [166], można przykładowo wykorzystać do tego celu kod P4 omówiony w podrozdziale 4.4.4. Wytworzony w ten sposób zbiór oraz para komplementarna została przedstawiona na rysunku 4.27.

W ramach rozprawy skupiono się na przebadaniu właściwości sekwencji SF wykorzystującej subimpulsy wygenerowane na podstawie kodów ze zbioru komplementarnego utworzonego z przesuniętego cyklicznie kodu P4. Są one oznaczane krótko – SF-PC-COCS, gdzie COCS jest angielskim akronimem wskazującym na proces powstawania zbioru tworzącego sygnał (ang. COCS – *consecutive ordered cyclic shifts*).

4.4.6. Transformacja BTQ

Omówione w podrozdziałach 4.4.3 oraz 4.4.4 kody cechują się skokowym charakterem zmian wektora sygnału na płaszczyźnie zespolonej. Przykładowe widmo z rysunku 4.14 ilustruje fakt, że duża część energii rozłożona jest w kolejnych wstęgach bocznych, co może być źródłem zakłóceń dla innych systemów. Jednocześnie przejście takiego sygnału przez kanał transmisyjny o ograniczonym paśmie powoduje dużą redukcję skokowości zmian pomiędzy symbolami, co w takim przypadku przekłada się w sposób negatywny na właściwości korelacyjne takiego sygnału. Jedną z możliwości obejścia tych niedogodności w telekomunikacji jest zapewnienie ciągłości fazy poprzez wykorzystanie modulacji MSK (ang. MSK – *minimum shift keying*).

W technice radiolokacyjnej wykorzystuje się tzw. transformację BTQ (ang. BTQ – *biphase-to-quadrphase*) [168], która umożliwia zamianę kodu binarnego na kod czteroelementowy [169] bez znaczącej degradacji kształtu ACF transformaty. Transformacja odbywa się w oparciu o zależność

$$q_{k,BTQ} = j^{o(k-1)} q_{k,BPSK}, \quad (4.44)$$

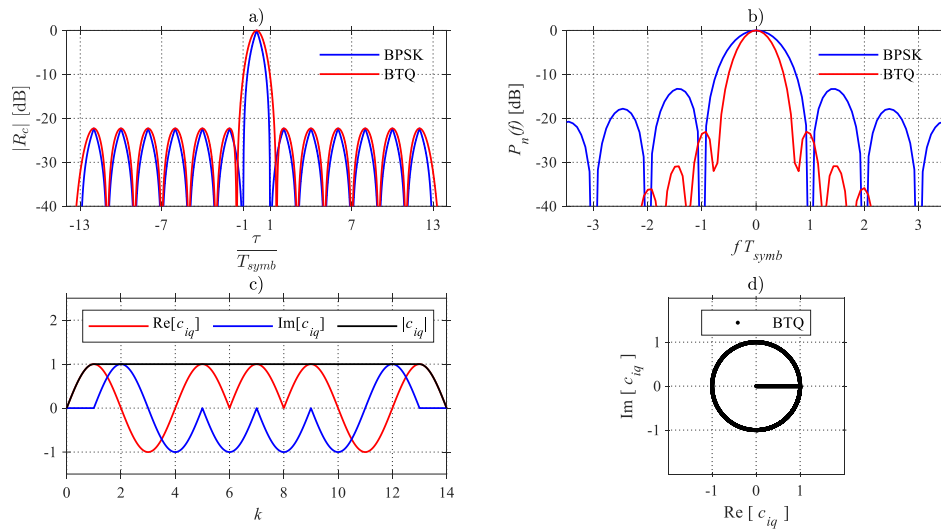
w której $q_{k,BTQ}$ jest liczbą zespoloną ze zbioru $\{-j, -1, 1, j\}$, o jest równe -1 lub 1, natomiast $q_{k,BPSK}$ jest liczbą ze zbioru $\{-1, 1\}$ określającą symbol kodu bifazowego podlegającego modyfikacji. Kształt pojedynczego symbolu po transformacji opisany jest wycinkiem kosinusoidy:

$$w_{BTQ}(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi t}{T_{symb}}\right), & \text{dla } -T_{symb} \leq t \leq T_{symb} \\ 0, & \text{dla pozostałych } t. \end{cases} \quad (4.45)$$

Obwiednia zespolona transformaty BTQ uzyskana poprzez nakładanie okien w_{BTQ} w kolejnych k odstępach ma postać

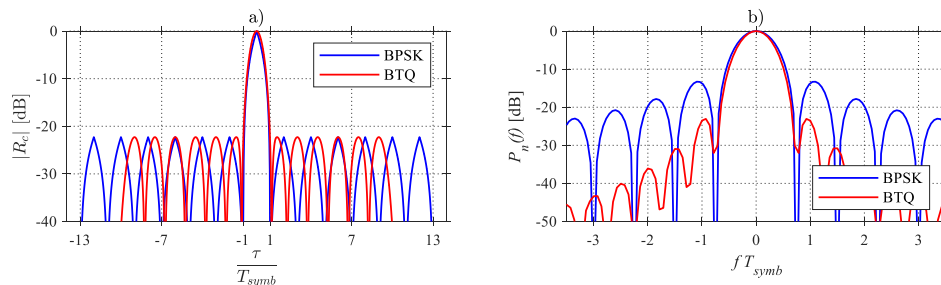
$$c_{iq,BTQ} = \sum_{k=1}^K q_{k,BTQ} w_{BTQ}(t - kT_{symb}). \quad (4.46)$$

Dla przykładu na rysunku 4.28 przedstawiono transformatę BTQ 13-elementowego kodu Barkera. Dla porównania na wykresach 4.28. a i 4.28. b przestawiono moduł autokorelacji i unormowane widmo sygnału przed i po transformacji.



Rys. 4.28. Właściwości transformacji BTQ na podstawie 13-elementowego kodu Barkera: a) porównanie autokorelacji z sygnałem BPSK, b) porównanie unormowanego widma z BPSK, c) obwiednia zespolona, d) diagram konstelacji

Transformata BTQ ma zdecydowanie lepsze właściwości spektralne związane z szybkością opadania wstęg bocznych widma. Amplituda sygnału nie narasta skokowo (rysunek 4.28. c), a zmiany fazy następują płynnie w obrębie okręgu jednostkowej płaszczyzny zespolonej (rysunek 4.28. d). Czynniki to sygnały BTQ wartościową grupą pobudzeń radiolokacyjnych. Jednocześnie brak skokowych zmian jest dobrym argumentem warunkującym wykorzystanie BTQ w symulacjach FDTD. Istotnie, pasmo sygnału wpływające na szerokość listka głównego jest minimalnie odmienne niż dla pierwowzoru bifazowego. W celu porównywania właściwości obu klas sygnałów należy uwzględnić zmianę czasu trwania symbolu w sposób zapewniający utrzymanie jednakowej szerokości pasma. Na rysunku 4.29 przedstawiono porównanie parametrów sygnałów BPSK i BTQ dla czasu trwania bitu BTQ skróconego do poziomu $\frac{3}{4}$ długości bitu BPSK.



Rys. 4.29. Skrócenie czasu trwania bitu BTQ do poziomu $\frac{3}{4}$ długości symbolu BPSK: a) moduły autokorelacji, b) unormowane widmo

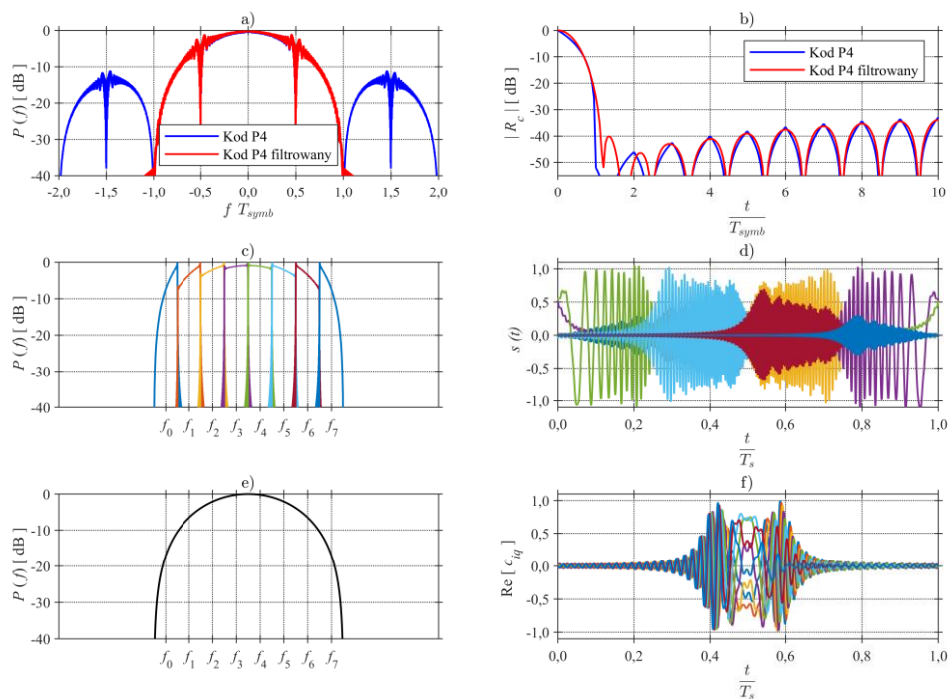
Sygnały ze schodkową modulacją częstotliwości kodowane subimpulsami z BTQ oznaczone zostały w niniejszej pracy krótko – SF-PC-BTQ. Transformacja została przeprowadzona z wykorzystaniem skrócenia subimpulsu, zapewniającego docelową szerokość B_b .

4.5. Kodowanie sygnału fragmentami transformaty Fouriera emisji ultraszerokopasmowych

Wykorzystanie omówionych do tej pory sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości pozwala osiągnąć wysoką rozróżnialność i niski poziom listków bocznych. Algorytmy użyte do generacji profilu odległościowo w ogólnej wersji bazują na założeniu braku dodatkowych zakłóceń i ograniczeń. W rzeczywistych warunkach, w których występują zaburzenia związane z szumami oraz brak możliwości zapewnienia nadpróbkiowania ich wydajność spada [40].

Jedną z kolejnych możliwości generacji ultraszerokopasmowego sygnału sondującego jest rekonstrukcja w oparciu o subimpulsy, które są składowymi sygnału UWB otrzymanymi w oparciu o różne transformacje. Istnieją przykłady wykorzystania w tym celu dekompozycji sygnału w oparciu o falki [37, 38, 39]. Najpowszechniejszym sposobem analizy spektralnej jest transformacja Fouriera. Idea kodowania wycinkami dyskretnej transformaty Fouriera sygnału UWB polega na podziale sygnału na wąskie pasma i ich transmisji na kolejnych częstotliwościach. Właściwie klasyczne ujęcie SFCW opiera się właśnie o to założenie, ponieważ w teorii każdy subimpuls może być postrzegany jako element reprezentujący pojedynczą składową częstotliwościową. Metoda FD profilowania odległości wykorzystuje również taki model sygnału, jednak głównie po stronie odbiorczej. Idea wielokanałowego podziału w celu transmisji i odbioru [170] znalazła również szerokie zastosowanie w radarach z pobudzeniami pseudolosowymi. W pracy [40] zaproponowano nowe podejście polegające na podziale jednolitej ultraszerokopasmowej emisji z kodowaną fazą na subkanały w oparciu o dyskretną transformację Fouriera. Zgodnie z przyjętą w pracy konwencją została ona nazwana SF-DFT, co również oddaje sens sposobu transmisji, jednak jest odmienne ze źródłową nazwą (ang. M.SFPC – *modified stepped frequency phase coding*).

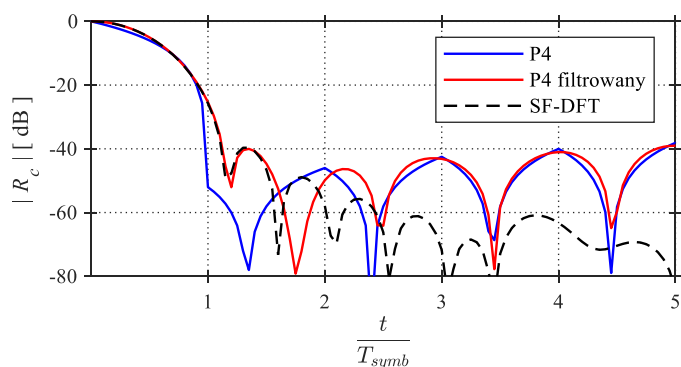
Na rysunku 4.30 przedstawiono proces powstawania sekwencji SF-DFT. Jako sygnał UWB zastosowano 400-elementowy kod P4, którego unormowane widmo i funkcja autokorelacji widoczne są na rysunkach 4.30. a i 4.30. b. Największa koncentracja energii sygnału występuje w głównej wstędze widma, dlatego pozostała część sygnału zostaje odfiltrowana. W praktyce widmo wyznaczane jest przy pomocy dyskretnej transformacji Fouriera (ang. DFT – *discrete Fourier transform*), a filtracja polega na wyzerowaniu próbek spoza obszaru wstęgi głównej. Powoduje to widoczną na rysunku 4.30. b degradację jakości sygnału, jednak w dalszym ciągu zapewniony jest niski poziom *ML* i *PSL*. Następnie sygnał dzielony jest na podpasma – rysunek 4.30. c. Polega to na wycięciu w dziedzinie częstotliwości oknami prostokątnymi próbek z poszczególnych podzakresów. Podpasma oddalone od centralnej części głównej wstęgi zawierają sygnały o niższych amplitudach. Z tego powodu dla każdego podpasma liczona jest waga, przykładowo wartość średniokwadratowa (ang. RMS – *root mean square*) próbek. Celem ważenia jest zapewnienie zbliżonych poziomów poszczególnych podpasma w czasie transmisji. Wagi są zapamiętywane i uwzględniane podczas odbioru sygnału. Każdy zbiór próbek jest transformowany do postaci czasowej (rysunek 4.30. d) i sprowadzany do pasma podstawowego (rysunek 4.30. f). Aby koncentracja energii sygnału skupiała się w okolicy połowy czasu trwania sygnału odwrotne transformaty Fouriera wymagają odpowiedniego przesunięcia. Sygnałami z rysunku 4.30. f modulowane są nośne f_n sygnału SF w oparciu o schemat (4.4).



Rys. 4.30. Synteza sygnału SF-DFT na przykładzie $N_c = 8$ i kodu P4 o $K = 400$: a) unormowane widmo kodu i jego filtrowanej wersji, b) odpowiadające im moduły funkcji autokorelacji, c) podział na podpasma z uwzględnieniem wag, d) postać czasowa subimpulsów, e) unormowane widmo sygnału zrekonstruowanego metodą FD, f) obwiednia zespolona subimpulsów dodatkowo przesunięta w czasie

Przy braku obecności szumu SF-DFT umożliwia uzyskanie rozróżnialności zbliżonej do poziomu uzyskanego sygnałem generowanym z kodu odniesienia. Efektywność spada ze wzrostem liczby subimpulsów, jednak dla N_c rzędu setek PSL przyjmuje wartości co najmniej kilka dB niższe od -13,2 dB [40].

Na rysunku 4.31 przedstawiono wyniki symulacji odbicia od obiektu punktowego wykorzystując w tym celu sygnał SF-DFT o parametrach z rysunku 4.30. Właściwości modułu autokorelacji w obszarze bliskim zerowemu opóźnieniu wskazują na zasadność użycia tej klasy sygnałów do detekcji obiektów ułożonych w bliskiej separacji.



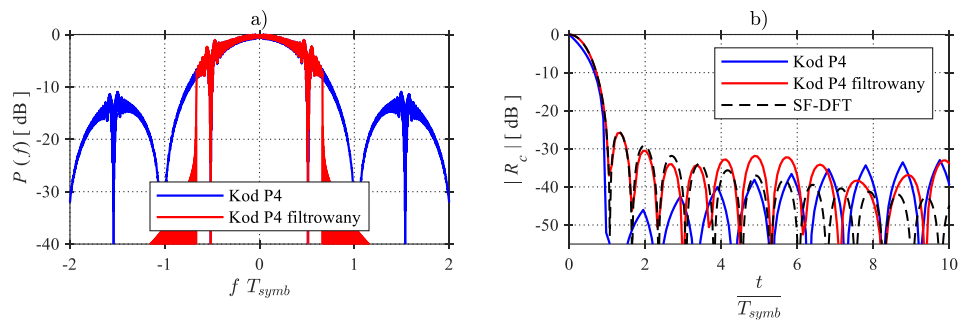
Rys. 4.31. Moduły funkcji autokorelacji kodu P4, kodu P4 z odfiltrowanymi wstęgami bocznymi widma i sygnału SF-DFT powstałego na jego podstawie

Jednym z wariantów tej metody jest poszerzenie zakresu pasma pojedynczego subimpulsu z rysunku 4.30. b (ang. *overlap*). W takim przypadku w metodzie generacji

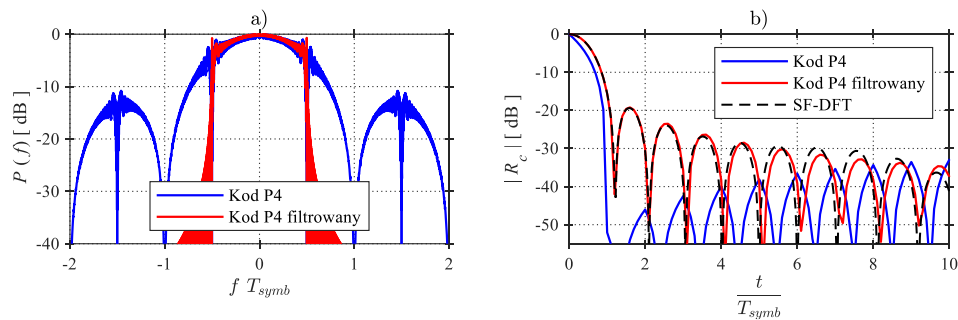
profilu odległościowego należy uwzględnić nakładanie się podpasm np. przez ważenie. Zabieg taki umożliwia poprawę PSL o ok. 1 dB i ISL o ok. 3 dB [40].

Pasmo sygnału z kodowaną fazą wynosi $B = 2T_{symb}^{-1}$, a możliwa do uzyskania szerokość listka głównego funkcji autokorelacji wynosi $ML = 2T_{symb}$. Wartość ML , przedstawiona jako funkcja pasma, szacowana jest zatem na poziomie $ML = 4B^{-1}$. W porównaniu do sygnałów klasy SF-PC, dla których $ML \approx 2B^{-1}$, SF-DFT pozwala na uzyskanie dwukrotnie gorszej rozróżnialności.

Poprawę rozróżnialności można uzyskać generując sygnał PC o szerszym widmie i przeprowadzając rekonstrukcję w oparciu o węższy wycinek wiązki głównej. Na rysunku 4.32 przedstawiono rezultat takiego zabiegu dla rekonstrukcji sygnału w oparciu o 75 %, a na rysunku 4.33 w oparciu o 50 % wiązki głównej widma sygnału UWB.



Rys. 4.32. Pasma kodu P4 i właściwości sygnału stanowiącego jego rekonstrukcję w oparciu o 75 % głównej wiązki widma



Rys. 4.33. Pasma kodu P4 i właściwości sygnału stanowiącego jego rekonstrukcję w oparciu o 50 % głównej wiązki widma

W obu przypadkach widoczna jest poprawa rozróżnialności, jednak wraz z zawężeniem wycinka pasma źródłowego wzrasta poziom listków bocznych. Należy również zaznaczyć, że przytoczone tu przykłady dotyczą niezakłóconych sygnałów.

4.6. Korekcja kształtu funkcji korelacji w radarach ze schodkową modulacją częstotliwości

Fundamentalną cechą, którą powinien posiadać sygnał sondujący podlegający kompresji jest wąski listek główny i maksymalnie ograniczony poziom listków bocznych. W przypadku sygnałów SF na wypadkową RAF wpływają zarówno parametry subimpulsów, jak i całokształt sposobu emisji, co wykazano w podrozdziale 4.1. Problematyka poprawy zdolności detekcyjnych w takim ujęciu polega zatem na próbie wpływu na oba wskazane czynniki.

W sygnałach SF pierwsze miejsce zerowe iloczynu $|AB|$ występuje w chwili

$$t_{1,0} = \frac{1}{N_c \Delta f}. \quad (4.47)$$

Niepożądane lokalne maksima $|AB|$ powtarzają się w chwilach, dla których $|\tau| \Delta f$ jest liczbą całkowitą i $|\tau| > 0$. Poprawa właściwości dotyczących polepszenia rozróżnialności obejmuje utrzymanie ML na poziomie zbliżonym do $2t_{1,0}$ oraz ograniczenie wpływu okresowo pojawiających się pików.

Jednym ze sposobów zwiększenia rozróżnialności odległościowej w radiolokacji jest wykorzystanie sygnału z modulacją międzyimpulsową (ang. *interpulse modulation*) oraz wewnątrzimpulsową (ang. *intrapulse modulation*). Jako przykłady redukcji poziomu listków bocznych podaje się amplitudowe ważenie w dziedzinie częstotliwości oraz w dziedzinie czasu, nieliniową modulację częstotliwości i filtrację niedopasowaną [171]. Elementarną sprawą wydaje się zatem określenie sposobu transmisji kolejnych emisji oraz dobór sygnału służącego jako subimpuls. Podane przykłady kodowania kąta wykazują, że możliwe jest uzyskanie w prosty sposób impulsu, który cechuje się wąskim ML i minimalnym, a w przypadku zbiorów komplementarnych nawet zerowym poziomem PSL . Należy mieć na uwadze, że odstęp pomiędzy czasem przyścia sygnałów od obiektów ulokowanych blisko siebie pozostaje w obrębie listka głównego modułu R_c pojedynczego subimpulsu. Powoduje to potrzebę dodatkowej modyfikacji parametrów pojedynczej emisji.

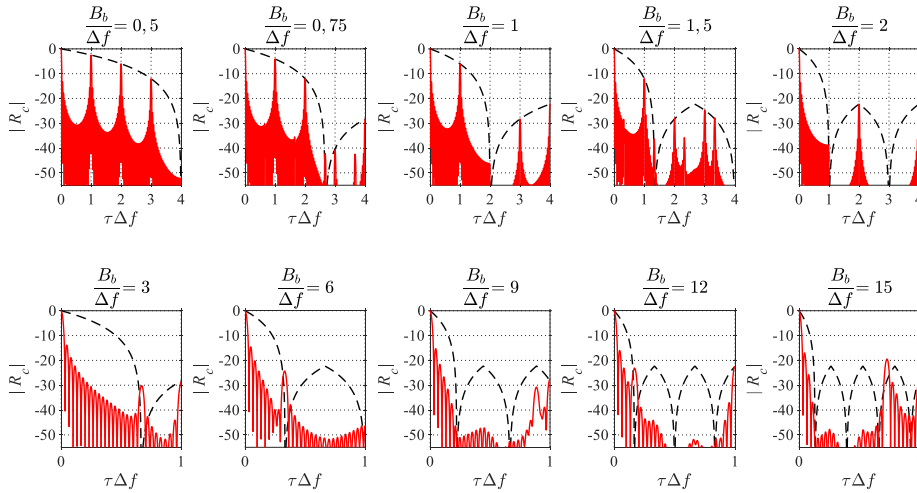
Do technik obejmujących wpływ na subimpuls można zaliczyć omówione w podrozdziale 4.6.1 poszerzanie pasma oraz filtrację niedopasowaną, której podstawowy opis ujęto w podrozdziale 4.6.2.

W przypadku, gdy modyfikacja parametrów sygnału złożonego obejmuje różne impulsy, zastosowanie znajdują metody ogólnie znane w radiolokacji jako modulacja międzyimpulsowa. Wybrane sposoby kodowania międzyimpulsowego w kontekście sygnałów SF przedstawiono w podrozdziale 4.6.3.

Należy zaznaczyć, że kolejne podrozdziały wskazują na podstawowe możliwości wpływu na zobrazowanie wykreowane przy użyciu sekwencji SF. Mogą być one stosowane odrębnie, wybiórczo lub w określonej konfiguracji. Często ich użycie rozwiązuje problem optymalizacji wielokryterialnej [172], definiowany jako minimalizacja listków bocznych i poprawa rozróżnialności. Warto również wspomnieć, że niektóre techniki związane są nie tylko z charakterem sygnału, ale również z istotą scenariusza pomiarowego, co ma miejsce przykładowo w technice SAR [173].

4.6.1. Poszerzanie pasma subimpulsu

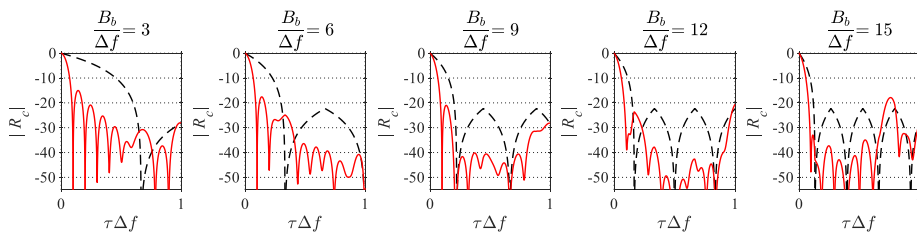
Podstawowy sposób redukcji pików pojawiających się w okresowo poza $\tau = 0$ polega na dopasowaniu miejsc zerowych funkcji autokorelacji subimpulsu R_c do lokalnych maksimów $|AB|$ [51]. W przypadku sygnałów wykorzystywanych jako elementy składowe sygnału SF, miejsce zerowe R_c związane jest z pasmem sygnału. Na rysunku 4.34 przedstawiono wpływ zmian pasma subimpulsu na wyniki ACF. Jako przykład wykorzystano sygnał SF-PC z modulacją BPSK 13-elementowym kodem Barkera.



Rys. 4.34. Moduł funkcji autokorelacji subimpulsu (linia przerywana) i sygnału SF dla różnych szerokości pasma $N_c = 30$

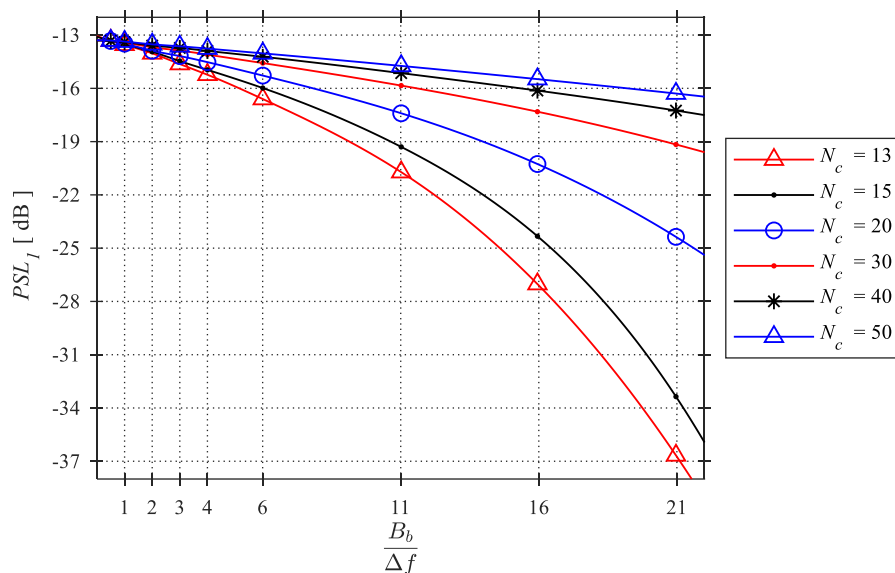
Sytuacja, w której miejsca zerowe R_c pokrywają się dokładnie z pikami $|AB|$ występuje dla $B_b = 2\Delta f$. Dla wartości niższych wynikowa ACF zawiera udział większej liczby pików. Poszerzenie pasma subimpulsu powyżej $2\Delta f$ powoduje wzrost szybkości redukcji poziomu listków listków bocznych w bliższej strefie funkcji ACF. Jest to zjawisko pożądane z punktu widzenia rozprawy. Znaczny wzrost szerokości pasma subimpulsu w stosunku do skoku częstotliwości pozostaje w sprzeczności z podstawowym celem zastosowania sygnałów SF związanym z ograniczeniem B_b .

Rysunek 4.34 dotyczy syntezy sygnału w oparciu o 30 subimpulsów. Przypadek przedstawiony na rysunku 4.35 dotyczy sytuacji, gdy $N_c = 10$. Ekstremalnie wysoki stosunek pasma B_p do liczby subimpulsów powoduje, że o szerokości widmowej sygnału SF (4.1) w dużej mierze decydują własności subimpulsu.



Rys. 4.35. Moduł funkcji autokorelacji subimpulsu (linia przerywana) i sygnału SF dla różnych szerokości pasma $N_c = 10$

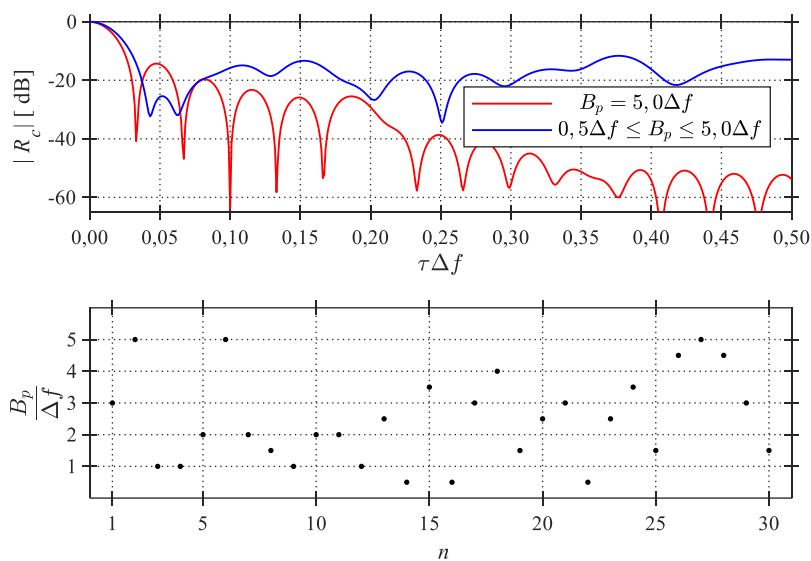
W literaturze dostępne są przykłady parametryzacji sygnału SF-LFM [51, 174] obejmującej głównie iloczyn pasma, czas trwania i liczbę subimpulsów. Ma to na celu znalezienie kombinacji zapewniającej polepszenie wypadkowej ACF. Ilustracja wpływu liczby subimpulsów i szerokości ich pasma dla sygnału SF-PC z modulacją BPSK 13-elementowym kodem Barkera została zaprezentowana na rysunku 4.36. Dotyczy ona poziomu pierwszego listka bocznego.



Rys. 4.36. Wpływ zmian pasma i liczby impulsów na poziom pierwszego listka bocznego ACF sygnału SF-PC modulowanego 13-elementowym kodem Barkera

Istnieje również możliwość zmiany szerokości spektralnej każdego subimpulsu w indywidualny sposób. Dotyczy to zarówno sygnałów z kodowaną fazą – poprzez regulację czasu trwania symbolu w każdym subimpulsie [46], jak i sygnałów LFM – poprzez regulację dewiacji [30]. Dodatkowo, w przypadku SF-LFM możliwa jest kontrola znaku ilorazu k_z w obrębie indywidualnych subimpulsów, realizując w ten sposób np. naprzemienne narastanie i opadanie częstotliwości [44, 45].

Na rysunku 4.37 przedstawiono kształt przykładowej ACF uzyskanej dla wybranych w sposób pseudolosowy szerokości subimpulsów ze zbioru $\{0,5, 1,0, 1,5, 2,5, 3,0, 3,5, 4,0, 4,5, 5,0\} \Delta f$. Dla porównania przedstawiono ACF dla sekwencji o stałych szerokościach pasma. Jak widać przypadkowa wartość szerokości podpasm wykazuje możliwość wpływu na charakterystykę korelacji.



Rys. 4.37. Wpływ pseudolosowego rozkładu pasm poszczególnych subimpulsów na wypadkową ACF sygnału SF

Wnikliwa analiza stosowalności wskazanego zabiegu, polegającego na zmianie pasm poszczególnych subimpulsów, wymaga rozpatrzenia specyficznej konfiguracji sygnału SF. Jest to zarówno liczba subimpulsów, jak i rodzaj stosowanej modulacji wewnątrzimpulsowej. Omawiany przykład wskazuje na to, że zwiększenie pasma subimpulsu w stosunku do szerokości widmowej całej emisji poprawia poziom *PSL*. Zakładając kryterium stosunku B_b do B na poziomie 10%, we wskazanym przykładzie możliwa jest poprawa *PSL* o około 2 dB.

4.6.2. Filtracja niedopasowana

Propozycja dotycząca poszerzania pasma subimpulsu pozwala uzyskać niski *PSL* przy zachowaniu wąskiego *ML*. Wiąże się to głównie ze zwiększeniem B_b do często nieakceptowalnych wartości ze sprzętowego punktu widzenia.

Narzędziem służącym do redukcji *PSL*, poprawy *ISL* oraz kształtowania ACF jest filtracja niedopasowana (ang. MMF – *mismatched filtering*) [52]. W stosunku do filtracji dopasowanej możliwe jest naruszenie kryterium optymalności *SNR*. Wymienia się trzy główne sposoby filtracji niedopasowanej [53].

Pierwszy polega na redukcji energii sygnału przy granicach zakresu pasma. Klasycznym przykładem jest wykorzystanie tego podejścia do sygnału z modulacją częstotliwości. Odbywa się to przy pomocy różnych funkcji wążących. Taki sposób umożliwi znaczną redukcję listków bocznych, jednak poszerza *ML*. Biorąc pod uwagę charakter emisji SF, ważenie wykorzystywane jest również w ramach modulacji międzyimpulsowych, a przykład omówiono w kolejnym podrozdziale 4.6.3.

Drugie podejście polega na zaprojektowaniu filtru, który zapewnia odpowiedź o założonym kształcie. W przypadku niektórych polifazowych kodów, jak np. P1, P3, P4, czy też kodu Franka, można w dostatecznie łatwy sposób zredukować listki boczne funkcji korelacji. Proces redukcji w tym przypadku polega na zastosowaniu ruchomego okna uwzględniającego dodawanie lub odejmowanie sąsiednich próbek [50]. Bardziej ogólnym oraz stosunkowo prostym i efektywnym MMF jest należący do drugiej grupy filtr minimalizujący *ISL* [114, 175]. Jest to filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej (ang. FIR – *finite impulse response*). Filtr optymalny w sensie współczynnika *ISL* minimalizuje całkowitą energię listków bocznych [169, 176]. Problem optymalizacyjny polega na minimalizacji błędu, będącego różnicą pomiędzy odpowiedzią filtru, a pewną zadaną wartością. Najczęściej jest to wektor o elementach równych zero, poza jednym, dla którego spodziewane jest maksimum odpowiedzi. Rozwiązanie można przeprowadzić w oparciu o metodę najmniejszych kwadratów (ang. LS – *least squares*). Sekwencja na wyjściu filtru opisana jest poprzez relację [169]

$$y_{MMF,r} = \sum_{k=0}^{K-1} \frac{\phi_k}{\pi} h_{MMF,r-k}, \quad (4.48)$$

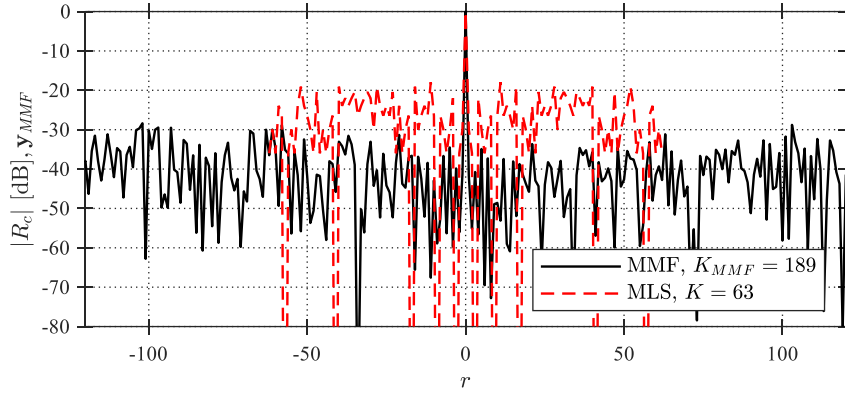
gdzie $r = 0, \dots, K + K_{MMF} - 2$. Wyidealizowana charakterystyka wyjściowa \mathbf{y}_{ID} przyjmuje wartości zerowe dla wszystkich r z wyjątkiem $r = 0,5(K + K_{MMF})$ dla parzystych wartości K lub $r = K + K_{MMF}$ dla nieparzystych. Dla nich wynosi 1. Współczynniki \mathbf{h}_{MMF} uwzględniające minimalizację metodą LS błędu pomiędzy idealnym przebiegiem wyjściowym, a $y_{MMF,r}$ obliczane są z zależności

$$\mathbf{h}_{MMF} = (\mathbf{M}_M^\dagger \mathbf{M}_M)^{-1} \mathbf{M}_M^\dagger \mathbf{y}_{ID}, \quad (4.49)$$

gdzie \mathbf{M}_M to macierz utworzona z wyrazów sekwencji kodowej:

$$\mathbf{M}_M = \frac{1}{\pi} \begin{bmatrix} \phi_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \phi_1 & \phi_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \phi_K & \phi_{K-1} \\ 0 & \cdots & 0 & \phi_K \end{bmatrix}. \quad (4.50)$$

Przykładowe zobrazowanie sposobu działania filtra niedopasowanego na 63-elementowy kod MLS przedstawiono na rysunku 4.38.



Rys. 4.38. Wynik filtracji niedopasowanej dla kodu MLS, $K = 63$, $K_{MMF} = 189$

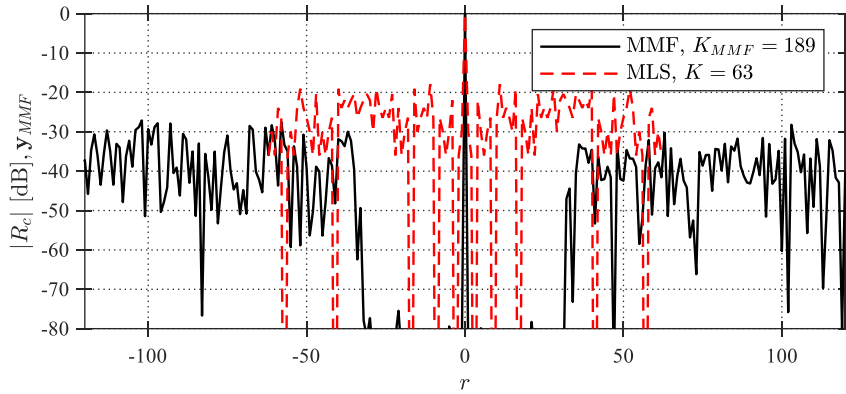
Szczególnie przydatną cechą filtra niedopasowanego jest możliwość kształtowania konkretnego obszaru sygnałów wyjściowych. Obszar ingerencji może dotyczyć kształtu określonego fragmentu przebiegu [177], najczęściej jest to region przyległy do listka głównego [55, 56]. Uwzględnienie dodatkowej funkcji wagowej pozwala na nadanie różnych wag poszczególnym listkom bocznym odpowiedzi. Współczynniki przytoczonego filtra minimalizującego *ISL* uwzględniające ważenie błędu średniokwadratowego (ang. *WLS* – *weighted least squares*), dla poszczególnych opóźnień wynoszą

$$\mathbf{h}_{MMF} = (\mathbf{M}_M^\dagger \mathbf{W}_M \mathbf{M}_M)^{-1} \mathbf{M}_M^\dagger \mathbf{y}_{ID}, \quad (4.51)$$

przy czym

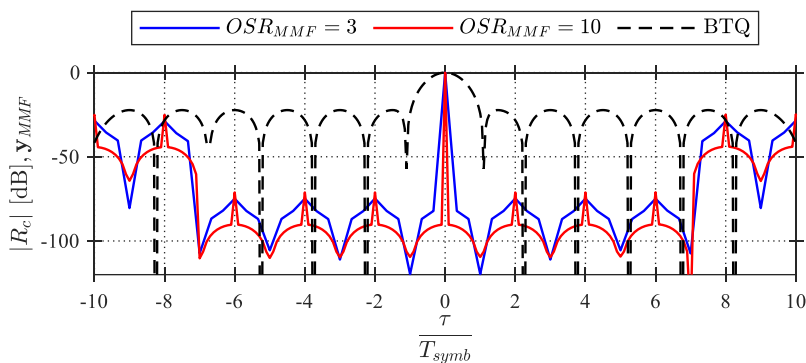
$$\mathbf{W}_M = \text{diag} \left([w_{M,0} \quad w_{M,1} \quad \cdots \quad w_{M,K+K_{MMF}-2}] \right) \quad (4.52)$$

jest macierzą diagonalną, której elementy są wagami determinującymi stopień, w którym wyrazy szeregu wyjściowego powinny odzwierciedlać \mathbf{y}_{ID} . Na rysunku 4.39 przedstawiono wynik nadania wysokich wag w_M elementom szeregu wyjściowego filtra MMF znajdującym się w 32-bitowej separacji od wiązki głównej.



Rys. 4.39. Wynik filtracji niedopasowanej dla kodu MLS, $K = 63$, $K_{MMF} = 189$, obszar zerowania sygnału wyjściowego na poziomie 32 bitów od $r = 0$

Na rysunkach 4.38 oraz 4.39 przedstawiono wyniki rozważań, dla których jeden symbol kodu odpowiada jednej próbce sygnału. Pobudzenia generowane w oparciu o sekwencje kodowe są z reguły nadpróbkowane w celu wiernego odtworzenia charakteru ich zmienności. Szczególne możliwości poprawy rozróżnialności odległościowej można uzyskać poprzez dodatkowe zwiększenie częstości próbkowania w ramach filtracji niedopasowanej [178, 179, 180]. Odnosząc się do przykładu filtracji WLS można założyć idealną charakterystykę y_{ID} o szerokości ML mniejszej niż wynikająca z czasu trwania symbolu. Na rysunku 4.40 przedstawiono wyniki filtracji niedopasowanej metodą WLS do sygnału BTQ wygenerowanego w oparciu o 13-elementową sekwencję Barkera.



Rys. 4.40. Wpływ nadpróbkowania na charakterystykę wyjściową filtru niedopasowanego

Zaprezentowane przypadki dotyczą nadpróbkowania ze współczynnikiem $OSR_{MMF} = 3$ oraz $OSR_{MMF} = 10$. Przyjęto, że szerokość ML w idealnej charakterystyce y_{ID} równa się pojedynczej próbce, a czas zerowania pozostaje jednakowy. Wyniki odniesiono do wyjścia filtru dopasowanego. Wskazane podejście umożliwia ingerencję w obszar charakterystyki kłopotliwy do kontrolowania innymi metodami.

Trzeci sposób realizacji filtracji niedopasowanej związany jest z tzw. adaptacyjną kompresją impulsów. Uwzględniane jest w tym przypadku sprzężenie zwrotne w procesie obliczeń [54]. Algorytmy adaptacyjne stosowane w przetwarzaniu sygnałów pozwalają dopasować parametry układu do zmiennych warunków w jakich działają.

Przypadki wykorzystania filtracji niedopasowanej w ramach rozprawy oznaczono poprzez dodanie skrótowca MMF do zestawu akronimów opisującego konkretny sposób generacji i przetwarzania sekwencji SF.

4.6.3. Kodowanie międzyimpulsowe

Omówione w podrozdziale 4.1 wykorzystanie wąskopasmowych emisji w sygnale SF niesie ze sobą ograniczenia w postaci zaburzeń nałożonych na kształt sygnału na wyjściu odbiornika korelacyjnego. Należą do nich głównie listki boczne mogące pojawiać się w całym zakresie odpowiedzi z okresem $1/\Delta f$. Odpowiedni dobór subimpulsu o dogodnym kształcie modułu funkcji autokorelacji może spowodować wytłumienie listków bocznych. Niniejszy podrozdział dotyczy możliwości wpływu na funkcję RAF sygnału SF poprzez modyfikację atrybutów poszczególnych subimpulsów. Podstawowymi parametrami, na które można wpłynąć są a) amplituda – poprzez zastosowanie ważenia, b) częstotliwość – poprzez kodowanie sekwencji, c) faza – poprzez modyfikację faz początkowych subimpulsów.

Zastosowanie okien w dziedzinie częstotliwości redukuje poziom listków bocznych odpowiedzi czasowej, jednak poszerza w pewnym stopniu listek główny ACF. Istnieje obszerna grupa funkcji, które stanowią podstawę generacji okien wagowych. W pracy dla przykładu zastosowano parametryczne okno Dolpha-Czebyszewa [147], które umożliwia uzyskanie zadeklarowanego poziomu listków bocznych PSL_{DC} . Okno definiuje się w postaci [181]:

$$w_{DC} \left(m_{DC} + \frac{N_{DC} - 1}{2} + 1 \right) = C_{DC} \left[\frac{1}{\gamma_{DC}} + 2 \sum_{k_{DC}=1}^{(N_{DC}-1)/2} T_C \left(\beta_{DC} \cos \frac{\pi k_{DC}}{N_{DC}} \right) \cos \frac{2\pi k_{DC} m_{DC}}{N_{DC}} \right], \quad (4.53)$$

gdzie N_{DC} to długość okna, $-0,5(N_{DC} - 1) \leq m_{DC} \leq 0,5(N_{DC} - 1)$, C_{DC} stała skalowania amplitudy, γ_{DC} względny PSL w skali liniowej,

$$\beta_{DC} = \cosh \left[\frac{1}{N_{DC} - 1} \cosh^{-1} \left(10^{\frac{PSL_{DC}}{20}} \right) \right], \quad (4.54)$$

a

$$T_C(x_{DC}) = \begin{cases} \cos \left[(N_{DC} - 1) \cos^{-1} x_{DC} \right], & |x_{DC}| \leq 1 \\ \cosh \left[(N_{DC} - 1) \cosh^{-1} x_{DC} \right], & |x_{DC}| > 1 \end{cases} \quad (4.55)$$

jest wielomianem Czebyszewa $(N_{DC} - 1)$ -tego rzędu.

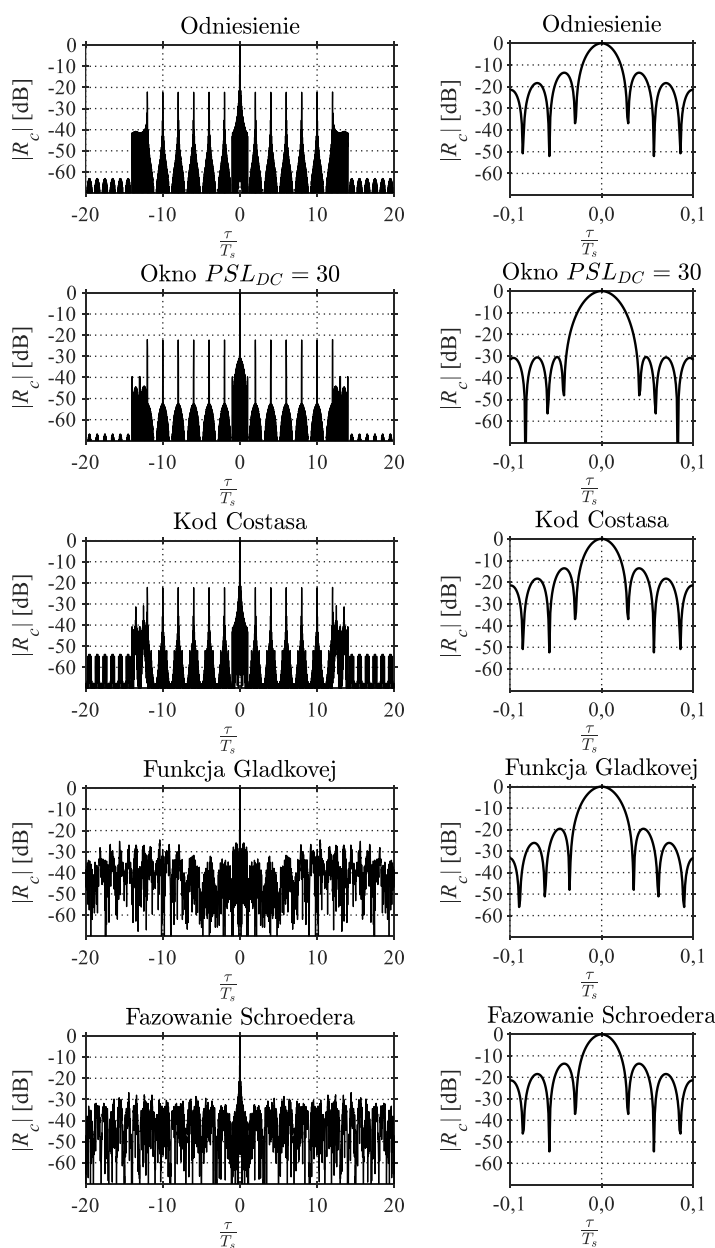
Kolejnym po amplitudzie, możliwym do korekcji parametrem poszczególnych subimpulsów jest ich częstotliwość środkowa [42, 43]. Modulacja częstotliwości pomiędzy kolejnymi częstotliwościami może być przeprowadzona w sposób liniowy (np. narastanie i opadanie) [182], nieliniowy [20, 139] lub w oparciu o sekwencje kodową (np. kod Costasa) [182]. Kodowanie skoków częstotliwości prowadzi w głównej mierze do poprawy detekcji obiektów w dziedzinie dopplerowskiej. Może również umożliwić zdefiniowanie zakresu jednoznacznego pomiaru do zadanego obszaru [183]. Wprowadzenie randomizacji do wartości poszczególnych częstotliwości składowych SF może powodować poprawę jakości odpowiedzi w sensie zmniejszenia poziomu listków bocznych [20], jednak zwykle wymaga modyfikacji dodatkowych parametrów sygnału SF [184].

Jedną z możliwości jest stworzenie zbioru częstotliwości składowych, które są oddalone od siebie o niestałą wartość Δf . Gladkova [138] proponuje nieliniowy rozkład częstotliwości f_n przy pomocy funkcji

$$\gamma(x_g) = x_g \left(1 - g_1 \sqrt{1 - x_g^2} + g_2 \sqrt{1 - x_g^2} \right), \quad (4.56)$$

której parametry g_1 i g_2 stanowią podstawę optymalizacji w sensie znalezienia najniższego PSL przy zadanych parametrach transmisji SF.

Przykładowe efekty stosowania kodowania międzyimpulsowego sekwencji SF przedstawiono na rysunku 4.41.



Rys. 4.41. Wpływ modulacji międzyimpulsowych na kształt sygnału na wyjściu odbiornika korelacyjnego.

Sygnal SF-PC kodowany 13-elementową sekwencją Barkera, $N_c = 35$. Sekwencja Costasa wg [51]: 1, 3, 7, 15, 31, 26, 16, 33, 30, 24, 12, 25, 14, 29, 22, 8, 17, 35, 34, 32, 28, 20, 4, 9, 19, 2, 5, 11, 23, 10, 21, 6, 13, 27, 18. Parametry funkcji Gładkovej: $g_1 = 0,32$ $g_2 = 0,098$

W technice wykorzystującej sygnały MCPC, w których subimpulsy to sygnały z kodowaną fazą, aby poprawić PMEPR stosuje się modyfikacje faz początkowych poszczególnych składowych. Mogą to być pseudolosowe wartości lub fazy generowane w oparciu o pewien schemat, jak przykładowo fazy Schroedera [185]. Niektóre zastosowania sygnału SF-LFM wykorzystują też dodatkowe kodowanie fazy w celu ochrony przed celowymi zakłóceniami [31]. Nie stanowi to podstawy stosowania, jednak zmiany faz początkowych wpływają w pewien sposób na profil odległościowy, co jest widoczne na rysunku 4.41.

Rys. 4.41 ujawnia również, które metody oddziałują na obszar charakterystyki związany z listkiem głównym, a które zmieniają wyłącznie jej charakter globalny. Istnieje grupa nieomówionych modulacji międzyimpulsowych obejmujących kilka parametrów sygnału. Są to przykładowo transmisje z kodem Huffmana czy też z modyfikowanymi kodami Costasa [184]. Na potrzeby pracy ograniczono się do zawężenia badań dotyczących modulacji międzyimpulsowych do okna Dolpha-Czebyszewa oraz nieliniowej schodkowej modulacji częstotliwości (ang. NSF – *nonlinear stepped frequency*).

W przypadku odwoływania się do obrazowań generowanych w oparciu o sekwencje SF z nieliniowym kodowaniem poszczególnych wartości częstotliwości w niniejszej pracy, dla podkreślenia tego faktu, oznaczono je właśnie akronimem NSF.

5. Wyniki eksperymentów

Weryfikacja zasadności stosowania sygnałów SF do poprawy jakości zobrażeń georadarowych została przeprowadzona w trzech krokach opisanych w kolejnych podrozdziałach.

W podrozdziale 5.1 dokonano oceny wybranych sygnałów omówionych w pracy, mając na uwadze kontekst możliwości rozróżniania obiektów w środowisku niehomogenicznym. Realizację badań oparto głównie o klasyczne podejście dotyczące analizy przekroju funkcji RAF dla zerowej prędkości dopplerowskiej. Wybrane sekwencje SF i sposoby generacji profilu odległościowego porównano dodatkowo ze sobą w aspekcie podatności na zakłócenia szumem białym. Zrealizowano również symulację generacji profilu odległościowego dotyczącego obiektu o rozłożonych wagach. Skonstruowano go z elementów punktowych ulokowanych blisko siebie, z coraz mniejszymi wagami, co w większym stopniu przybliży scenariusz radiolokacyjny.

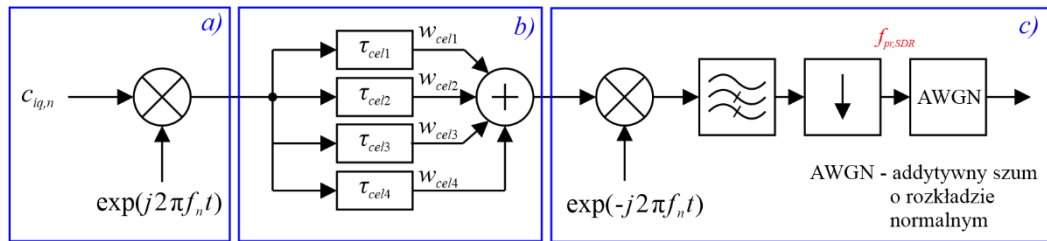
Sygnały, które ze wskazanych względów wykazały się korzystnymi cechami zostały użyte w symulacji FDTD. Badania te, ujęte w podrozdziale 5.2, dotyczą kilku modeli gleby wytworzonych w oparciu o podrozdział 2.3.2. Celem przeprowadzania tych symulacji była weryfikacja stosowalności sygnałów SF dla detekcji obiektów ulokowanych w środowisku niehomogenicznym. Stanowią one trzon eksperymentu, dodatkowo uwzględniając różne konfiguracje systemu antenowego oraz kilka możliwości osadzenia obiektu w gruncie.

Podrozdział 5.3 porusza problematykę implementacji sygnałów klasy SF w radarze programowalnym. Dokonano sprawdzenia możliwości generacji kilku klas sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości. Wykonano jednocześnie pomiar rzeczywistego profilu odległościowego celu odległego od zestawu antenowego o kilka wartości. Pomiar przeprowadzono w oparciu o prosty prototyp georadaru zbudowany z taniego radia programowalnego.

5.1. Badanie właściwości wybranych sygnałów w środowisku homogenicznym

Symulacja w środowisku homogenicznym została przeprowadzona w oparciu o schemat zaprezentowany na rysunku 5.1. Sygnał pasma podstawowego $c_{iq,n}$ przeniesiony został na częstotliwość f_n . Następnie został opóźniony o wartość związaną z odległością do obiektu. W obliczeniach przyjęto prędkość propagacji fali elektromagnetycznej w próżni. W przypadku symulacji obiektu składającego się z kilku punktów generujących odbicia o różnych poziomach, w dalszej analizie uwzględniono sumę poszczególnych odbić. W kolejnym etapie sygnał sprowadzany został do pasma podstawowego. Przybliżenie symulacji do warunków rzeczywistego odbioru zapewniono przez filtrację dolnoprzepustową i decymację. Wskazany sposób umożliwił weryfikację wpływu współczynnika nadpróbkowania OSR_{SDR} na proces przetwarzania sygnału. W symulacji ujęto również wpływ losowego charakteru zakłóceń, upraszczając to zagadnienie do dodania szumu o rozkładzie normalnym do sygnału z wyjścia decymatora.

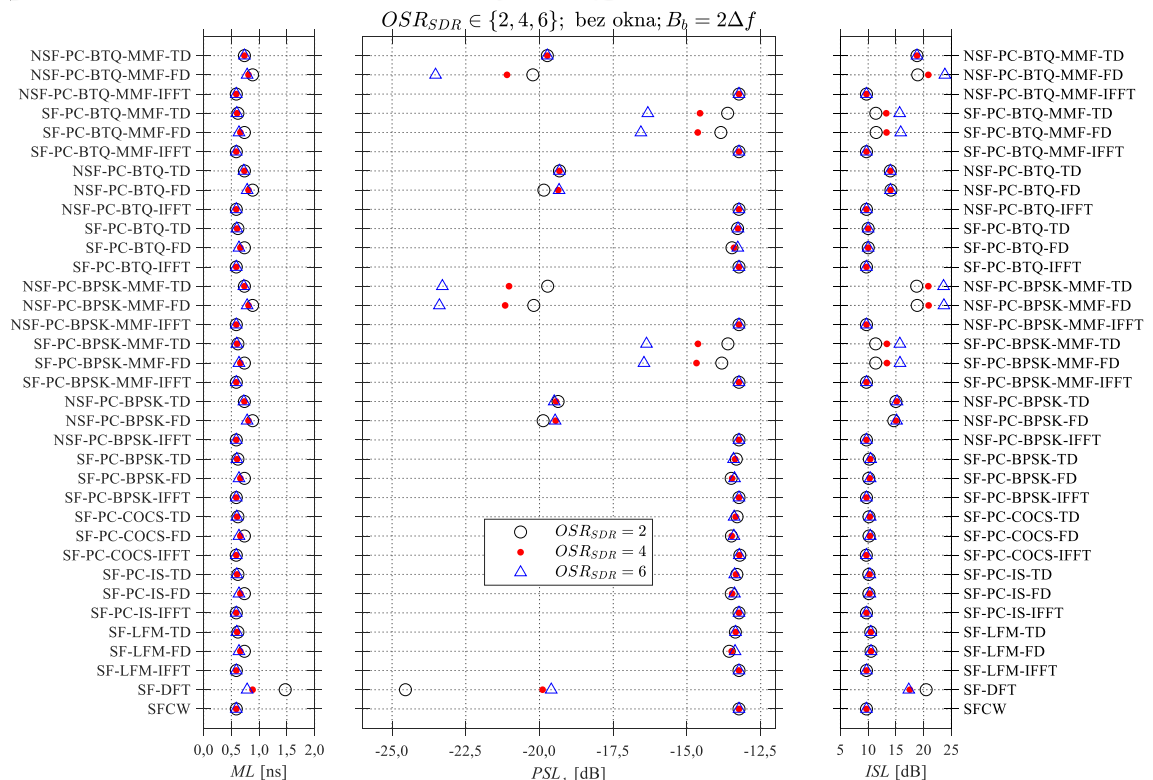
Wstępna ocena zasadności stosowania sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości została wypracowana na podstawie odpowiedzi od obiektu punktowego. W schemacie z rysunku 5.1. b przyjęto pojedynczy obiekt związany z zerowym opóźnieniem i wagą jednostkowej. Na rysunkach 5.2, 5.3 oraz 5.4 przedstawiono ML , PSL_1 i ISL dla wybranych sygnałów SF. Zestawione parametry wyliczono na podstawie profili odległościowych wygenerowanych metodami omówionymi w podrozdziale 4.1.



Rys. 5.1. Schemat przeprowadzenia symulacji odpowiedzi od obiektu punkowego:
a) przeniesienie sygnału w zakres częstotliwości f_n , b) generacja opóźnień i nadanie wag związanych z obiektem, c) konwersja do pasma podstawowego, symulacja odbiornika i dodanie szumu

W niniejszym podrozdziale oraz w kolejnym, dotyczącym FDTD przyjęto zbliżone parametry symulacji. Ustalono liczbę subimpulsów $N_c = 34$, skok częstotliwościowy $\Delta f = 100$ MHz, czas trwania subimpulsu LFM $T_s = 0,1$ μ s. Dla sygnałów NSF przyjęto $g_1 = 0,32$ i $g_2 = 0,098$. Filtrację niedopasowaną realizowano dla skrajnego przypadku $OSR_{MMF} = N_c$. Kod sygnałów PC-BPSK i PC-BTQ stanowił 13-elementowy szereg Barkera. Sekwencją polifazową sygnału IS był 13-elementowy uogólniony kod Barkera. Zbiór komplementarny sygnałów COCS wytworzono z odpowiednio przesuniętego kodu P4. Przyjęto częstotliwość środkową $f_c = 2,4$ GHz, zapewniając w ten sposób (zależnie od badanego B_b) pokrycie pasma od $f_{min} \approx 0,7$ GHz do $f_{max} \approx 4,1$ GHz. Aby zapewnić porównywalną rozróżnialność, sygnały SF-DFT generowano w oparciu o 50 % wiązki głównej widma emisji UWB – wytworzonej z 400-elementowego kodu P4. Wyniki obliczono na podstawie fragmentu profilu przyjmując $\tau_g = 1 / (2\Delta f)$ oraz $\tau_b = 1 / (4\Delta f)$.

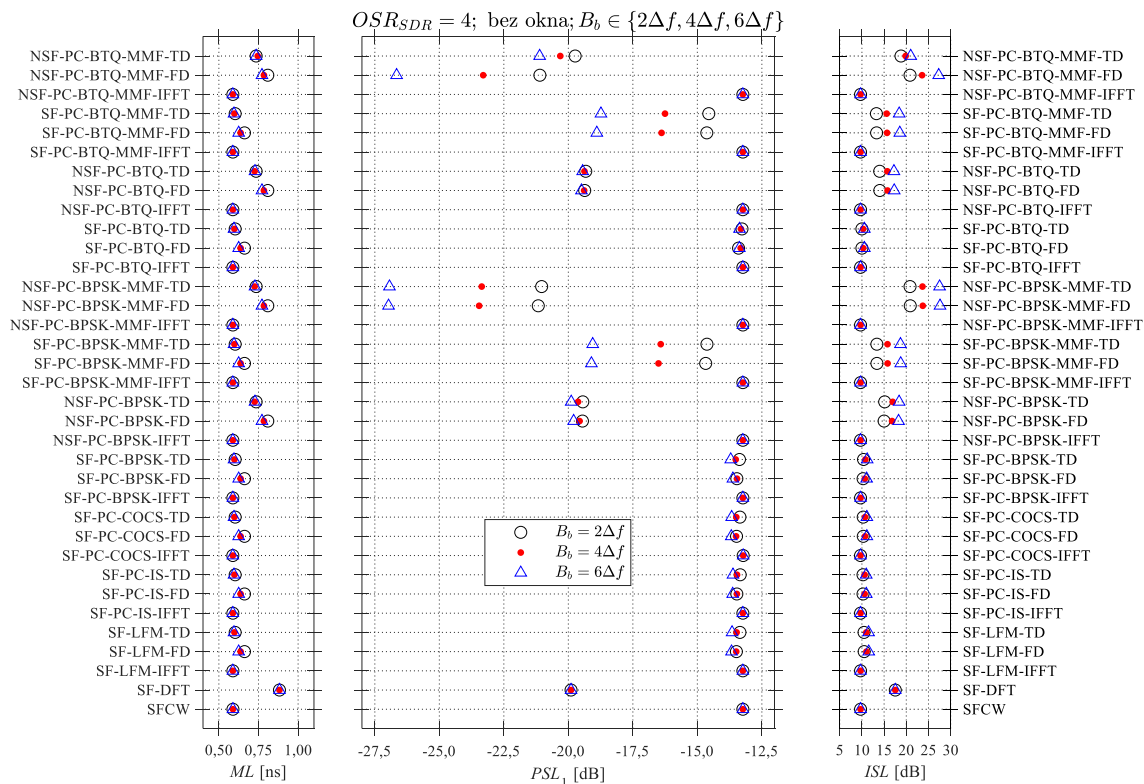
Rys. 5.2 przedstawia rezultaty uzyskane w oparciu o sytuację zapewniającą stałe pasmo subimpulsu $B_b = 2\Delta f$. Jest to wartość typowa dla sygnałów SF [127]. Niebieskim trójkątem oznaczono wyniki dotyczące nadpróbkiwania $OSR_{SDR} = 6$, czerwonym punktem $OSR_{SDR} = 4$, natomiast czarnym okręgiem $OSR_{SDR} = 2$.



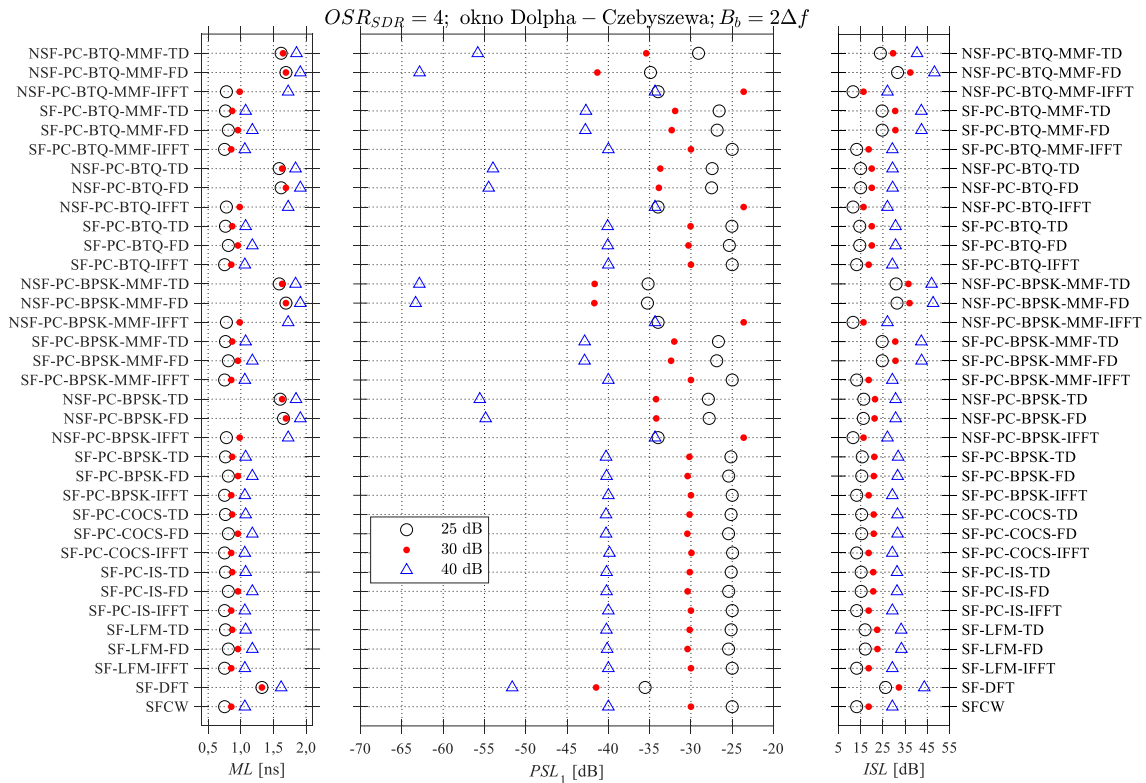
Rys. 5.2. Szerokość listka głównego, poziom pierwszego listka bocznego oraz ISL wybranych sygnałów klasy SF dla różnych wartości współczynnika nadpróbkiwania OSR_{SDR}

W rozpatrywanym przypadku można wskazać grupę wyników cechujących się wartościami zbliżonymi do SFCW. Są to wyniki dotyczące profili powstałych w oparciu o metodę IFFT oraz związane z sygnałami SF, w których nie została zastosowana nieliniowa modulacja częstotliwości lub filtracja niedopasowana. Pozostałe wyniki wykazują niższy poziom listka bocznego oraz lepszy *ISL* przy nieznacznym wzroście *ML*. Widoczna jest tendencja związana z polepszeniem parametrów wraz ze wzrostem współczynnika nadpróbkowania OSR_{SDR} . Szczególnie wrażliwym sygnałem na wierność odtworzenia związaną z nadpróbkowaniem jest proponowana wersja SF-DFT. W niektórych przypadkach metoda TD daje nieznacznie lepsze wyniki niż FD, co jest związane z dużym nadpróbkowaniem wynikającym z podstaw metody TD.

Na rysunku 5.3 przedstawiono wpływ poszerzenia pasma subimpulsów – wszystkich w jednakowy sposób. Niebieskim trójkątem oznaczono wyniki dotyczące pasma $B_b = 6\Delta f$, czerwonym punktem $B_b = 4\Delta f$, natomiast czarnym okręgiem $B_b = 2\Delta f$. W przypadku sygnału SF-DFT zastosowano odpowiedni *overlap* zapewniający poziom pasma subimpulsów innych sekwencji SF. Podobnie jak wyniki z rysunku 5.2, część wartości z rysunku 5.3 utrzymuje poziom zbliżony do rezultatów dotyczących SFCW. Zjawisko to dotyczy głównie metody IFFT, ponieważ wyniki TD i FD cechują się lepszymi parametrami dla większych wartości B_b . Jest to nieznaczna poprawa, ponieważ B_b jest ciągle niskie w stosunku do B . Sygnały NSF oraz wykorzystujące MMF osiągają lepsze parametry. Sygnały BPSK i BTQ zapewniają wyniki na zbliżonym poziomie, należy jednak zaznaczyć, że w przypadku BTQ lepsze właściwości wykazuje metoda FD.



Rys. 5.3. Szerokość listka głównego, poziom pierwszego listka bocznego oraz ISL wybranych sygnałów klasy SF dla różnych wartości szerokości pasma subimpulsu B_b

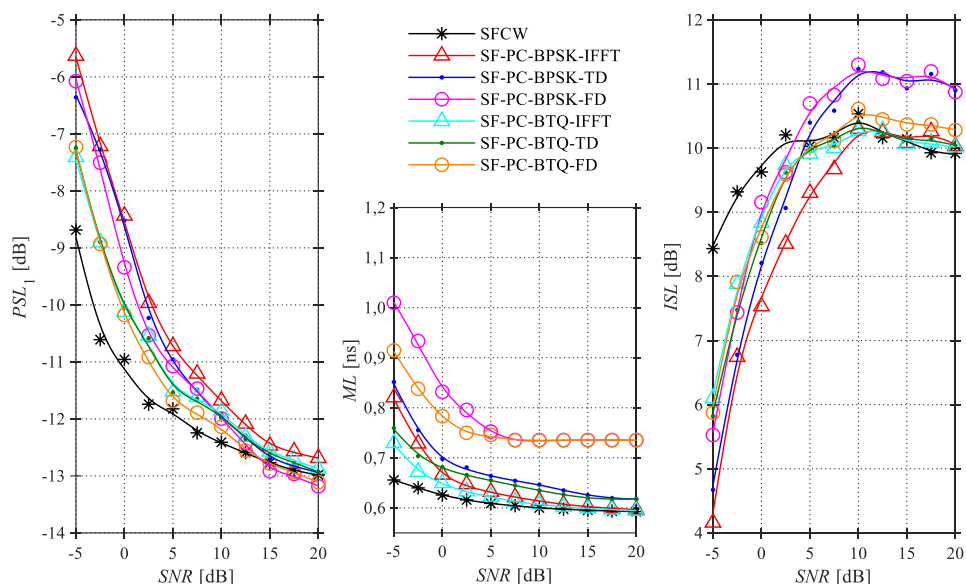


Rys. 5.4. Szerokość listka głównego, poziom pierwszego listka bocznego oraz ISL wybranych sygnałów klasy SF przy zastosowaniu ważenia poszczególnych subimpulsów oknem Dolpha – Czebyszewa o różnych wartościach poziomach listka bocznego

Najprostszy sposób poprawy właściwości profilu odległościowego tworzonego w oparciu sygnału SFCW obejmuje zastosowanie okien wagowych. Kosztem pogorszenia szerokości ML , można uzyskać w ten sposób lepsze wartości PSL i ISL . W celu sprawdzenia, czy nie są to wartości zbliżone do możliwych do osiągnięcia proponowanymi metodami przeprowadzono dodatkową symulację. Dotyczy ona ważenia subimpulsów oknem Dolpha-Czebyszewa. Wyniki przedstawiono na rysunku 5.4, gdzie niebieskim trójkątem oznaczono dane dotyczące parametru okna $PSL_{DC} = 40$ dB, czerwonym punktem $PSL_{DC} = 30$ dB, natomiast czarnym okręgiem $PSL_{DC} = 25$ dB.

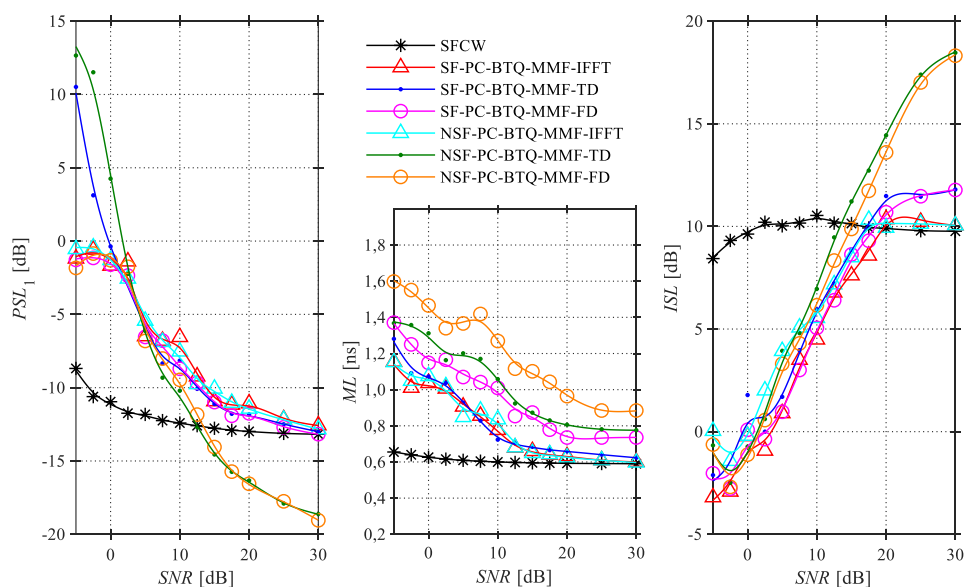
Istotnie, zastosowanie okna powoduje spodziewany efekt w przypadku najczęściej wykorzystywanego w GPR sygnału SF – SFCW. Należy jednak zaznaczyć, że poza kilkoma przypadkami dotyczącymi metody IFFT, stosowanie okna poprawia również parametry innych sygnałów SF. Ekstremalnie dobre wartości PSL_1 oraz ISL można uzyskać stosując modulację NSF. Uwzględnić należy, że technika ta bez stosowania okna wprowadza degradację ML , a ważenie dodatkowo pogłębia ten proces.

Na rysunku 5.5 przedstawiono ML , PSL_1 oraz ISL w funkcji SNR dla BPSK, BTQ oraz SFCW. Każdy punkt wykresu powstał w oparciu o 1000 realizacji pseudolosowego zaburzenia i stanowi najgorszą wartość ze wszystkich realizacji. Ze wzrostem poziomu mocy sygnału użytecznego proponowane metody osiągają większą zbieżność do SFCW, a technika BTQ umożliwia uzyskanie lepszych parametrów niż BPSK w zaszumionym środowisku. Stabilizacja ML na pewnym poziomie w przypadku metod FD związana jest z przyjętym sposobem generacji wykresu i mniejszą liczbą próbek, które tworzą profil odległościowy w tej technice.



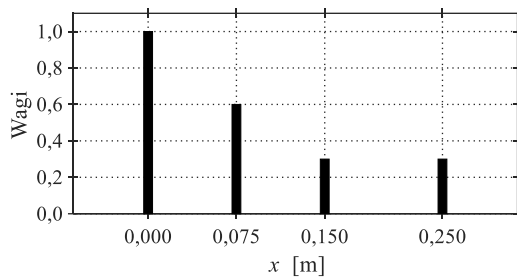
Rys. 5.5. Wybrane parametry sygnałów klasy SF-PC w zależności od SNR dla $f_{pr,SDR} = 2B_b$

Dane z rysunku 5.5 dotyczą sygnałów SF, które cechowały się zbliżonymi parametrami do SFCW w dotychczas zaprezentowanych w pracy wynikach. Kolejny rysunek 5.6 dotyczy przebadania sygnałów o dotychczas najlepszych parametrach – obejmujących filtrację niedopasowaną oraz nieliniowe skoki częstotliwości. Zgodnie z teorią dotyczącą MMF, lepsze parametry tych sygnałów możliwe są do osiągnięcia kosztem konieczności zapewnienia wysokiego SNR.



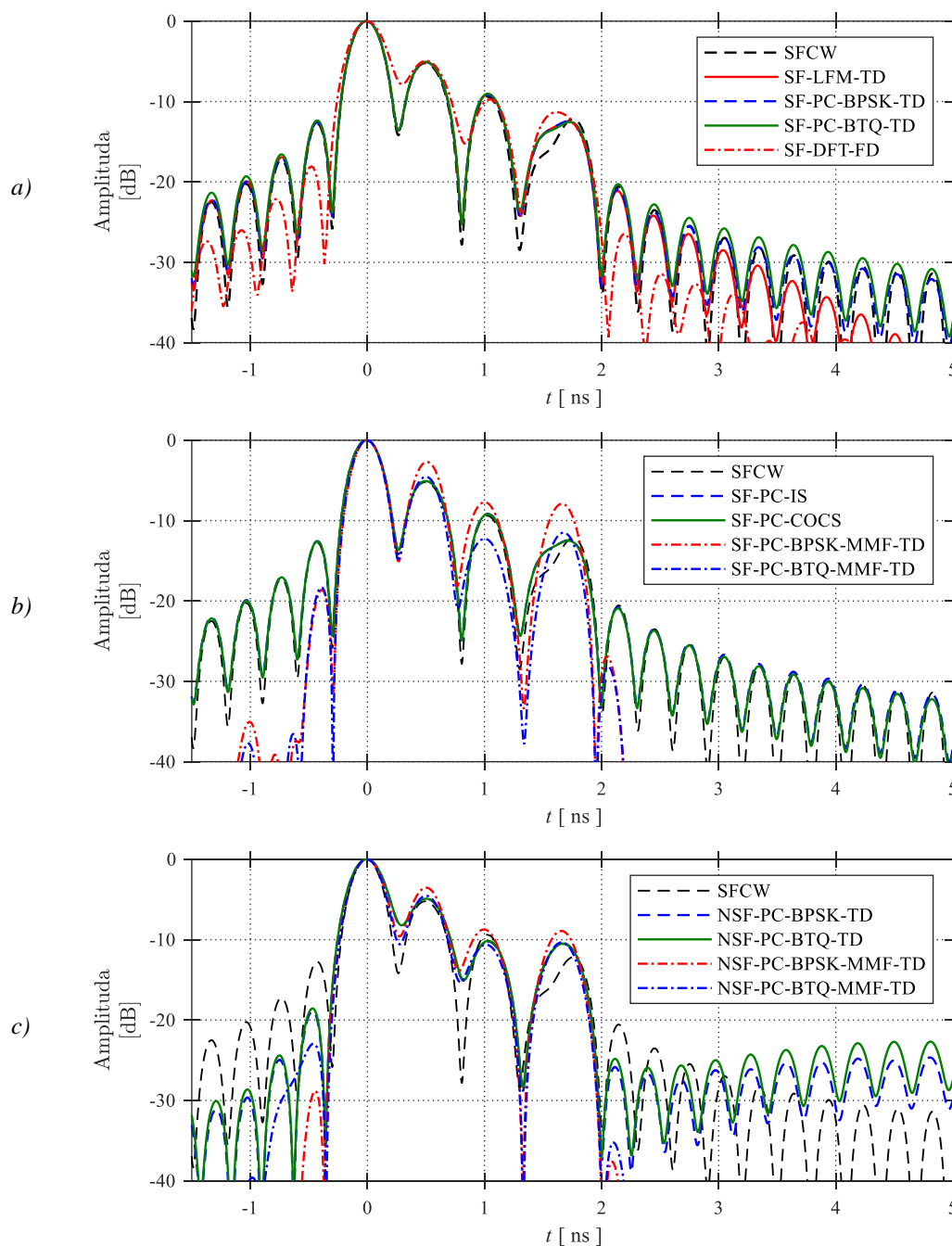
Rys. 5.6. Wybrane parametry sygnałów klasy SF-PC-MMF w zależności od SNR dla $f_{pr,SDR} = 2B_b$

W kolejnym etapie wybrane sygnały przebadano pod kątem możliwości rozróżniania obiektów ulokowanych w bliskiej odległości. W celu przybliżenia symulacji do warunków rzeczywistych obiektom bardziej odległym nadano malejące wagi. Odległości i wagi naniesione zostały na wykresie z rys. 5.7.



Rys. 5.7. Przyjęte w symulacji odległości i wagi obiektów punktowych

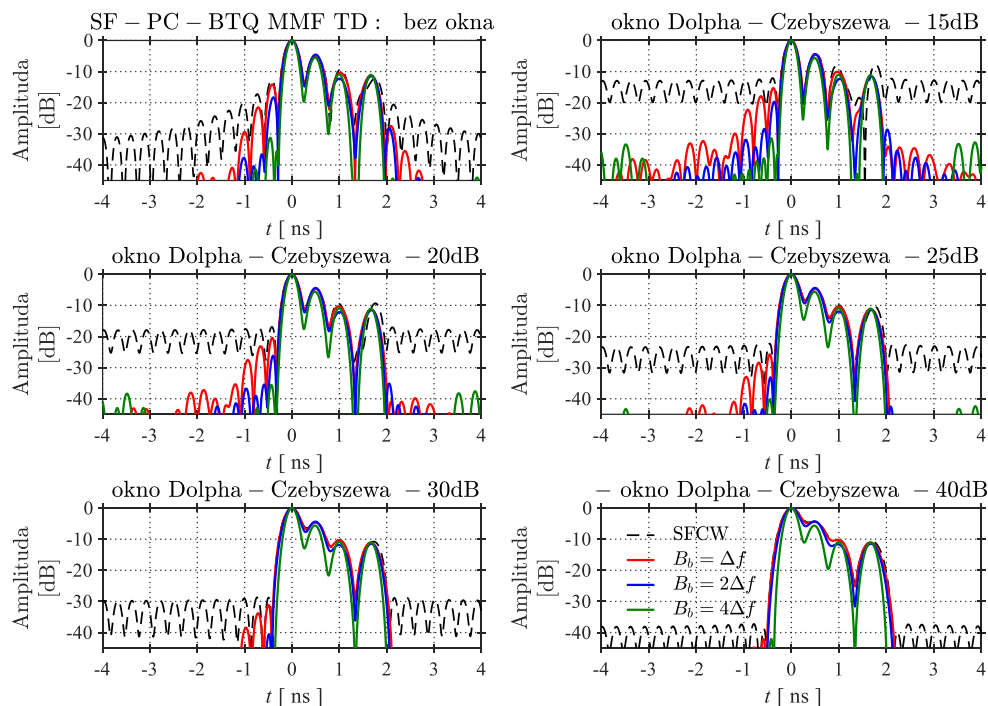
Na rysunku 5.8. a przedstawiono profile odległościowe uzyskane metodami SFCW, SF-LFM-TD, SF-PC-BPSK-TD, SF-PC-BTQ-TD oraz SF-DFT-FD.



Rys. 5.8. Profile odległościowe dotyczące celu o rozłożonych wagach

Zobrazowanie pierwszymi czterema metodami jest zbliżone, SF-DFT wprowadza niższy poziom listków bocznych, jednak załamania pomiędzy pikami od obiektów są łagodniejsze. Rys. 5.8. b dotyczy kolejnej grupy sygnałów. Wyniki SFCW, IS oraz COCS są podobne, natomiast profile MMF znacznie redukują poziom profilu, w miejscach bez obiektów i nieznacznie lepiej oddają poziomy obiektów słabszych. Ostatnia część rysunku – 5.8. c przedstawia wyniki stosowania nieliniowych skoków częstotliwości na tle SFCW. Dzięki sygnałom tej klasy poziomy emitowane przez dany obiekt zostały oddane w sposób najwierniejszy. Kosztem polepszenia charakteru tła, widoczna jest niewielka utrata ostrości pomiędzy kolejnymi echami.

Jakość profilu odległościowego obiektu o rozłożonych wagach przebadano dodatkowo pod kątem zmian szerokości pasma subimpulsu B_b oraz zastosowania okna Dolpha-Czebyszewa. Do obliczeń wykorzystano sygnał cechujący się jednymi z lepszych wyników w dotychczasowych symulacjach – SF-PC-BTQ-MMF-TD. Poszczególne wykresy z rys. 5.9 dotyczą wyników bez stosowania okna oraz z oknem o parametrze PSL_{DC} od 15 dB do 40 dB. Sprawdzono pasmo subimpulsu $B_b = \Delta f$, $B_b = 2\Delta f$ oraz $B_b = 4\Delta f$ oznaczając związane z nim wyniki odpowiednio kolorem czerwonym, niebieskim i zielonym.



Rys. 5.9. Profile odległościowe dotyczące celu o rozłożonych wagach – wpływ zastosowania zmian szerokości pasma subimpulsu oraz okna Dolpha-Czebyszewa

Uzyskane wyniki są tożsame z dotychczasowymi spostrzeżeniami. Każdorazowo poszerzenie pasma subimpulsu poprawia rozróżnialność. Efekt ten widoczny jest jako wyraźniejsze różnice pomiędzy kolejnymi elementami profilu w miejscu występowania obiektu dla większych B_b . W rozpatrywanym przykładzie wyraźnie również widoczny jest wpływ stosowania okna. Dla profilu SFCW poziom tła jest zbliżony do deklarowanego poziomu PSL_{DC} , natomiast dla pozostałych redukcja tła jest silniejsza.

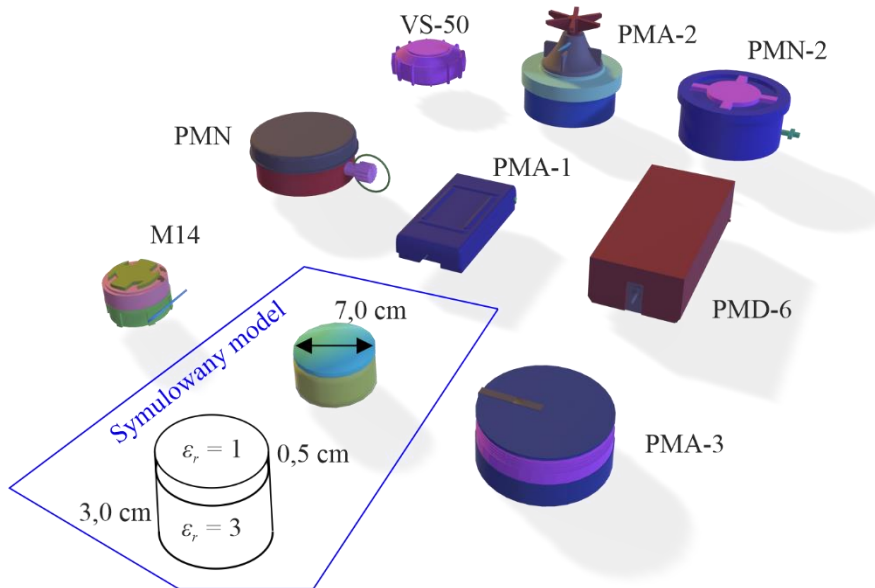
5.2. Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu

Badania dotyczące środowiska niehomogenicznego wykonano metodą FDTD przy użyciu otwartego oprogramowania gprMax [186]. Takie podejście oferuje dostępność informacji na każdym poziomie realizacji kodu, co odróżnia gprMax od komercyjnych odpowiedników. Program napisany jest w języku Python, który może być wykorzystywany również do wprowadzania danych wejściowych. Jako główny sposób definiowania geometrii i wszystkich zmiennych autorzy proponują jednak własną składnię opisaną w [186]. Wśród zaimplementowanych możliwości gprMax, istotne z punktu widzenia pracy jest modelowanie środowiska niejednorodnego w sensie fizycznym (zgodnie z modelem przedstawionym w podrozdziale 2.3.2) i geometrycznym poprzez wykorzystanie teorii fraktali. Zastosowanie w gprMax technologii CUDA (ang. *compute unified device architecture*) oraz możliwość wykonywania obliczeń przez większą liczbę procesorów pozwala na symulację złożonych problemów w stosunkowo krótkim czasie. Na początku marca 2020 roku liczba publikacji indeksowanych w Scopus, wspierających się na wynikach symulacji w gprMax, osiągnęła 584. Rozbudowana funkcjonalność, dostępność i liczna społeczność stosująca wspomniane oprogramowanie argumentują użytkowanie tego programu również w niniejszej pracy.

Pomimo usilnych działań Międzynarodowej Kampanii na rzecz Zakazu Min Przeciwpiechotnych (ang. ICBL – *International Campaign to Ban Landmines*) kraje o wysokim potencjalnie militarnym (np. Stany Zjednoczone, Federacja Rosyjska, Chiny, Indie) nie zostały sygnatariuszami traktatu ottawskiego dotyczącego zakazu użycia, składowania i produkcji oraz nakazu zniszczenia min przeciwpiechotnych. Sumaryczna liczba ofiar min w latach od 2015 do 2018 to 29202 osoby [187, 188, 189, 190]. Do min lądowych, których wykrywanie jest niezwykle trudne, zalicza się miny niewielkich rozmiarów o niskiej zawartości elementów przewodzących (ang. *non-metallic mines*). Trudna wykrywalność i powszechne użycie we współczesnych konfliktach zbrojnych przyczyniły się do konstrukcji modelu miny tej klasy w ramach symulacji FDTD. Duży problem to wykrywanie min płytko zakopanych lub ułożonych na powierzchni ziemi [134].

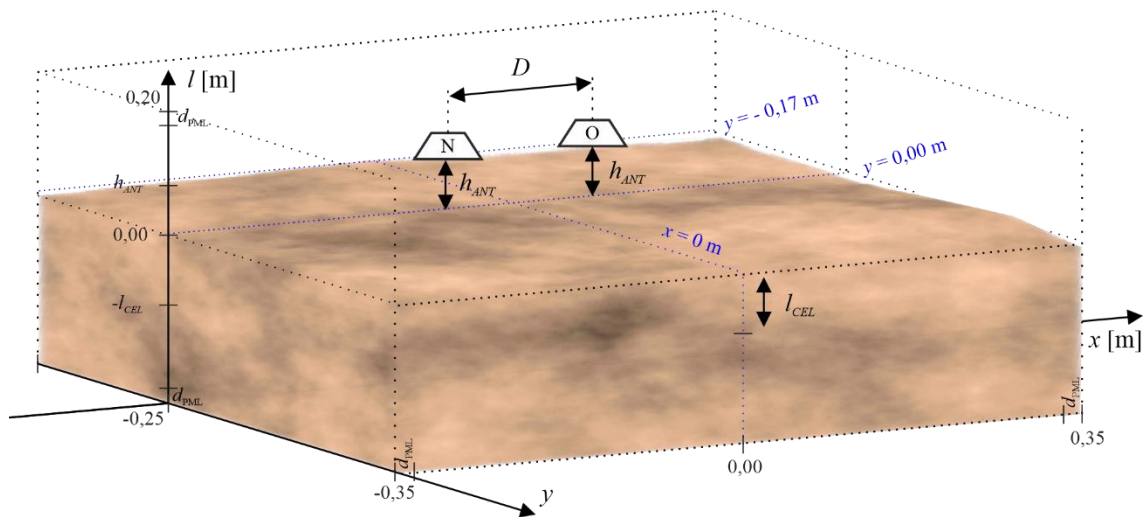
Szczegółowa geometria poszczególnych min jest bardzo zróżnicowana, dlatego zdecydowano się zasymulować model, który będzie uwzględniał cechy związane z ich ogólną konstrukcją. Zwykle są to obiekty o kształcie prostopadłościanu lub walca o szerokości od kilku do 20 cm i wysokości kilku cm [11, 16, 96]. Myny lądowe mogą być rozpatrywane jako kilka cieńszych warstw dielektrycznych, o charakterze symetrycznym. Wskazuje się, że to właśnie wszelkiego rodzaju analogie w przekroju obiektu najczęściej pomagają odróżnić, czy jest on pochodzenia naturalnego, czy został ulokowany intencjonalnie. Na rysunku 5.10 zaprezentowano model miny przeciwpiechotnej stanowiący symulowany cel poszukiwań GPR. Jest to walec składający się z półcentymetrowej warstwy powietrza modelującej pokrywę. Drugą część modelu to 3,5 centymetrowa warstwa materiału kruszącego. Duża grupa materiałów wybuchowych cechuje się względną przenikalnością elektryczną w zakresie od 2,70 do 3,14 [191], dlatego przyjęto $\epsilon_r = 3$.

Ogólny model pomiarowy zaprezentowano na rysunku 5.11. Sondowania dotyczą realizacji zobrazenia typu B wzdłuż osi x , dla $y = 0$ cm. Środek górnej podstawy walca (górną część pokrywy) znajduje się na głębokości l_{CEL} , w punkcie o współrzędnych $x = 0$ cm i $y = 0$ cm. Anteny zawieszono na wysokości h_{ANT} nad powierzchnią. W badaniach pominięto wpływ rodzaju stosowanej anteny, wykorzystując elementarne źródło promieniowania – dipol Hertza.



Rys. 5.10. Model miny przeciwpiechotnej wykorzystany jako cel w symulacji FDTD na tle wybranych min przeciwpiechotnych. Opracowanie własne, wymiary na podstawie [192]

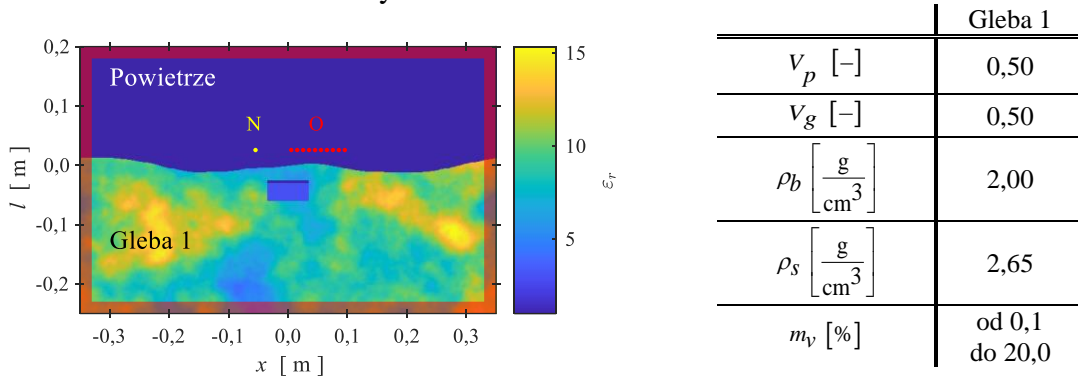
A-skany sporządzono dla 29 punktów na osi x , dla trzech wysokości anten $\{2,5\ 5,0\ 7,5\}$ cm, czterech głębokości zakopania celu $\{2,5\ 5,0\ 7,5\ 10,0\}$ cm oraz dziesięciu odległości pomiędzy antenami D w zakresie od 6 do 15 cm. Przyjęto siatkę milimetrową i 20 komórek warstwy PML o szerokości $d_{PML} = 2$ cm z każdej strony modelu.



Rys. 5.11. Zależności geometryczne w symulacji FDTD

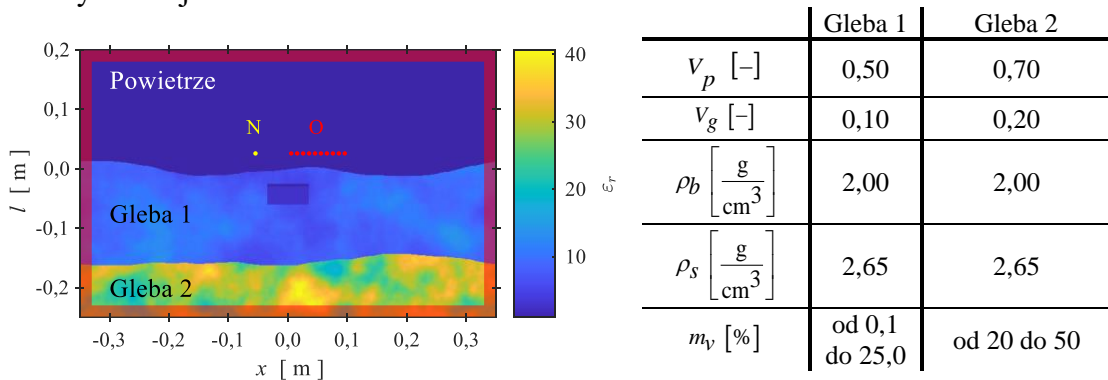
W takiej konfiguracji B-skan generowano z danych dotyczących obszaru o długości 70 cm i wysokości 45 cm. Model składa się ze słupa powietrza o $\epsilon_r = 1$ i wysokości 20 cm oraz obszaru niehomogenicznego o głębokości 25 cm. Program gprMax umożliwia wprowadzenie pseudolosowych nierówności w zadanej płaszczyźnie. Uznano, że symulowany wycinek gleby cechuje się zmianami powierzchni $\pm 1,5$ cm w stosunku do $l = 0$ cm. Na podstawie informacji o glebach z podrozdziału 2.3.2, zdecydowano się przeprowadzić symulacje trzech modeli gleby nazwanych A, B i C. Ziarno generatora pseudolosowego kształtującego zniekształcenie powierzchni zostało ustalone na jednakowym poziomie dla wszystkich modeli. Na rysunku 5.12 przedstawiono przekrój dla $y = 0$ cm dotyczący modelu A wraz z parametrami gruntu. Jest to dość suchy, jałowy

ił piaszczysty. Na rysunku przedstawiono położenie nadajnika i odbiornika podczas 15-go z 29 sondowań składających się na B-skan z wysokością zawieszenia anten $h_{ANT} = 2,5$ cm oraz głębokością $l_{CEL} = 2,5$ cm. Dziesięć punktów odbiornika związanych jest z poszczególnymi odległościami D . Obszar, w którym ustalono warstwę PML oznaczono odcieniem czerwonym.



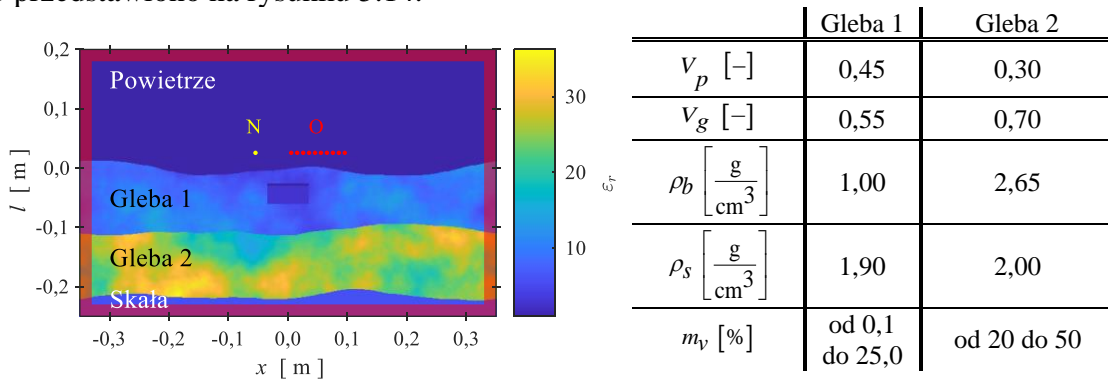
Rys. 5.12. Model A. Ośrodek z jedną warstwą gleby

W modelu B, którego właściwości przedstawiono na rysunku 5.13, poza zróżnicowaniem udziału poszczególnych frakcji, uwzględniono większą wilgotność warstwy niższej.



Rys. 5.13. Model B. Ośrodek warstwowy z podwójną warstwą gleby

Trzeci model składa się z warstwy o większej zawartości składników organicznych, warstwy wilgotniejszej i wapiennego ($\epsilon_r = 6$) podłoża skalnego. Parametry modelu C przedstawiono na rysunku 5.14.



Rys. 5.14. Model C. Ośrodek trójwarstwowy z podwójną warstwą gleby i podłożem skalnym o $\epsilon_r = 6$

W celu udowodnienia tezy należało wykazać, że możliwe jest uzyskanie wysokorozdzielczych zobrazowań georadarowych obiektów płytko zakopanych, przy pomocy proponowanych sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości. Jako

wzorzec, do którego porównano efekty symulacji modelu przy pomocy pobudzeń kolejnymi sygnałami SF, wykorzystano zobrazowania wytworzone przy pomocy impulsów Rickera. Zdecydowano się również na zbadanie najpopularniejszego sygnału ze schodkową modulacją częstotliwości – SFCW. Do zasadniczych zbadanych sygnałów sondujących zaliczyć należy sygnał SF-PC-BTQ kodowany 13-elementową sekwencją Barkera, sygnał NSF-PC-BTQ z tym samym kodem oraz sygnał SF-DFT z polifazowym kodem P4. Aby zapewnić rozróżnialność na zbliżonym poziomie zdecydowano się na opisaną w podrozdziale 4.6.3 rekonstrukcję sygnału SF-DFT w oparciu o połowę głównej wiązki wzorcowego pasma. Zachowano parametry symulacji z podrozdziału 5.1.

Zgodnie z omówionymi w podrozdziale 3.5 właściwościami impulsu Rickera emitowany jest ultraszeroki zakres częstotliwości. Przyjęte parametry FDTD skutkują zatem analizą szerszego zakresu częstotliwości niż wynikający z poziomu 3 dB, co może powodować uzyskanie niemożliwych do osiągnięcia w rzeczywistości zobrazowań. Z tego powodu usunięto z wyników dotyczących sygnału impulsowego składowe częstotliwościowe powyżej 5 GHz. W przypadku sygnałów SF pasmo jest definicyjnie ograniczone przez zakres syntezy częstotliwości.

Wszystkie modele zostały zasymulowane dwukrotnie. Druga symulacja dotyczyła modelu pozbawionego obiektu. Celem tej operacji była możliwość uzyskania obrazu różnicowego, który jest wzorcem echa od obiektu. Jest to zabieg niemożliwy do wykonania w rzeczywistości, dlatego porównano również obrazy po usunięciu tła metodą PCA.

Celem GPR jest uzyskanie zobrazowania interpretowalnego przez operatora, dlatego zdecydowano się porównywać B-skany, które można traktować jako obraz. Metoda SFCW ma ograniczony zakres jednoznacznego pomiaru, z tego powodu wszystkie B-skany zostały ograniczone do 5 ns. Celem ujednoczenia wymiarów poszczególnych obrazów przeprowadzono zabiegi decymacji i interpolacji stosując filtrację anty-aliasingową. Ostateczny wymiar B-skanów to $N_{czas} = 1024$ i $N_{prof} = 290$. Wartości punktów B-skanu podzielono przez maksymalną wartość ich modułów z całego obrazu, zapewniając w ten sposób prawdziwość wyrażenia $\max\{|\mathbf{X}|\} = 1$.

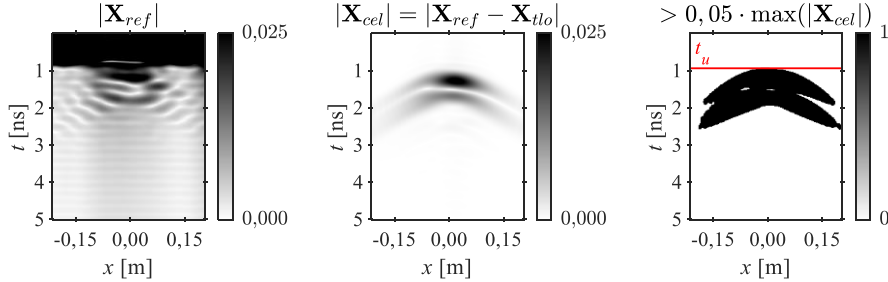
Do porównywania obrazów stosuje się różne wskaźniki [193]. Często wykorzystują one miary porównania poszczególnych punktów, które nie odzwierciedlają ludzkich spostrzeżeń dotyczących obrazu. Bardziej odpowiedni do zastosowania jest wskaźnik podobieństwa strukturalnego (ang. *SSIM* – *structural similarity*) wyrażony jest w ogólnej formie jako [194]

$$SSIM_{\mathbf{x}} = \frac{(2avg_{xref}avg_x + C_1)[2cov(\mathbf{X}_{ref}, \mathbf{X}) + C_2]}{(avg_{xref}^2 + avg_x^2 + C_1)(std_{xref}^2 + std_x^2 + C_2)}, \quad (5.1)$$

gdzie avg_x , avg_{xref} , to estymaty luminancji B-skanu \mathbf{X} i B-skanu odniesienia \mathbf{X}_{ref} , będące średnimi wartościami wszystkich punktów, std_x i std_{xref} to estymaty ich odchylen standardowych, natomiast funkcja cov reprezentuje kowariancję. W obliczeniach uwzględniane są nieobciążone estymatory odchylenia standardowego i kowariancji. Zmienne C_1 i C_2 zapobiegają zerowaniu mianownika. Praktycznie *SSIM* wylicza się w kolejnych wycinkach obrazu uwzględniając wagi okna przesuwne. Jest to najczęściej okno Gaussa. Wypadkowy *SSIM* jest wartością uśrednioną za wszystkie fragmenty obrazu. W pracy przyjęto okno o szerokości 11 punktów oraz $C_1 = C_2 = 10^{-4}$.

Poza podobieństwem do wzorca istotne jest również zachowanie odpowiedniego stosunku poziomu fragmentu obrazu zawierającego cel do pozostałej części B-skanu. Jako fragment obrazu zawierający echo przyjęto punkty, których wartości przekraczają 5 % wartości maksymalnej modułu B-skanu. Na rysunku 5.15 przedstawiono proces

detekcji fragmentu obrazu związanego z obiektem. Od B-skanu odniesienia \mathbf{X}_{ref} odejmowany jest B-skan \mathbf{X}_{tlo} sporządzony dla modelu bez obiektu. Następnie obliczana jest maska, która przyjmuje wartości 1 dla fragmentów związanych z celem i 0 dla pozostałych. Indeksy czasu oraz odległości \mathbf{b}_{czas1} , \mathbf{b}_{prof1} , dla których maska jest jednością oraz \mathbf{b}_{czas0} , \mathbf{b}_{prof0} , dla których jest zerem, są zapamiętywane.



Rys. 5.15. Progowa detekcja fragmentu B-skanu zawierającego echo od obiektu

Dla wszystkich porównywanych obrazów liczony jest stosunek

$$ISL_{\mathbf{x}} = \frac{\text{rms} \left[\mathbf{X}(\mathbf{b}_{prof1}, \mathbf{b}_{czas1}) \right]}{\text{rms} \left[\mathbf{X}(\mathbf{b}_{prof0}, \mathbf{b}_{czas0}) \right]}, \quad (5.2)$$

gdzie rms to funkcja wyliczająca wartość RMS. W związku z analogią do wskaźnika ISL , dotycząca opisu stosunku poziomu sygnału w użytecznym fragmencie do reszty, zdecydowano się na oznaczenie wskaźnika związanego z B-skanem \mathbf{X} jako $ISL_{\mathbf{x}}$.

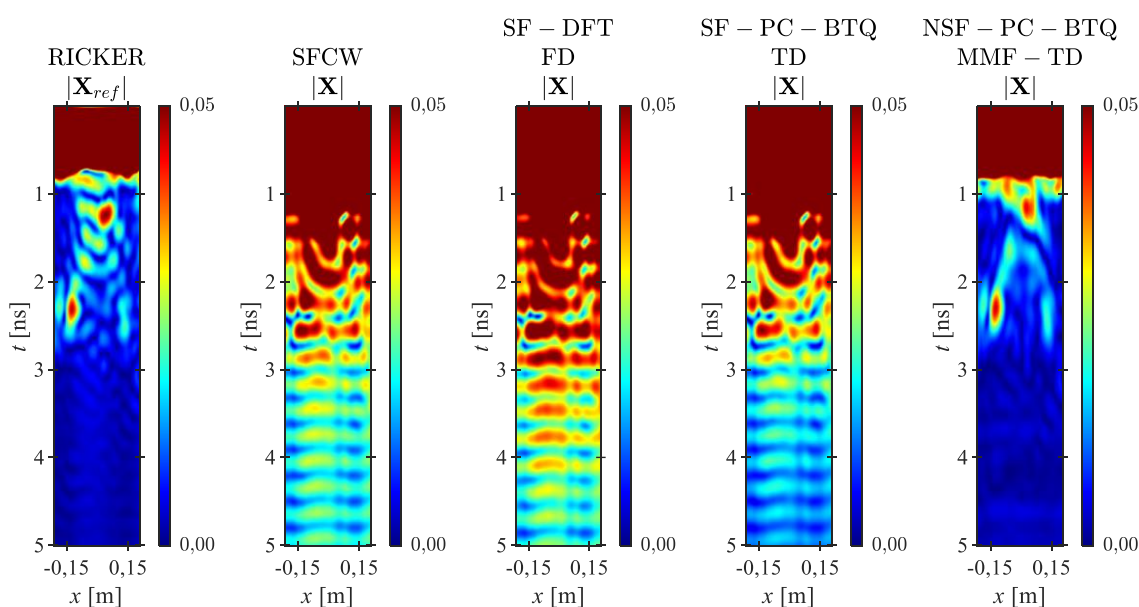
Kolejna istotna do porównania właściwość dotyczy oceny poziomu zakłóceń wprowadzonych przez listki boczne związane ze sposobem przetwarzania sygnału sondującego. Należy zaznaczyć, że indeksy \mathbf{b}_{czas0} związane są również z obszarem dużego udziału bezpośredniego sygnału z anteny nadawczej oraz sygnału odbitego od powierzchni. Jest to dość silne i lokalne zaburzenie, którego udział uwzględniony jest już w pomiarze $ISL_{\mathbf{x}}$. Jako miarę oceny tego zjawiska wykorzystano wariancję $\text{var}_{\mathbf{x}0} = \text{var} \left[\mathbf{X}(\mathbf{b}_{czas0u}, \mathbf{b}_{prof0}) \right]$, gdzie indeksy \mathbf{b}_{czas0u} dotyczą wartości czasu większych od t_u . Przykładowa wartość t_u została zaznaczona na rysunku 5.15 czerwonym kolorem. Jest to maksymalna wartość czasu w obrębie B-skanu, dla której w zobrazowaniu nie ma jeszcze echa od obiektu.

Łącznie w celu porównania uzyskanych zobrazowań z referencją wytworzoną przez symulację systemu impulsowego wykorzystano 7 wskaźników. Ich opis i argumentacja doboru zostały przedstawione w tabeli 3.

Aby ułatwić proces porównawczy wszystkie wskaźniki zostały podzielone przez wartości wyznaczone dla B-skanu odniesienia. Rozpatrywane były 3 modele, 3 wysokości zawieszenia anten, 4 głębokości celu i 10 odległości pomiędzy antenami. Analiza dotyczyła pięciu klas sygnałów sondujących, które umożliwiają kalkulację profilu na różne sposoby. Łącznie wygenerowano 4 680 B-skanów oraz 1 560 B-skanów odniesienia. Na rysunku 5.16 przedstawiono kilka z nich, a w tabeli 4 zestawiono odpowiadające im wskaźniki.

Tabela 3. Opis wybranych wskaźników wykorzystanych do porównania uzyskanych zobrazowań

	Opis
$SSIM_{\mathbf{X}}$	Porównanie surowego zobrazowania z surowym B-skanem otrzymanym w systemie impulsowym. <u>Cel: porównanie nieprzetworzonych obrazów.</u>
$SSIM_{\mathbf{X}_{cel}}$	Porównanie obrazów pozbawionych tła poprzez odjęcie wyników symulacji bez obiektu. <u>Cel: badanie wpływu wykorzystanego sygnału na postać sygnału użytecznego.</u>
$SSIM_{\mathbf{X}_{pca}}$	Porównanie obrazów pozbawionych tła metodą PCA. <u>Cel: sprawdzenie właściwości B-skanu po przykładowej redukcji tła w warunkach rzeczywistych.</u>
$ISL_{\mathbf{X}}$	Stosunek wartości średniokwadratowej obszaru użytecznego do pozostałej części sygnału. <u>Cel: określenie właściwości energetycznych surowego zobrazowania.</u>
$ISL_{\mathbf{X}_{pca}}$	Jak wyżej. Wskaźnik obliczony dla B-skanu po redukcji tła metodą PCA. <u>Cel: określenie właściwości energetycznych obrazu po przykładowej redukcji tła.</u>
$var_{\mathbf{X}0}$	Wariancja części obrazu, który nie zawiera odpowiedzi od obiektu. <u>Cel: określenie poziomu niepożądanych fluktuacji.</u>
$var_{\mathbf{X}_{pca}0}$	Jak wyżej. Wskaźnik obliczony dla B-skanu po redukcji tła metodą PCA. <u>Cel: określenie poziomu niepożądanych fluktuacji po redukcji tła przykładową metodą.</u>



Rys. 5.16. Wybrane B-skany dotyczące modelu C dla $h_{ANT} = 5$ cm, $l_{CEL} = 5$ cm i $D = 10$ cm

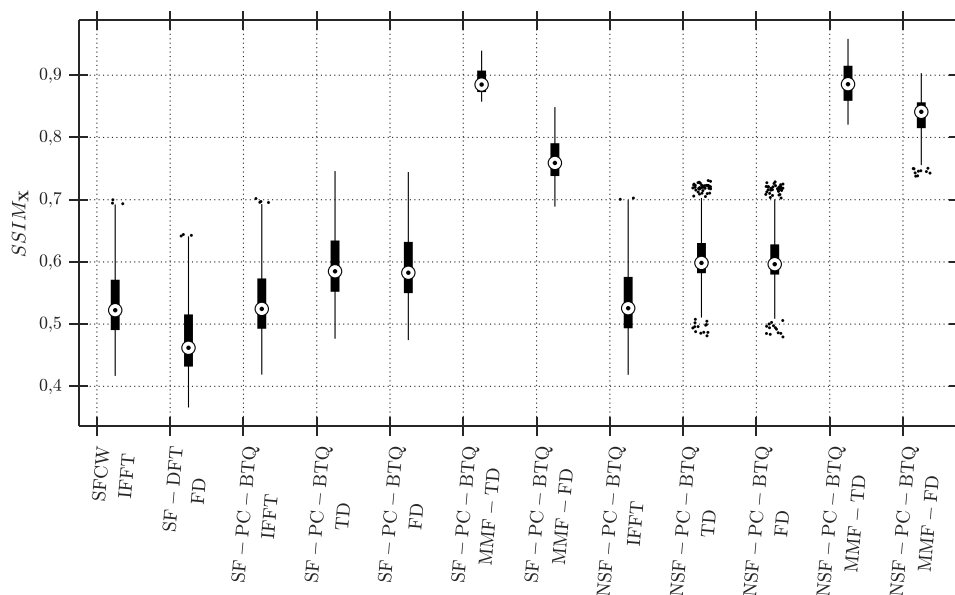
Omawiane wyniki dotyczą najbardziej złożonego z rozpatrywanych – modelu C. Gradacja wskaźników jakości zobrazowań w obrębie tabeli jest zbieżna z wrażeniami wzrokowymi. Lepszy stosunek ISL_x zapewniają metody SFCW i SF-DFT. Oznacza to, że w surowym zobrazowaniu uzyskuje się wysoki poziom obszaru związanego z obiektem. Po redukcji tła metodą PCA wskaźniki wracają do poziomu bliskiego jedności. Przedstawione metody nie osiągają wariancji tła B-skanu uzyskanego w oparciu o impuls Rickera. Na podstawie rysunku 5.16 oraz tabeli 4 można przyjąć, że stosując proponowane podejście można uzyskać lepszą jakość zobrazowania niż w przypadku popularnej metody SFCW. Redukcja tła powoduje zbliżenie wszystkich wskaźników do poziomu odniesienia. Jednocześnie, niektóre rozwiązania pozwalają na osiągnięcie wysokiego podobieństwa bez dodatkowego przetwarzania.

Tabela 4. Wartości wskaźników porównawczych dla B-skanów z rysunku 5.16. Komórki wyróżnione intensywnym kolorem zawierają lepsze wartości

Sygnal	Metoda	$SSIM_{\mathbf{X}}$	$SSIM_{\mathbf{X}_{cel}}$	$SSIM_{\mathbf{X}_{pca}}$	$ISL_{\mathbf{X}}$	$ISL_{\mathbf{X}_{pca}}$	$var_{\mathbf{X}0}$	$var_{\mathbf{X}_{pca}0}$
Impuls Rickera	-	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,00	1,000
SFCW	IFFT	0,509	0,982	0,982	3,339	0,978	30,54	1,326
SF-DFT	FD	0,447	0,978	0,978	3,693	0,952	37,41	1,429
SF-PC-BTQ	TD	0,570	0,983	0,982	3,239	0,976	26,99	1,334
NSF-PC-BTQ	MMF-TD	0,941	0,995	0,992	0,928	1,000	1,32	1,099

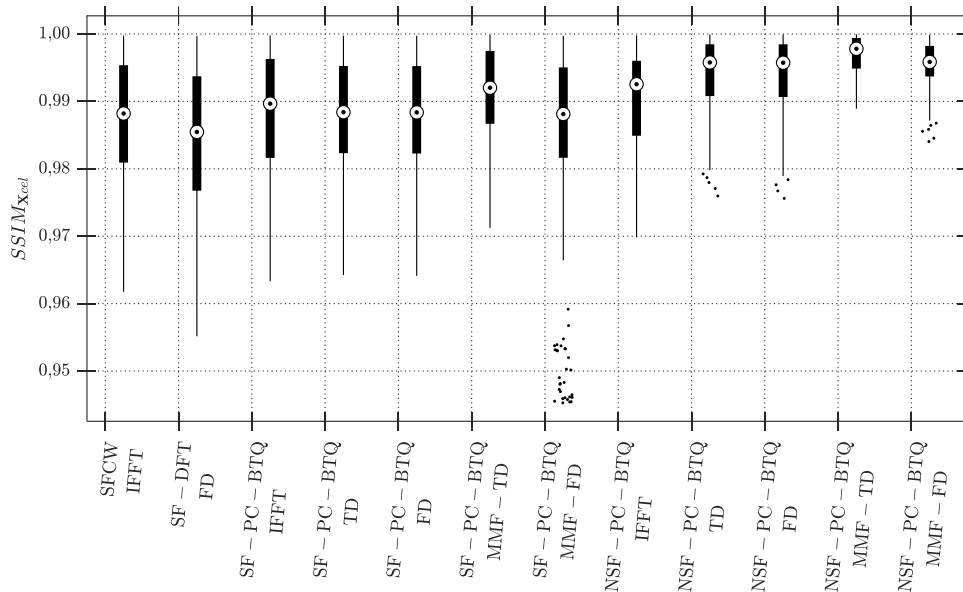
Wyniki analizy B-skanów dotyczących pomiarów 3 modeli i ww. opisanych zakresów parametrów h_{ANT} , l_{CEL} oraz D , umieszczono na kolejnych wykresach pudełkowych. Każdy z nich dotyczy jednego z siedmiu parametrów opisanych w tabeli 3, odpowiednio: rys. 5.17 – $SSIM_{\mathbf{X}}$, rys. 5.18 – $SSIM_{\mathbf{X}_{cel}}$, rys. 5.19 – $SSIM_{\mathbf{X}_{pca}}$, rys. 5.20 – $ISL_{\mathbf{X}}$, rys. 5.21 – $ISL_{\mathbf{X}_{pca}}$, rys. 5.22 – $var_{\mathbf{X}0}$, natomiast rys. 5.23 – $var_{\mathbf{X}_{pca}0}$. Dotyczą one 12 zbiorów B-skanów związanych z konkretną sekwencją SF i sposobem generacji profilu odległościowego. Dane dotyczące każdego zbioru obejmują wszystkie możliwe konfiguracje modelu oraz h_{ANT} , l_{CEL} i D .

Dane z rysunku 5.17 wykazują, że wyłącznie sygnał SF-DFT zapewnia zobrazowanie mniej podobne do odniesienia niż najpopularniejszy georadarowy sygnał sondujący ze schodkową modulacją częstotliwości – SFCW. Należy przypomnieć, że sygnał SF-DFT został syntezowany z połowy głównej wiązki sygnału UWB oraz podkreślić, że gorsze właściwości wykazuje jedynie część wszystkich pomiarów. Pozostałe sygnały utrzymują jakość odwzorowania odniesienia na poziomie SFCW lub lepszym, ze szczególnym wskazaniem na metody MMF. Widoczna jest również niewielka poprawa $SSIM_{\mathbf{X}}$ dla B-skanów wytworzonych z profili odległościowych uzyskanych w dziedzinie czasu.



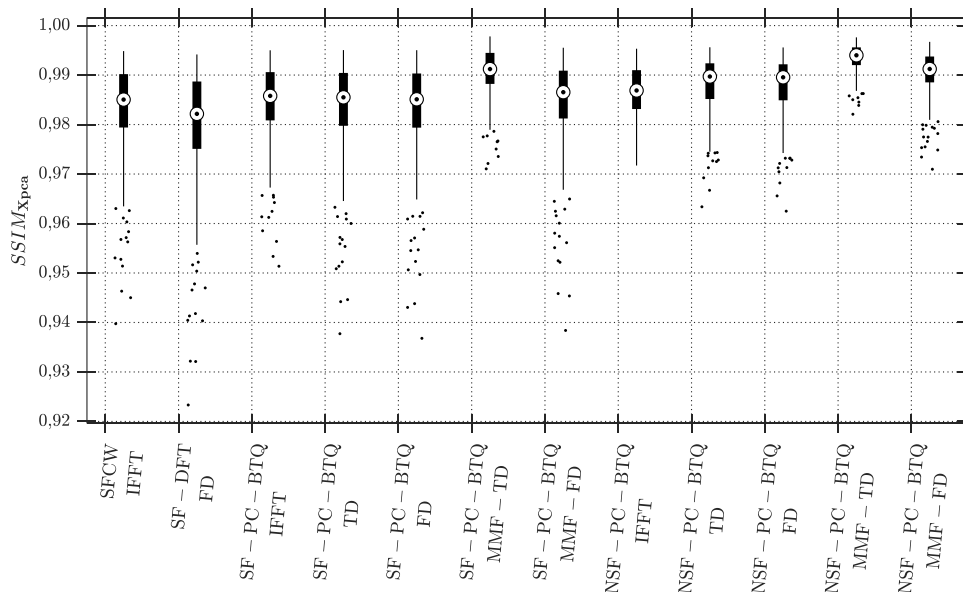
Rys. 5.17. Wartości wskaźnika podobieństwa strukturalnego $SSIM_{\mathbf{X}}$ dotyczące poszczególnych zbiorów B-skanów

Analizując rysunek 5.18, dotyczący wskaźnika $SSIM_{x_{cel}}$, należy uznać, że wszystkie techniki umożliwiają wierne zobrazowanie celu. Sygnał SF-PC-BTQ-MMF-FD cechuje się jednak nieznacznym pogorszeniem jakości zobrazowania w części uzyskanych przypadków. Biorąc pod uwagę skalę osi odciętych jest to spadek wartości wskaźnika o jedynie mniej niż 2 %. Ponownie SF-DFT posiada marginalnie gorsze właściwości.

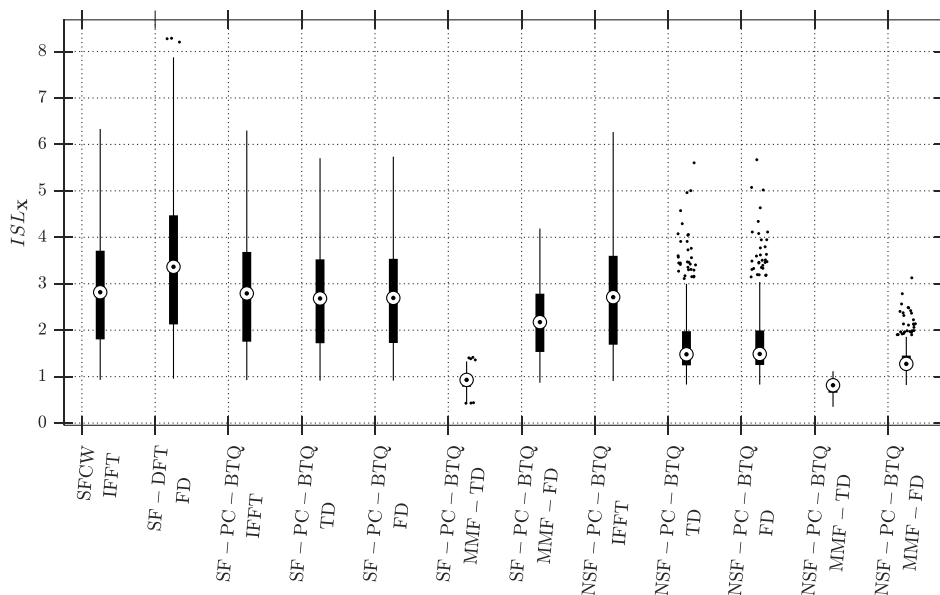


Rys. 5.18. Wartości wskaźnika podobieństwa strukturalnego $SSIM_{x_{cel}}$ dotyczące poszczególnych zbiorów B-skanów

Zakres wartości wskaźnika $SSIM_{x_{pca}}$ z rys. 5.19 pokazuje, że pojedyncze przypadki w niektórych zobrazowaniach uzyskanych innymi technikami są poza obszarem danych dotyczących SFCW. Jest to maksymalnie kilkuprocentowa różnica, a przeważająca większość cechuje się zbliżonymi i lepszymi właściwościami odwzorowania odniesienia po zastosowaniu metody PCA do redukcji tła.



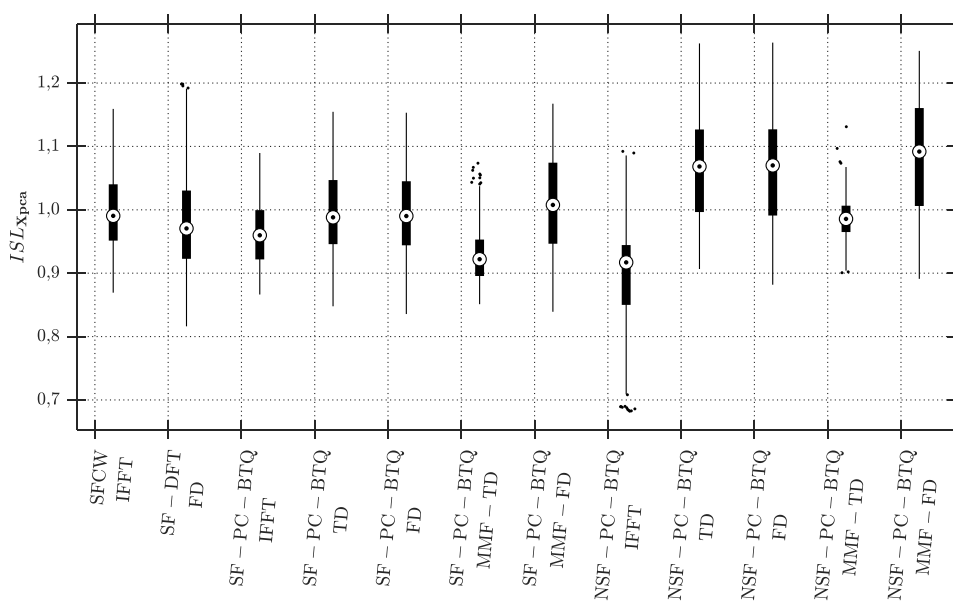
Rys. 5.19. Wartości wskaźnika podobieństwa strukturalnego $SSIM_{x_{pca}}$ dotyczące poszczególnych zbiorów B-skanów



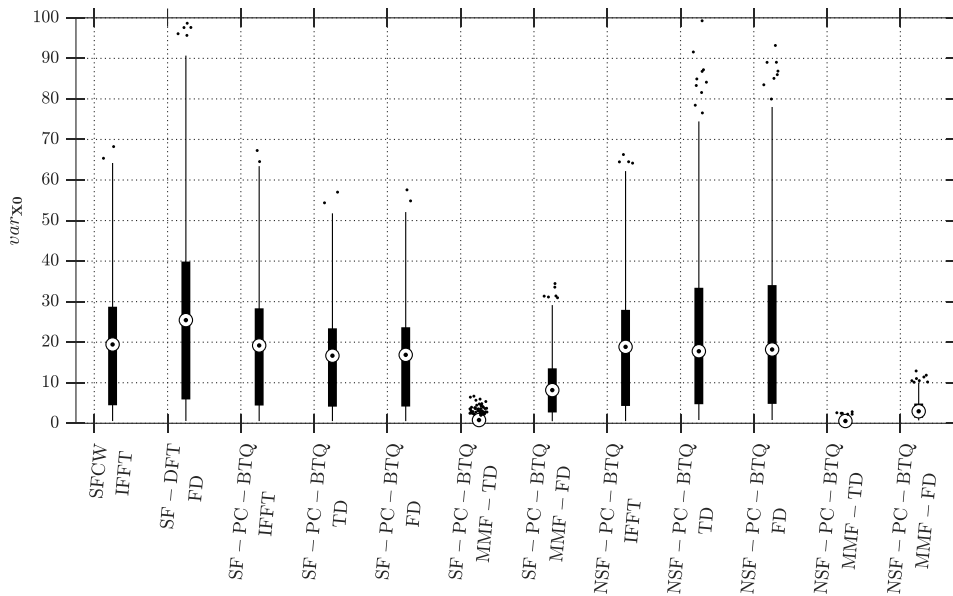
Rys. 5.20. Wartości stosunku ISL_x dotyczące poszczególnych zbiorów B-skanów

Właściwości energetyczne ujęte na rys. 5.20, obejmujące wskaźnik ISL_x , pozwalają na stwierdzenie, że wyłączenie zobrazowania powstałe w oparciu o filtrację niedopasowaną w dziedzinie czasu z subimpulsami klasy BTQ są minimalnie gorsze od odniesienia. Lepsze właściwości daje technika FD. Pozostałe zobrazowania wykazują lepsze wartości współczynnika ISL_x .

Redukcja tła metodą PCA powoduje wyrównanie właściwości energetycznych, co jest widoczne na rysunku 5.21. Tym razem część wyników dotyczących NSF-PC-BTQ-IFFT cechuje się gorszym wskaźnikiem $ISL_{x_{pca}}$. Pozostałe zobrazowania są w tym kontekście takie same lub lepsze.



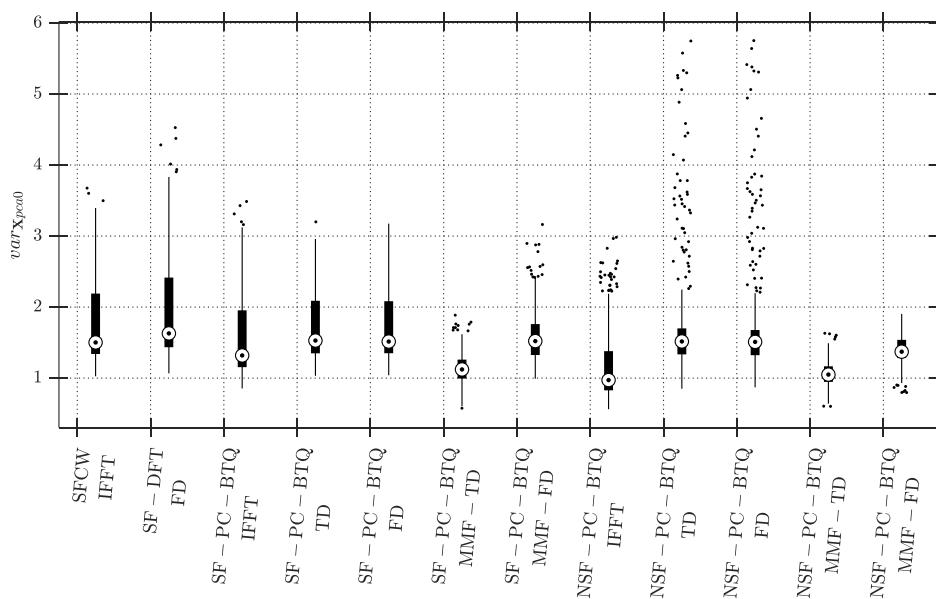
Rys. 5.21. Wartości stosunku $ISL_{x_{pca}}$ dotyczące poszczególnych zbiorów B-skanów



Rys. 5.22. Wartości wariancji var_{x_0} dotyczące poszczególnych zbiorów B-skanów

Najlepszą redukcję fluktuacji części zobrazowania bez istotnego udziału sygnału użytecznego przejawia technika MMF, co jest widoczne na rysunku 5.22. Parametr var_{x_0} jest gorszy dla SF-DFT, co można uzasadnić w omawianym przypadku opisanym tutaj sposobem generacji tego sygnału. Gorsze właściwości redukcji fluktuacji dotyczą również niewielkiego ułamka zobrazowań uzyskanych z wykorzystaniem NSF.

Pomijając punkty wartości odstających (ang. *outliers*) oraz wyniki dotyczące SF-DFT z rys. 5.23, fluktuacje po redukcji tła metodą PCA pozostają na poziomie SFCW lub lepszym. W niektórych przypadkach nastąpiła również poprawa w stosunku do zobrazowań uzyskanych z wykorzystaniem falki Rickera.



Rys. 5.23. Wartości wariancji $var_{x_{pca0}}$ dotyczące poszczególnych zbiorów B-skanów

Dla ułatwienia całościowego spojrzenia na wyniki symulacji FDTD wartości średnie wskaźników z powyższych rysunków zostały zestawione w tabeli 5.

Tabela 5. Zestawienie wartości średnich wykorzystanych wskaźników uzyskanych ze wszystkich symulacji FDTD

Sygnal	Metoda	$SSIM_{\mathbf{X}}$	$SSIM_{\mathbf{X}_{cel}}$	$SSIM_{\mathbf{X}_{pca}}$	$ISL_{\mathbf{X}}$	$ISL_{\mathbf{X}_{pca}}$	$var_{\mathbf{X}0}$	$var_{\mathbf{X}_{pca}0}$
SFCW	IFFT	0,537	0,987	0,983	2,864	1,000	20,388	1,776
SF-DFT	FD	0,479	0,984	0,980	3,394	0,981	29,022	1,975
SF-PC-BTQ	IFFT	0,539	0,988	0,985	2,841	0,964	20,137	1,587
SF-PC-BTQ	FD	0,594	0,988	0,983	2,705	0,997	16,560	1,726
SF-PC-BTQ	TD	0,596	0,988	0,984	2,696	1,000	16,387	1,727
NSF-PC-BTQ	IFFT	0,541	0,991	0,987	2,781	0,899	19,959	1,193
NSF-PC-BTQ	FD	0,607	0,994	0,988	1,763	1,066	24,996	1,751
NSF-PC-BTQ	TD	0,609	0,994	0,988	1,753	1,069	24,502	1,750
SF-PC-BTQ	MMF-FD	0,763	0,986	0,985	2,205	1,010	9,219	1,613
SF-PC-BTQ	MMF-TD	0,891	0,991	0,991	0,901	0,929	1,088	1,140
NSF-PC-BTQ	MMF-FD	0,837	0,996	0,991	1,345	1,088	3,542	1,380
NSF-PC-BTQ	MMF-TD	0,888	0,997	0,994	0,786	0,986	0,669	1,071

Analiza danych z rysunków 5.17, 5.18, 5.19, 5.20, 5.21, 5.22, 5.23 oraz wartości średnie z tabeli 5 dowodzą, że wybrane emisje ze skokową modulacją częstotliwości umożliwiają generację wysokorozdzielczych obrazów georadarowych. Dla przeważającej większości wyników wybrane miary wykazują tożsamą lub wyższą jakość zobrazowania niż przyjęte odniesienie.

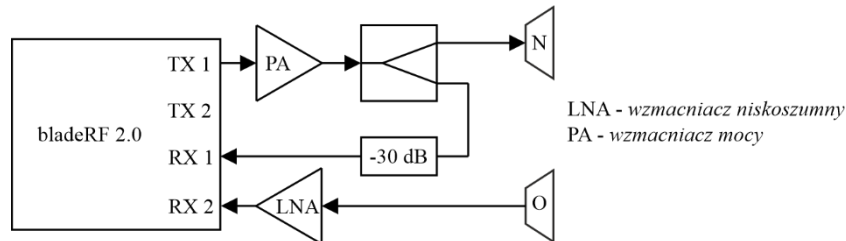
5.3. Stosowalność rozpatrywanych sygnałów w radarze programowalnym

Praktyczna weryfikacja wstępnych założeń dotyczących sygnału radiolokacyjnego może zostać zrealizowana w oparciu o technikę SDR [195]. Współcześnie jest to popularne podejście, które umożliwia konstrukcję prototypów radarów [65, 196], nawet przy wykorzystaniu łatwo dostępnych i tanich platform [197, 198]. Takim przykładem może być również autorska propozycja georadaru SFCW [154].

W niniejszej pracy wykorzystano radio programowalne bladeRF 2.0 micro xA4 [199]. Jego cena wynosi 480 USD. Trzon przetwarzania sygnałów wysokiej częstotliwości w tej platformie stanowi układ AD9361 produkcji Analog Devices. Jest to dwukanałowy *transceiver*, który posiada możliwość nadawania w zakresie od 47 MHz do 6 GHz i odbioru od 70 MHz do 6 GHz. Platforma bladeRF 2.0 micro cechuje się częstotliwością próbkowania 61,44 Msps z 12-bitową rozdzielczością. Nominalna moc wyjściowa to

8 dBm, a wymiary 6,2 cm x 10,2 cm x 1,8 cm. Kontrola i transfer danych odbywa się poprzez uniwersalną magistralę szeregową w standardzie USB 3.1 Gen 1.

Na rysunku 5.24 przedstawiono propozycję systemu przeznaczoną do badania stosowalności sygnałów klasy SF w radarze programowalnym. Wzmocniony sygnał z wyjścia TX 1 jest transmitowany przez antenę nadawczą, a jego słumiona kopia podawana jest na wejście referencyjne RX 1. Sygnał z anteny odbiorczej jest podawany poprzez LNA na wejście RX 2.

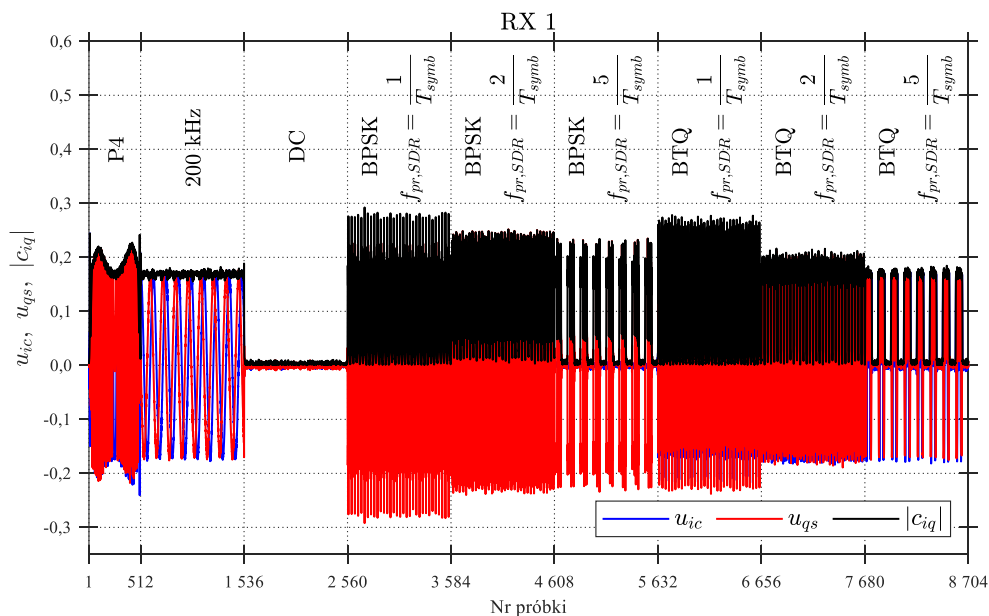


Rys. 5.24. Schemat proponowanego prototypu georadaru programowalnego z pobudzeniami typu SF

Poza bladeRF 2.0 do konstrukcji prototypu użyto układów tego samego producenta: wzmacniacza mocy BT-100 o wzmocnieniu 10,7 dB dla 2,4 GHz i niskoszumnego wzmacniacza BT-200 o wzmocnieniu 16 dB dla 2,4 GHz. Wykorzystano też dzielnik mocy Omni Spectra 2089-4106-00 oraz parę tubowych anten piramidalnych.

Przy pracy kilkukanalowej sterownik urządzenia zapewnia niezakłócony przepływ strumienia próbek przy prędkości próbkowania do 80 Msps. W przyjętym schemacie wykorzystywane są trzy kanały. Z tego powodu zdecydowano się wybrać $f_{pr,SDR} = 25$ MHz.

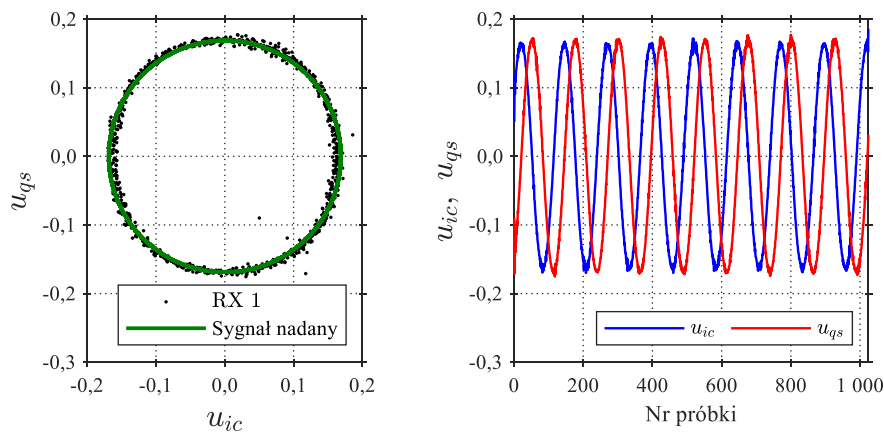
Jednym z problemów techniki SDR jest generacja i synteza częstotliwości [200]. Kłopotliwa jest również kontrola zależności fazowych. W odróżnieniu od droższych platform, w tanich z reguły nie ma możliwości zapewnienia koherencji w poszczególnych kanałach. Możliwe jest natomiast wykorzystanie tego samego sygnału zegarowego. Problem zapewnienia synchronizacji, koherencji oraz przebadania właściwości sygnałów SF rozwiązano w oparciu o transmisję sekwencji z rysunku 5.25.



Rys. 5.25. Transmitowana sekwencja odebrana na wejściu referencyjnym – RX 1. Moduł oraz składowe IQ

Pierwsze 512 próbek to kod P4 wykorzystany w tym przypadku do znalezienia początku sygnału użytecznego w zapisanym strumieniu. Wykorzystana biblioteka umożliwia zapis danych, które są próbkowane synchronicznie, jednak przechwytywane są bez informacji o chwili odniesienia. Korelacja odebranej i nadanej sekwencji umożliwiła w prosty sposób określenie tej chwili.

Kolejne 1 024 próbki dotyczą emisji tonu o częstotliwości 200 kHz. Przedstawiono je na rysunku 5.26. Zakładając, że PA, dzielnik i tłumik wprowadzają stałe opóźnienie fazy, na podstawie opóźnienia w kanale RX 1 można oszacować jakie jest aktualne przesunięcie fazy pomiędzy kanałami TX i RX. Kanał RX 2 pozostaje w koherencji z kanałem RX 1, dlatego oba odebrane sygnały przesuwane są w fazie o wyliczoną wartość.



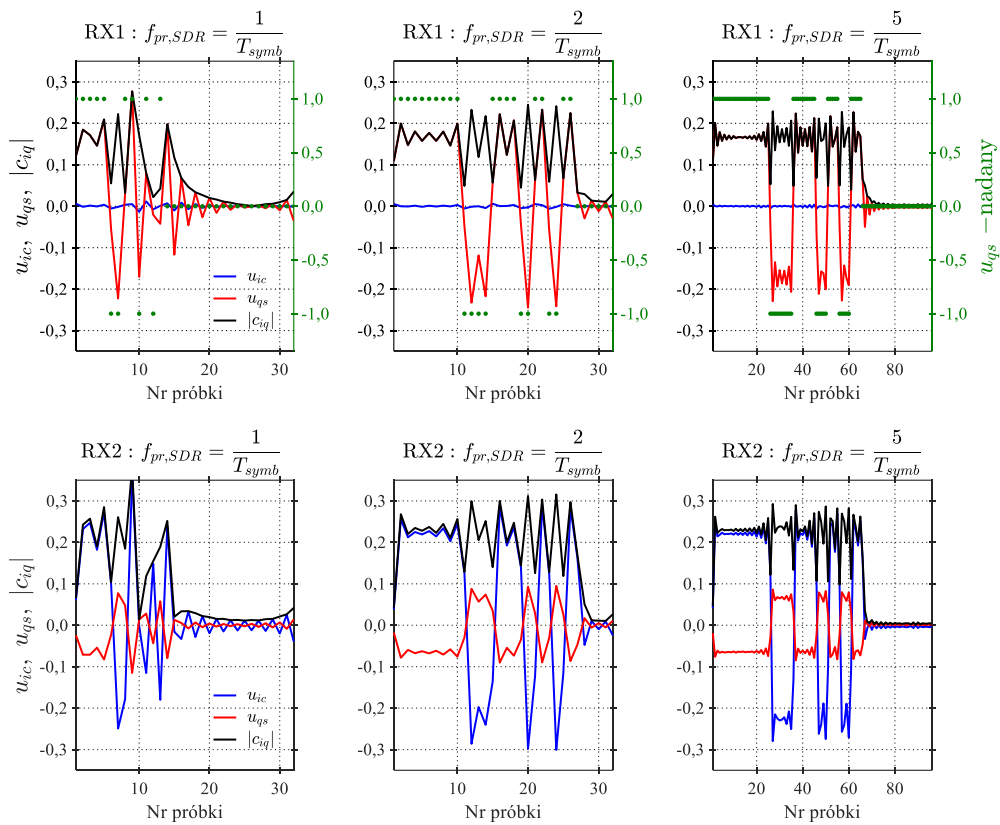
Rys. 5.26. 1 024 próbki tonu o częstotliwości 200 kHz

Pomimo, że urządzenie jest fabrycznie skalibrowane, co jest widoczne na diagramie konstelacji z rys. 5.26, kolejne 1 024 próbki są ciągiem zer. Na podstawie wartości średniej z próbek I oraz próbek Q szacuje się składowe stałe, które są odejmowane od odebranych sekwencji.

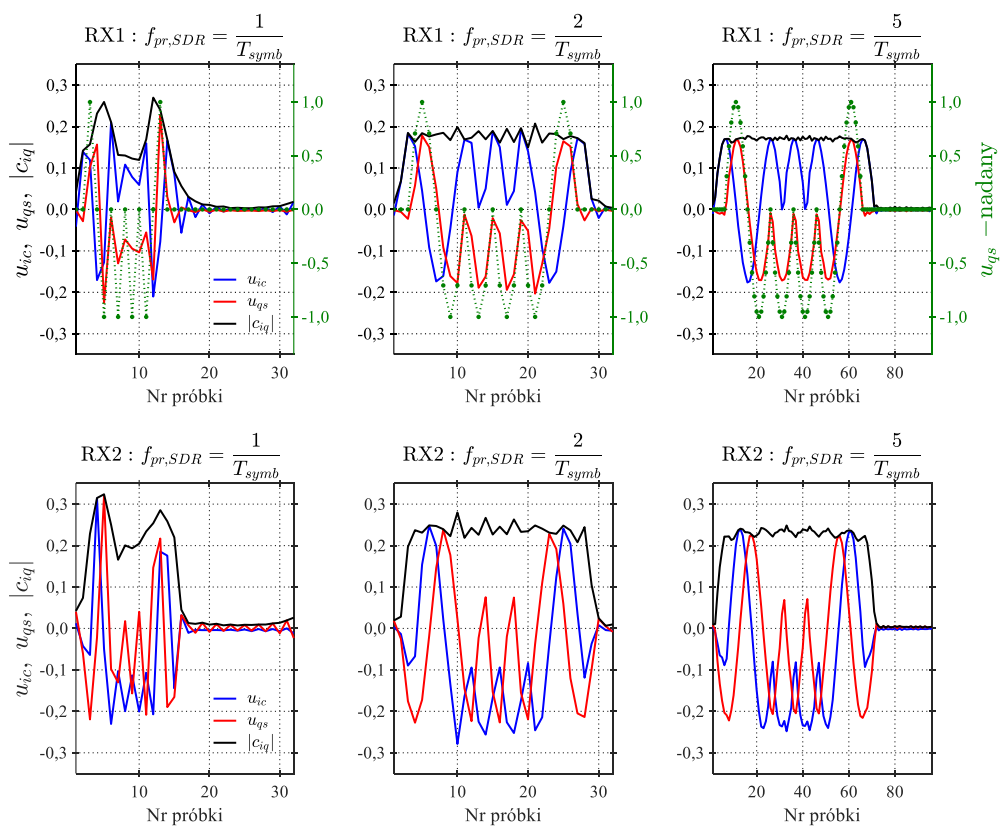
Kolejne 6 paczek, każda składająca się z 1 024 próbek, to sygnały z modulacją fazy. Pierwsze 3 paczki dotyczą BPSK, kolejne obejmują BTQ. W obu przypadkach sekwencję modulującą stanowił 13-elementowy kod Barkera. Każda z trzech paczek obejmuje sygnał, w którym 1 symbol reprezentowany jest przez pojedynczą, dwie lub 5 próbek. W obrębie paczki wysyłane były fragmenty o długości 32 lub 96 próbek, uzupełnione zerami i powtarzane, aby zapewnić długość 1 024 próbek. Powielenie sekwencji umożliwiło ich uśrednienie poprawiając w ten sposób *SNR*.

Na rysunku 5.27 przedstawiono uśrednione fragmenty sygnału BPSK z trzech kolejnych paczek. Zielonym kolorem naniesiono część urojoną nadawanych emisji, część rzeczywista była zerowa. Należy mieć na uwadze, że jest to sygnał po przejściu przez cały tor transmisyjny, co w przypadku RX 2 obejmowało dwie anteny skierowane aperturami w kierunku betonowej powierzchni, do której przylegały.

Rysunek 5.28 zawiera uzyskane w powyższy sposób fragmenty dotyczące emisji BTQ. W tym przypadku zielonym kolorem również naniesiono część urojoną nadanego sygnału, jednak część rzeczywista nie jest zerowa i dla czytelności została pominięta.



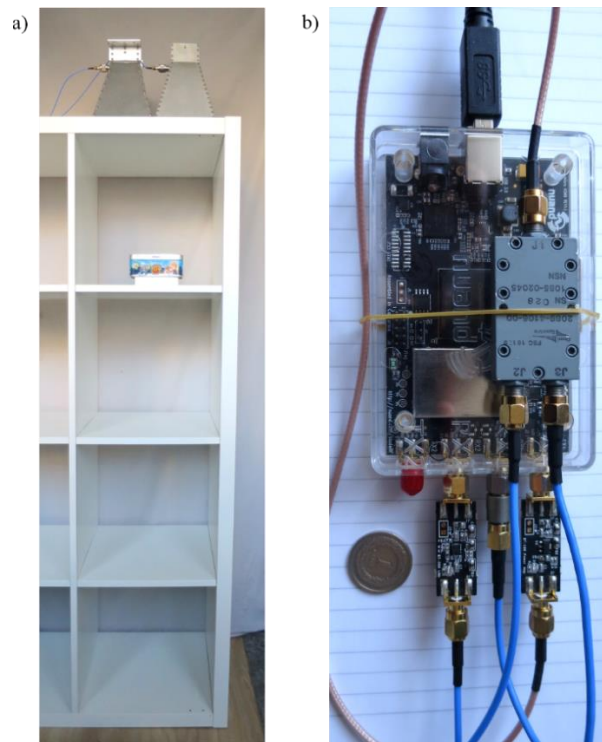
Rys. 5.27. Odebrane uśrednione fragmenty sekwencji zawierające emisje BPSK



Rys. 5.28. Odebrane uśrednione fragmenty sekwencji zawierające emisje BTQ

W obu przypadkach wraz ze wzrostem nadpróbki odebrane sygnały przypominają nadane wzorce. W przypadku BTQ wahania modułu sygnału są wyraźnie mniejsze, co świadczy o lepszym dopasowaniu do toru.

Poza kontrolą możliwości generacji sygnałów w oparciu o radio programowalne zdecydowano się na wygenerowanie profilu odległościowego. Celem tego zabiegu nie była szczegółowa ocena ilościowa możliwości pomiarowych. Głównym zamiarem było sprawdzenie na ile w nielaboratoryjnych warunkach profile oparte o transmisje SF-PC-BPSK i SF-PC-BTQ różnią się od SFCW. W związku z tym zdecydowano się prześwietlić fragment pustej przestrzeni z metalowym prostopadłościanem ułożonym na pewnej, regulowanej wysokości. Przykładowa realizacja scenariusza pomiarowego widoczna jest na rysunku 5.29. a. W części rys. 5.29. b widoczny jest proponowany prototyp georadaru programowalnego.



Rys. 5.29. a) Konfiguracja anten i celu podczas rzeczywistego pomiaru; b) bladeRF 2.0 wraz ze wzmacniaczami, tłumikiem i dzielnikiem mocy

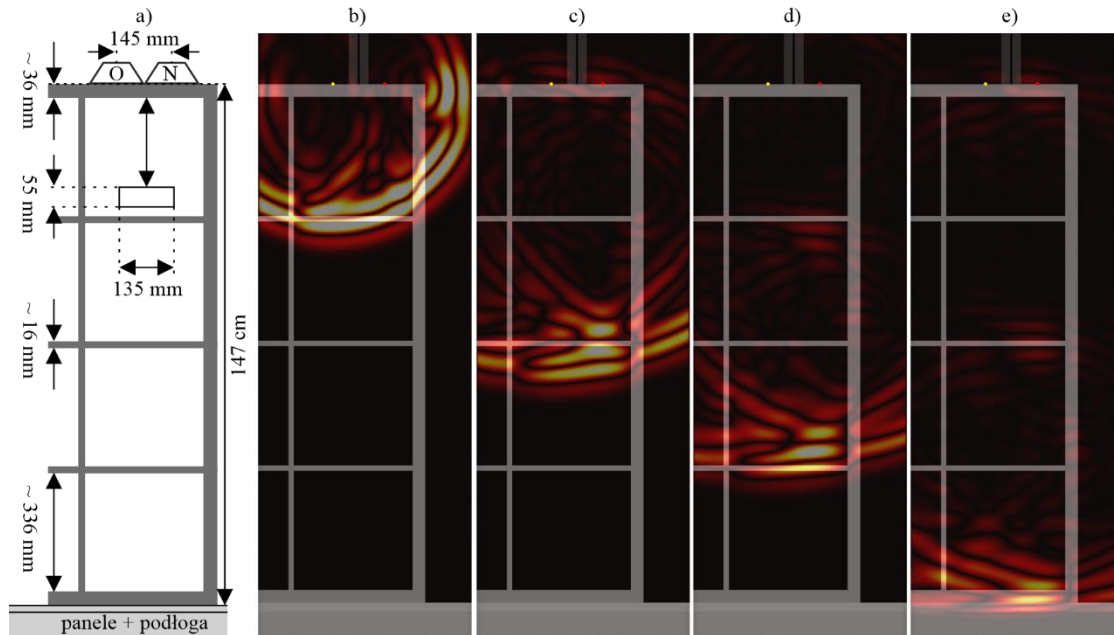
Na rysunku 5.30. a przedstawiono wymiary wykorzystanego regału oraz puszek. Mając na uwadze fakt propagacji w złożonym środowisku i brak niwelacji wpływu otoczenia, przeprowadzono prostą symulację FDTD. Na rys. 5.30. b - 5.30. e pokazano w jaki sposób poszczególne półki wpływają na rozkład natężenia pola elektrycznego.

Dla poprawy czytelności wykorzystano impuls Rickera (dotychczasowe odniesienie w ramach rozprawy). Dla uproszczenia obliczeń, anteny zasymulowano jako dipole Hertza odseparowane metalową płytką obudowaną warstwą absorbera Eccosorb LS 18 [186]. Kolejne półki zrealizowane są z suchych płyt wiórowych. W symulacji przyjęto, że względna przenikalność elektryczna płyt wiórowych wynosi $\epsilon_r = 1,6$, podłogi $\epsilon_r = 10$, a paneli podłogowych $\epsilon_r = 3$.

Biorąc pod uwagę powyższe założenia, w profilu poza echem od półek oraz metalowego obiektu (zwanego dalej celem) widoczne mogą być słabsze odbicia od kolejnych obiektów.

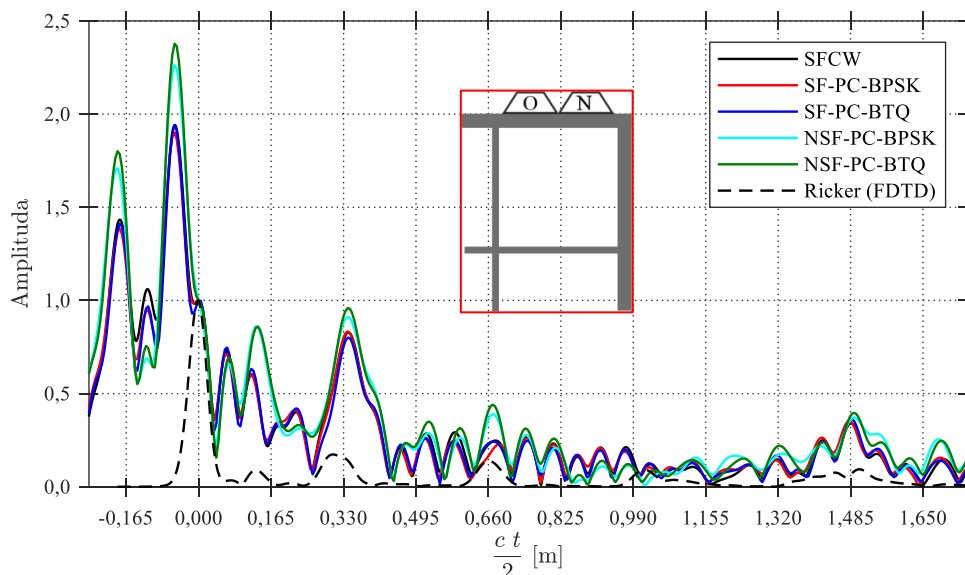
Częstotliwość próbki, wybrane wartości współczynnika nadpróbki oraz zakres częstotliwości przyjęty na $f_{min} = 1$ GHz, $f_{max} = 4$ GHz, wymusiły realizację

pomiarów w oparciu o $N_c = 1\,201$ subimpulsów i $f_c = 2,5$ GHz. Zdecydowano się na pomiar z równym odstępem częstotliwości $\Delta f = 2,5$ MHz oraz transmisję NSF z $g_1 = 0,32$ i $g_2 = 0,098$. Taka konfiguracja parametrów sprawia, że metoda tworzenia profilu odległości w dziedzinie czasu staje się bardzo nieefektywna, dlatego ograniczono zakres badań do zobrażeń wykorzystujących technikę FD.



Rys. 5.30. a) Wymiary dotyczące scenariusza pomiarowego; b) – e) natężenie pola elektrycznego w chwilach przejścia przez kolejne półki (symulacja FDTD bez puszeki – impuls Ricker’a)

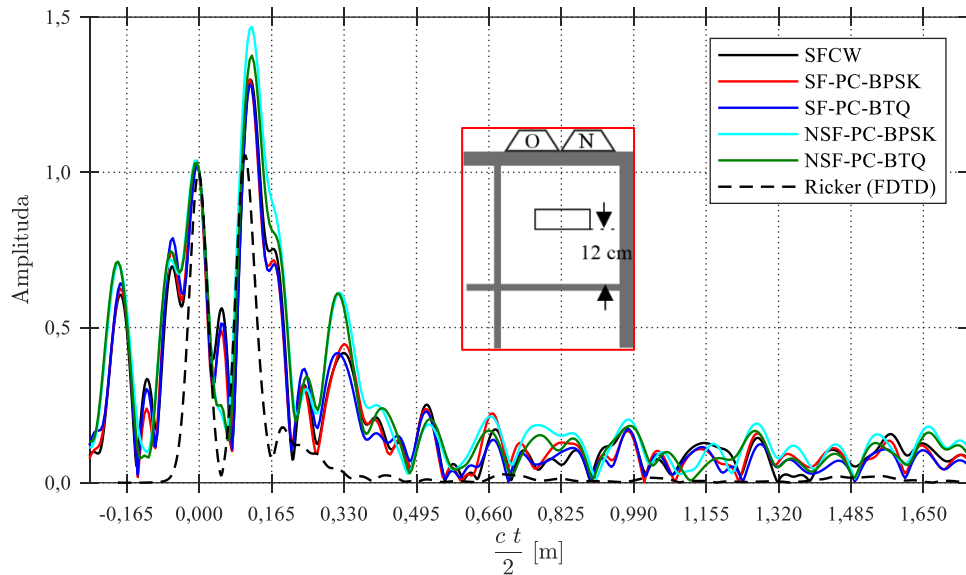
Na rysunku 5.31 zestawiono profile odległościowe dotyczące tła – regału bez ulokowanej puszeki. Profile zostały unormowane co do wartości dla chwili związanej z pierwszym pikem profilu FDTD. Jest to obszar dotyczący odbicia od powierzchni z antenami. Zakładając prędkość propagacji równą c , profile wyświetlono w funkcji odległości.



Rys. 5.31. Profile odległościowe SDR – wynik sondowania struktury bez obecności celu

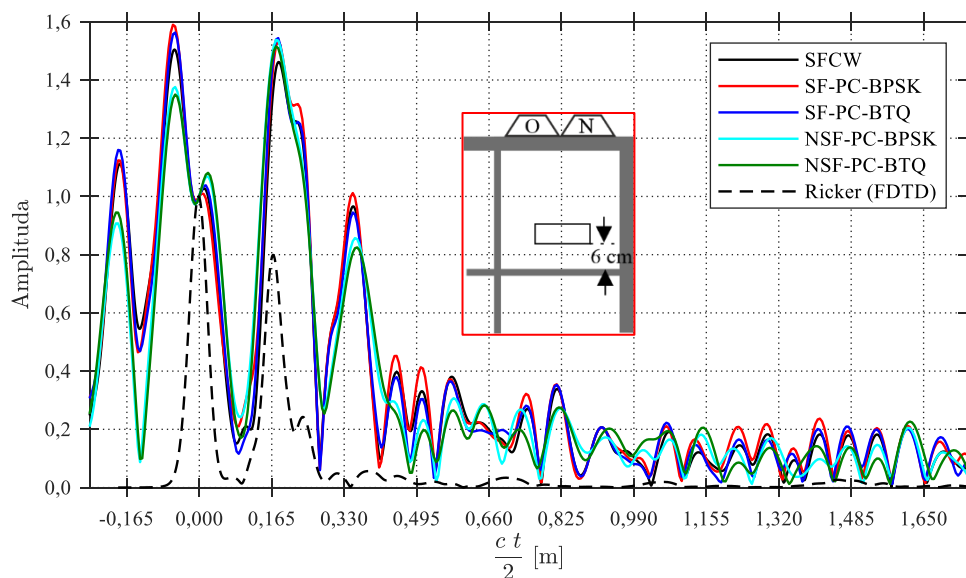
Początki rzeczywistych profili zawierają zniekształcenia związane z charakterystyką odpowiedzi układu antenowego. Po odbiciu od powierzchni na odległości kilkunastu centymetrów widoczne jest echo od dolnej krawędzi powierzchni. Pomimo znacznej odległości, elementem o widocznym udziale w profilu jest przejście pomiędzy dolnym końcem struktury, a podłogą w odległości ok. 1,5 m. Po drodze sygnał propaguje się przez 3 półki. W zobrazowaniu widoczne są pierwsze dwie – na odległości ok. 33 cm oraz ok. 66 cm. W przypadku drugiej półki wyraźniej lepiej prezentują się profile NSF.

Na rys. 5.32 przedstawiono profile dotyczące lokalizacji celu 12 cm nad powierzchnią pierwszej półki. Ponownie, dane są do siebie zbliżone, a metody NSF tym razem wyraźniej zobrazowują odbicie od pierwszej półki.

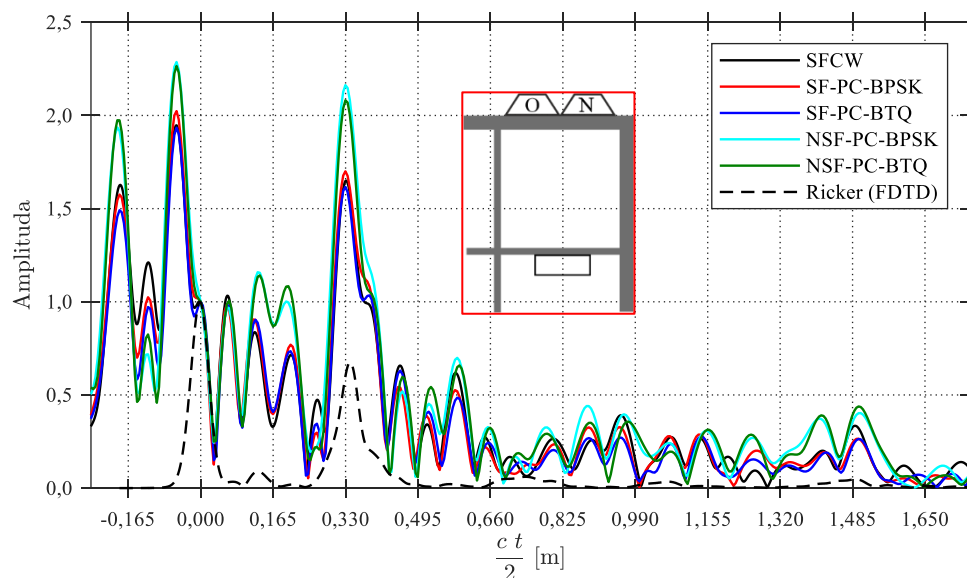


Rys. 5.32. Profile odległościowe SDR – wynik sondowania przestrzeni z celem ulokowanym 12 cm nad pierwszą półką

Kolejne wyniki dotyczą zawieszenia celu 6 cm nad pierwszą półką oraz umieszczenia go tuż pod pierwszą półką. Wskazane profile zostały zobrazowane na rys. 5.33 oraz rys. 5.34.



Rys. 5.33. Profile odległościowe SDR – wynik sondowania przestrzeni z celem ulokowanym 6 cm nad pierwszą półką



Rys. 5.34. Profile odległościowe SDR – wynik sondowania przestrzeni z celem zlokalizowanym tuż pod pierwszą półką

Przeprowadzone testy dowodzą, że sygnały z modulacją SF umożliwiają generowanie profili odległościowych w oparciu o technikę SDR. Pomimo wykorzystania taniej platformy radiowej oraz przeprowadzenia testów w warunkach domowych, uzyskano zobrazowania zbliżone lub lepsze niż uzyskane techniką SFCW.

6. Wnioski i uwagi końcowe

Dowód tezy niniejszej pracy wymagał interdyscyplinarnego podejścia. Główna część rozprawy dotyczy możliwości poprawy zobrazowania GPR poprzez zastosowanie określonego typu sygnału. Podstawę większości rozważań stanowiła poprawa rozróżnialności odległościowej. Należy zaznaczyć, że sygnał sondujący jest tylko jednym z czynników wpływających na jakość zobrazowania. Kluczowym było poznanie techniki GPR, sposobu realizacji pomiaru, konfiguracji sprzętowej, możliwych zastosowań i aktualnie wykorzystywanych sposobów generacji zobrazowania. Na uwagę zasługuje fakt konieczności zrozumienia zjawiska propagacji fali elektromagnetycznej, stanowiącego istotę funkcjonowania georadaru.

W pracy przeanalizowano aspekty związane z doborem emisji wąskopasmowych stanowiących subimpulsy sekwencji SF. Poza najszerzej opisanym w literaturze sygnałem LFM możliwe jest wykorzystanie sekwencji z kodowaniem fazy w sposób dyskretny. Obejmuje ono modulację BPSK, a w przypadku kodów polifazowych modulację PSK (ang. *phase shift keying*). Stosowanie tego typu sygnałów w radiolokacji może być kłopotliwe. Jako przykład można przedstawić koncentrację energii sygnału we wstęgach bocznych (rys. 4.14), która może przyczynić się do generacji niepożądanych zakłóceń w środowisku elektromagnetycznym. Gwałtowne zmiany wartości fazy sygnału często nie są wiernie przenoszone przez kanał transmisyjny, co w przypadku wykorzystania takich emisji może wpływać na pogorszenie jakości zobrazowania. Jedno z rozwiązań tych problemów dotyczy wykorzystania kodowania fazy w sposób ciągły. W pracy została przebadana możliwość zapewnienia ciągłego kodowania fazy w oparciu o popularną w radiolokacji transformację BTQ. Z przeprowadzonych badań wynika, że właściwości związane z generacją zobrazowania emisjami SF-PC-BTQ zapewniają zbliżony poziom jakości zobrazowań do przypadku stosowania tego samego kodu w SF-PC-BPSK.

Dane, otrzymane z tego samego pomiaru georadarem z sygnałem sondującym typu SF, mogą być wykorzystane do tworzenia zobrazowań o różnych właściwościach. Z tego powodu w pracy zwrócono uwagę na sposób generacji profilu odległościowego. Przebadano trzy podstawowe metody – najszybszą: IFFT, wymagającą najwięcej pamięci komputera do obliczeń, ale w wielu przypadkach generującą wierniejsze profile: TD oraz szybką i wiernie opisującą profil: FD. Dodatkowo zwrócono uwagę na możliwość poprawy zobrazowania przez filtrację niedopasowaną. Tego typu filtracja powoduje poprawę interpretowalności zobrazowania.

Polepszenie zobrazowania w georadarach z sygnałami SF może następować również poprzez kodowanie międzyimpulsowe. Szczególnie wyraźna poprawa jakości zobrazowań była możliwa dzięki wykorzystaniu nieliniowej modulacji częstotliwości.

Jedno z kluczowych zastosowań georadaru dotyczy detekcji min lądowych, ze szczególnym uwzględnieniem min przeciwpiechotnych. Pomimo wysoce nietycznej zasady działania min przeciwpiechotnych, są one wykorzystywane we współczesnych konfliktach zbrojnych. Ich konstrukcja w dużym stopniu utrudnia detekcję innymi metodami niż GPR, ze względu na niską zawartość metalu. Dodatkowo, charakter odbitego sygnału uwzględniający przejścia fali poprzez kolejne struktury miny może stanowić nie tylko zespół cech pozwalających odróżnić minę od zakłócenia, ale również rozróżnić konkretny rodzaj miny. System GPR, który zapewni możliwość uzyskania zobrazowania wysokorozdzielczego, będzie mógł być wykorzystany do rozpoznawania obiektów, w tym potencjalnie w sposób bezobsługowy. W kontekście obiektów niebezpiecznych, stanowiących realne zagrożenie dla człowieka, wymienione w rozprawie techniki mogą zapewnić wzrost potencjału militarnego, jednocześnie

minimalizujące zagrożenie dla zdrowia i życia ludzkiego. Było to przesłanką do wykorzystania w pracy modelu trudnej do wykrycia miny, stanowiącej obiekt o płytkiej lokalizacji.

W pracy została przeprowadzona kontrola propagacji sygnałów SF w różnych rodzajach gruntu. Wskazany sposób przedstawienia danych obejmujący różną separację anten w systemie bistatycznym, wysokość zawieszenia anten oraz głębokość zakopania miny uwypukla sens badania. Sprawdzone zostały możliwości generacji wysokorozdzielczego zobrazowania georadarowego w oparciu o sekwencje SF. Liczenie statystyk za wszystkie modele oraz dla wszystkich zadanych zależności geometrycznych, poszerza zbiór możliwych przypadków aplikacyjnych. Należy zaznaczyć, że celem pracy nie była ilościowa ocena jakości zobrazowania przy użyciu sygnałów SF. Zasadniczym elementem rozprawy uznano stwierdzenie, że ten typ emisji spełnia warunki umożliwiające generację odpowiednich zobrazowań. Przy czym jako odniesienie wybrano sygnały powszechnie stosowane, uważane za zapewniające odpowiedni poziom jakości zobrazowań.

Należy zaznaczyć, że poza potwierdzeniem tezy, praca w sposób pośredni przyczynia się do wskazania wad i zalet wykorzystania sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości w GPR.

Wśród potencjalnych wad wykorzystania sygnałów SF należy wymienić ograniczenie czasu generacji zobrazowania w oparciu o te techniki. W pracy nie przebadano ilościowo kwestii związanych z czasem obliczeń. Biorąc pod uwagę dostępne na rynku rozwiązania pracujące z sygnałem SFCW, które dodatkowo realizują detekcję obiektów ruchomych, zasadne jest założenie możliwości implementacyjnych proponowanych sygnałów. Można również pokusić się o wniosek, że zapewnienie odpowiednio dużej szerokości pasma subimpulsu B_b może przyczynić się do generacji zobrazowania w sposób wspomagający operatora w czasie realizacji bieżących pomiarów. Współcześnie pasmo kilkuset MHz jest właściwie standardem. Możliwe jest również wykorzystanie proponowanych w pracy rozwiązań jako opcja podczas realizacji pomiaru. Georadar domyślnie mógłby pracować w trybie SFCW, natomiast w przypadku akwizycji danych do rozpoznania lub szczegółowej analizy dochodziłoby do sondowania techniką SF.

Wyniki badań wykazały się zależnością od nadpróbkowania sygnału w torze przetwarzania. Wraz ze wzrostem współczynnika nadpróbkowania poprawiały się właściwości generowanych zobrazowań. Jest to wartość stanowiąca kompromis – dodatkowe nadpróbkowanie ogranicza wykorzystanie pasma przetwornika. Istnieje możliwość przetwarzania z częstotliwością próbkowania równą częstotliwości Nyquista, jednak lepsze w stosunku do SFCW zobrazowanie możliwe jest do uzyskania, gdy $OSR_{SDR} \geq 4$.

Wszystkie proponowane techniki SF wykorzystujące wąskopasmowe emisje z kodowaniem ciągłym i dyskretnym zapewniają możliwość generacji zobrazowań o wysokim poziomie podobieństwa do zobrazowań referencyjnych. Przy czym jako odniesienie wykorzystano zobrazowania z georadarów impulsowych oraz SFCW. Połączenie odpowiedniego doboru subimpulsów, metody tworzenia profilu odległościowego oraz modulacji międzyimpulsowej umożliwiło również uzyskanie zobrazowań przewyższających swoją czytelnością zobrazowania odniesienia.

Uzyskane w pracy wyniki obejmujące rozważania teoretyczne, symulacje oraz częściowo praktyczną weryfikację pozwalają na potwierdzenie postawionej tezy: **możliwe jest uzyskanie wysokorozdzielczych zobrazowań georadarowych obiektów o płytkiej lokalizacji, przy pomocy syntezy częstotliwościowej emisji z modulacją kąta.**

Do najważniejszych elementów oryginalnych niniejszej pracy należy zaliczyć:

- Analizę i porównanie możliwości obszernego zbioru sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości pod kątem zastosowania w GPR;
- Ocenę możliwości wykorzystania sygnałów SF dla sondowań georadarowych w rzeczywistym medium w zakresie częstotliwości od ok. 750 MHz do ok. 4 000 MHz;
- Sformułowanie oceny praktycznego zastosowania sygnałów ze schodkową modulacją częstotliwości z kodowaniem ciągłym i dyskretnym w pomiarach georadarowych;
- Zaproponowanie metod dodatkowo korygujących krzywą korelacyjną możliwych do wykorzystania w georadarach z sygnałami SF;
- Opracowanie w oparciu o technikę SDR prototypu georadaru umożliwiającego wykorzystanie sygnałów SF z wąskopasmowymi emisjami z kodowaniem ciągłym i dyskretnym;
- Przegląd i fuzję rzeczywistych modeli gruntu umożliwiających symulację rzeczywistej gleby w zakresie częstotliwości od ok. 750 MHz do ok. 4 000 MHz.

7. Literatura

- [1] D. J. Daniels, *Ground Penetrating Radar 2nd Edition*, London: The Institution of Electrical Engineers, 2004.
- [2] A. P. Annan, „GPR—History, Trends, and Future Developments,” *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, 2002.
- [3] J. Karczewski, Ł. Ortyl i M. Pasternak, *Zarys metody georadarowej*, Wydawnictwa AGH, 2011.
- [4] F. T. Gizzi i G. Leucci, „Global Research Patterns on Ground Penetrating Radar (GPR),” *Surveys in Geophysics*, tom 39, nr 6, 2018.
- [5] G. M. Olhoeft, „Applications and frustrations in using ground penetrating radar,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, tom 17, nr 2, 2002.
- [6] H. K. Chlaib, W. Abdalnaby i N. Abd, „Application of the ground penetrating radar to detect weapons caches and unexploded ordnance: laboratory experiments,” *IOSR Journal of Applied Geology and Geophysics*, tom 2, 2014.
- [7] M. Pasternak, *Radarowa penetracja gruntu*, Warszawa: Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2015.
- [8] E. Slob, M. Sato i G. Olhoeft, „Surface and borehole ground-penetrating-radar developments,” *Geophysics*, tom 75, nr 5, 2010.
- [9] E. C. Utsi, *Ground Penetrating Radar: Theory and Practice*, Butterworth-Heinemann, 2017.
- [10] L. Guo, J. Chen, X. Cui, B. Fan i H. Lin, „Application of ground penetrating radar for coarse root detection and quantification: a review,” *Plant and Soil*, tom 362, 2013.
- [11] D. J. Daniels, „A review of GPR for landmine detection,” *Sensing and Imaging: An International Journal*, tom 7, nr 3, 2006.
- [12] X. L. Travassos, S. L. Avile i N. Ida, „Artificial Neural Networks and Machine Learning techniques applied to Ground Penetrating Radar: A review,” *Applied Computing and Informatics*, 2018.
- [13] E. Costamagna, P. Gamba i S. Lossani, „A neural network approach to the interpretation of ground penetrating radar data,” w *IEEE International Geoscience and Remote Sensing. Symposium Proceedings.*, 1998.
- [14] E. Pasolli, F. Melgani i M. Donelli, „Automatic Analysis of GPR Images: A Pattern-Recognition Approach,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, tom 47, nr 7, 2009.

- [15] G. Caspari i P. Crespo, „Convolutional neural networks for archaeological site detection – Finding “princely” tombs,” *Journal of Archaeological Science*, tom 110, 2019.
- [16] H. Jol, *Ground Penetrating Radar Theory and Applications*, Elsevier Science, 2009.
- [17] J. D. Taylor, *Ultrawideband Radar: Applications and Design*, CRC Press Taylor & Francis Group, 2012.
- [18] R. Liu, R. Wei, W. Huaping i G. Chen, „Ground-Penetrating Radar,” w *Principles of Modern Radar: Volume 3: Radar Applications*, IET Digital Library, 2013.
- [19] D. R. Wehner, *High-resolution radar*, Boston: Artech House, 1995.
- [20] D. J. Rabideau, „Nonlinear synthetic wideband waveforms,” w *Proceedings of the 2002 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No.02CH37322)*, Long Beach, 2002.
- [21] G. S. Gill, H. F. Chiang i J. Hall, „Waveform synthesis for ultra wideband radar,” w *Proceedings of 1994 IEEE National Radar Conference*, Atlanta, 1994.
- [22] G. S. Gill, „Ultra-wideband radar using Fourier synthesized waveforms,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, tom 39, nr 2, 1997.
- [23] R. H. Wills, „A Digital Phase Coded Ground Probing Radar,” w *Ground Penetrating Radar*, Geological Survey of Canada, 1992.
- [24] J. Fraser, *Design and simulation of a coded sequence ground penetrating radar*, Vancouver: University of British Columbia, 2015.
- [25] Q. Zhang, S. Ye, G. Fang i Z. Zeng, „Design and testing of a pseudo random coded GPR for deep investigation,” w *2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Pekin, 2016.
- [26] Z. Xia, Q. Zhang, S. Ye, Y. Wang, C. Chen, H. Yin i G. Fang, „A novel low-frequency coded ground penetrating radar for deep detection,” *IEICE Electronics Express*, tom 12, nr 11, 2015.
- [27] I. Gladkova, „A general class of stepped frequency trains,” w *2006 IEEE Conference on Radar*, Verona, 2006.
- [28] D. E. Maron, „Frequency-jumped burst waveforms with stretch processing,” w *IEEE International Conference on Radar*, Arlington, 1990.
- [29] H. Schimpf, A. Wahlen i H. Essen, „High range resolution by means of synthetic bandwidth generated by frequency-stepped chirps,” *Electronics Letters*, tom 39, nr 18, 2003.

- [30] Y. Hu i X. Wang, „High Range Resolution Synthesized by Non-linear Stepped-Frequency Chirp Pulse Train,” *WSEAS Transactions on Communications*, tom 8, 2009.
- [31] M. Y. Chua, V. C. Koo, H. S. Lim i J. T. Sri Sumantyo, „Phase-Coded Stepped Frequency Linear Frequency Modulated Waveform Synthesis Technique for Low Altitude Ultra-Wideband Synthetic Aperture Radar,” *IEEE Access*, tom 5, 2017.
- [32] C. Fukushima i N. Hamada, „A Study on Stepped Frequency Radar by Using Intra-Pulse Phase Coded Modulation,” w *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2008 WCECS 2008*, San Francisco, 2008.
- [33] J. Jendo i M. Pasternak, „Synthetic Wideband Waveform for Ground Penetrating Radar Application,” w *2019 Signal Processing Symposium (SPSymposium)*, Kraków, 2019.
- [34] K. L. Sitler, R. C. Temple, R. C. Novack i J. A. Hughes, „High range resolution profiling using phase-coded, stepped-frequency waveforms,” *Electronics Letters*, tom 38, nr 1, 2002.
- [35] D. B. Koch i W. H. Tranter, „Processing considerations for hybrid waveforms utilizing complementary phase coding and linear frequency stepping,” w *IEEE International Conference on Radar*, Arlington, 1990.
- [36] M. A. Temple, K. L. Sitler, R. A. Raines i J. A. Hughes, „High range resolution (HRR) improvement using synthetic HRR processing and stepped-frequency polyphase coding,” *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, tom 151, nr 1, 2004.
- [37] R. Mohseni, A. Sheikhi i A. M. Shirazi, „Wavelet packet based OFDM radar signals,” w *2008 International Conference on Radar*, Adelajda, 2008.
- [38] R. Mohseni, A. Sheikhi i M. A. Shirazi, „UWB radars based on wavelet packet OFDM signals,” w *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Hanower, 2008.
- [39] S. Cao, Y. F. Zheng i R. L. Ewing, „Wavelet-Based Waveform for Effective Sidelobe Suppression in Radar Signal,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 50, nr 1, 2014.
- [40] M. Saleh, S.-M. Omar, E. Grivel i O. Bazzi, „A modified stepped frequency phase coding radar waveform designed for the frequency domain algorithm,” *Digital Signal Processing*, tom 88, 2019.
- [41] К. А. Лукин, А. А. Могила, В. П. Паламарчук, А. В. Кравчук і Б. С. Черний, „Экспериментальные исследования шумового радиолокатора с синтезированием спектра зондирующего сигнала,” *Радиофизика и электроника*, tom 15, nr 1, 2010.

- [42] B. L. Prakash, G. Sajitha i K. R. Rajeswari, „Generation of Random NLFM Signals for Radars and Sonars and their Ambiguity Studies,” *Indian Journal of Science and Technology*, tom 9, nr 29, 2016.
- [43] U. Kathree, W. Nel, V. J. van Rosenburg i A. K. Mishra, „Investigation of hopped frequency waveforms for range and velocity measurements of radar targets,” w *2015 IEEE Radar Conference*, Johannesburg, 2015.
- [44] X. Wang, G. Zhang i D. Li, „High-resolution range profile synthesis based on a new radar waveform,” w *2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, Guangzhou, 2016.
- [45] C. Gao, K. C. Teh i A. Liu, „Frequency coding waveform with segment LFM,” w *2015 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, Singapur, 2015.
- [46] T. D. Backes, „A Variable Bandwidth Subcarrier Phase-Encoded Radar Waveform,” w *2019 IEEE Aerospace Conference*, Big Sky, 2019.
- [47] T. Hara i T. Sekiguchi, „Doppler Frequency Tolerant Synthetic Bandwidth Radar,” w *2006 International Radar Symposium*, Kraków, 2006.
- [48] J. D. Taylor, *Ultra-wideband radar technology*, CRC Press, 2001.
- [49] R. T. Lord i M. R. Inggs, „High resolution VHF SAR processing using synthetic range profiling,” w *IGARSS '96. 1996 International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Lincoln, 1996.
- [50] B. L. Lewis, „Range-Time-Sidelobe Reduction Technique for FM-Derived Polyphase PC Codes,” *IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems*, tom 29, nr 3, 1993.
- [51] N. Levanon i E. Mozeson, *Radar Signals*, John Wiley & Sons, 2004.
- [52] M. A. Richards, J. A. Scheer i W. A. Hom, *Principles of Modern Radar, Volume I - Basic Principles*, SciTech Publishing, 2010.
- [53] G. W. Stimson, H. D. Griffiths, C. J. Baker i D. Adamy, *Stimson's Introduction to Airborne Radar (3rd Edition)*, SciTech Publishing, 2014.
- [54] S. D. Blunt i S. D. Mokole, „Overview of radar waveform diversity,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, tom 31, nr 11, 2016.
- [55] J. S. Kulpa, „Mismatched filter for range sidelobes suppression of pseudo-noise signals,” w *2015 Signal Processing Symposium (SPSymo)*, Dębe, 2015.
- [56] N. Levanon, „Creating sidelobe-free range zone around detected radar target,” w *2014 IEEE 28th Convention of Electrical & Electronics Engineers in Israel (IEEEI)*, Ejlat, 2014.

- [57] A. W. Morgenthaler i C. M. Rappaport, „GPR Wave Scattering From Complex Objects Using the Semi-Analytic Mode Matching Algorithm: Coordinate Scattering Center Selection,” *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, tom 49, nr 6, 2011.
- [58] W. Bandurski, P. Górniak, A. Wardzińska i A. Woźniak, *Metody analizy pól i propagacji fal elektromagnetycznych w elektronice i telekomunikacji*, Poznań: Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, 2012.
- [59] T. Lu i P. Zhang, „Discontinuous Galerkin Time-Domain Method for GPR Simulation in Dispersive Media,” *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, tom 43, nr 1, 2005.
- [60] M. Pasternak, R. Kędzierawski i J. Pietrasiniński, „Finite Element Method Application For Simulation Of Ground Penetrating Radar Response,” *WIT Transactions on Modelling and Simulation*, tom 57, 2011.
- [61] S. Vitebskiy, L. Carin, M. A. Ressler i F. H. Le, „Ultra-Wideband, Short-Pulse Ground-Penetrating Radar: Simulation and Measurement,” *IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, tom 35, nr 3, 1997.
- [62] W. Yu, X. Yang, Y. Liu i R. Mittra, *Electromagnetic Simulation Techniques Based on the FDTD Method*, John Wiley & Sons, 2009.
- [63] A. Z. Elsherbeni i D. Vayssel, *The Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetics with MATLAB Simulations*, SciTech Publishing Inc., 2009.
- [64] U. Inan i R. Marshall, *Numerical Electromagnetics: The FDTD Method.*, Cambridge: Cambridge University Press, 2011.
- [65] S. Prager, T. Thirvikraman, M. Haynes, J. Stang, D. Hawkins i M. Moghaddam, „Ultra-wideband synthesis for high-range resolution software defined radar,” w *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, Oklahoma, 2018.
- [66] A. A. Pramudita, A. Kurniawan, A. B. Suksmono i A. A. Lestari, „Effect of antenna dimensions on the antenna footprint in ground penetrating radar applications,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, tom 3, nr 8, 2009.
- [67] K. Chang, *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, 2005.
- [68] C. Alabaster, *Pulse Doppler Radar - Principles, Technology, Applications*, SciTech Publishing, 2012.
- [69] D. K. Butler, *Near-Surface Geophysics*, Society of Exploration Geophysicists, 2005.
- [70] N. J. Willis, *Bistatic Radar*, SciTech Publishing, 2005.

- [71] V. C. Chen, D. Tahmoush i W. M. Miceli, Radar Micro-Doppler Signatures Processing and Applications, The Institution of Engineering and Technology, 2014.
- [72] H. D. Griffiths i N. J. Willis, Advances in Bistatic Radar, Institution of Engineering and Technology, 2007.
- [73] R. J. Sullivan, Radar foundations for imaging and advanced concepts, SciTech Publishing Inc., 2004.
- [74] J. D. Taylor, Advanced Ultrawideband Radar: Signals, Targets, and Applications, Londyn: CRC Press - Taylor & Francis Group, 2016.
- [75] P. Millot, E. Bachelier i G.-E. Michel, „Efficient Ultra Wide Band Ground Penetrating Radar Electromagnetical Modelling Using Asymptotical Approximations,” w *International Symposium on Electromagnetic Theory*, Piza, 2004.
- [76] M. Łapiński i P. Kaczmarek, „Multilayer time domain transmission line model,” w *MIKON 2008 - 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, Wrocław, 2008.
- [77] C. Nguyen i J. Park, Stepped-Frequency Radar Sensors Theory, Analysis and Design, Springer, 2016.
- [78] D. Goodman i S. Piro, GPR Remote Sensing in Archaeology, Berlin: Springer, 2013.
- [79] A. Bitri i G. Grandjean, „Frequency-wavenumber modelling and migration of 2D GPR data in moderately heterogeneous dispersive media,” *Geophysical Prospecting*, tom 46, 1998.
- [80] K. Kunz i R. Luebbers, The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics, Boca Raton: CRC Press, 1993.
- [81] W. Yu, X. Yang i W. Li, VALU, AVX and GPU Acceleration Techniques for Parallel FDTD Methods, SciTech Publishing, 2014.
- [82] F. De-shan i D. Qian-wei, „GPR numerical simulation of full wave field based on UPML boundary condition of ADI-FDTD,” *NDT & E International*, tom 44, nr 6, 2011.
- [83] I. Giannakis, A. Giannopoulos i C. Warren, „A Realistic FDTD Numerical Modeling Framework of Ground Penetrating Radar for Landmine Detection,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, tom 9, nr 1, 2016.

- [84] K. S. Yee, „Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 14, nr 3, 1966.
- [85] M. Pasternak, „Zastosowanie techniki idealnie dopasowanych warstw do symulacji środowiska pracy georadaru,” w *Konferencja Naukowa Urządzenia i systemy radioelektroniczne UiSR 2009*, Soczewka, 2009.
- [86] A. Giannopoulos, „Unsplit Implementation of Higher Order PMLs,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 60, nr 3, 2012.
- [87] A. Mocek, S. Drzymała i P. Maszner, *Geneza, analiza i klasyfikacja gleb*, Poznań: Wydawnictwo Akademii Rolniczej im. Augusta Cieszkowskiego w Poznaniu, 2000.
- [88] J. Behari, *Microwave Dielectric Behavior of Wet Soils*, Springer, 2005.
- [89] R. S. Dwivedi, *Remote Sensing of Soils*, Springer, 2017.
- [90] M. T. Hallikainen, F. T. Ulaby, M. C. Dobson, M. A. El-rayes i L. Wu, „Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part 1: Empirical Models and Experimental Observations,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, tom GE23, nr 1, 1985.
- [91] M. C. Dobson, F. T. Ulaby, M. T. Hallikainen i M. A. El-rayes, „Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part II: Dielectric Mixing Models,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, tom GE23, nr 1, 1985.
- [92] N. R. Peplinski, F. T. Ulaby i M. C. Dobson, „Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3-GHz range,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, tom 33, nr 3, 1995.
- [93] N. R. Peplinski, F. T. Ulaby i M. C. Dobson, „Corrections to "Dielectric Properties of Soils in the 0.3-1.3-GHz Range",” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, tom 33, nr 6, 1995.
- [94] L. Klein i C. Swift, „An improved model for the dielectric constant of sea water at microwave frequencies,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, tom 25, nr 1, 1977.
- [95] A. P. Tran, M. R. M. Ardekani i S. Lambot, „Coupling of dielectric mixing models with full-wave ground-penetrating radar signal inversion for sandy-soil-moisture estimation,” *Geophysics*, tom 77, nr 3, 2012.
- [96] I. Giannakis, *Realistic numerical modelling of Ground Penetrating Radar for landmine detection*, 2016.
- [97] A. A. G. Al-Shammery, A. Z. Kouzani, A. Kaynak, S. Y. Khoo, M. Norton i W. Gates, „Soil Bulk Density Estimation Methods: A Review,” *Pedosphere*, tom 28, nr 4, 2018.

- [98] K. T. Osman, *Soils*, Springer, 2013.
- [99] D. L. Turcotte, *Fractals and Chaos in Geology and Geophysics*, Cambridge University Press, 1997.
- [100] R. Kędzierawski, J. Le Caillec, W. Czarnecki i M. Pasternak, „Subsurface soil modeling based on geological database for simulation of electromagnetic wave propagation,” w *2012 13th International Radar Symposium*, Warszawa, 2012.
- [101] R. Hiederer, R. J. A. Jones i J. Daroussin, „Soil Profile Analytical Database for Europe (SPADE): Reconstruction and Validation of the Measured Data (SPADE/M),” *Geografisk Tidsskrift-Danish Journal of Geography*, tom 106, nr 1, 2006.
- [102] W. Chesworth, *Encyclopedia of soil science*, Springer, 2008.
- [103] J. Jendo, „Ground penetrating radar data processing using Akaike information criterion,” w *2017 Radioelectronic Systems Conference*, Jachranka, 2017.
- [104] S. Osowski, *Metody i narzędzia eksploracji danych*, Legionowo: Wydawnictwo BTC, 2013.
- [105] D. Garcia, L. Le Tarnec, S. Muth, E. Montagnon, J. Porée i G. Cloutier, „Stolt’s f-k Migration for Plane Wave Ultrasound Imaging,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, tom 60, nr 9, 2013.
- [106] Z. L. Shu, S. Huang, B. X. Liu i K. Xu, „Signal Processing and Engineering Application of Ground Penetrating Radar (GPR) Based on Multi-Wavelet Transformation,” *Applied Mechanics and Materials*, tom 729, 2015.
- [107] J. Xu i B. Lei, „Data Interpretation Technology of GPR Survey Based on Variational Mode Decomposition,” *Applied Sciences*, tom 9, nr 10, 2019.
- [108] Q. Z. Bao, Q. C. Li i W. C. Chen, „GPR data noise attenuation on the curvelet transform,” *Applied Geophysics*, tom 11, nr 3, 2014.
- [109] P. Kaczmarek i J. Pietrasinski, „A method for eliminating signals from false targets in MUSIC based GPR range profile,” w *2016 17th International Radar Symposium (IRS)*, Kraków, 2016.
- [110] M. Sun, C. Le Bastard, Y. Wang, N. Pinel, J. Pan, V. Batazart, J. M. Simonin i X. Dérobert, „Time Delay and Interface Roughness Estimation Using Modified ESPRIT With Interpolated Spatial Smoothing Technique,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, tom 56, nr 3, 2018.
- [111] K. Jasek i M. Pasternak, „Zastosowanie metody simplisma do ekstrakcji obiektów w obrazowaniach radarów penetracji gruntu,” w *IV Konferencja Naukowa "Urządzenia i systemy radioelektroniczne" UiSR 2011*, 2011.

- [112] J. Jendo i M. Pasternak, „Subspace-Based Technique for Improvement of Shallow Buried Landmine GPR Imaging,” w *2018 19th International Radar Symposium (IRS)*, Bonn, 2018.
- [113] R. Yang, H. Li, S. Li, Z. Ping, L. Tan, X. Gao i X. Kang, *High-Resolution Microwave Imaging*, Singapur: Springer, 2018.
- [114] F. Gini, A. De Maio i L. Patton, *Waveform Design and Diversity fo Advanced Radar Systems*, The Institution of Engineering and Technology, 2012.
- [115] T. Kim i R. M. Narayanan, „Wideband Radio Frequency Noiselet Waveforms for Multiresolution Nondestructive Testing of Multilayered Structures,” *Progress In Electromagnetics Research B*, tom 81, 2018.
- [116] J. Szabatin, *Podstawy teorii sygnałów*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności.
- [117] C. Nguyen i J. Han, *Time-Domain Ultra-Wideband Radar, Sensor and Components*, Springer International Publishing, 2014.
- [118] FCC, „Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra WideBand Transmission Systems,” Federal Communications Commision, 2002.
- [119] ETSI, *Draft ETSI EN 302 066 V2.2.0 (2019-04)*, European Telecommunications Standards Institute, 2019.
- [120] U. S. Federal Government, *Code of Federal Regulations: Title 47 Telecommunication*, Office of the Federal Register National Archives and Records Administration, 2018.
- [121] P. Z. Peebles, *Radar Principles*, Wiley-Interscience, 1998.
- [122] A. Jakubiak, *Probabilistyczne metody detekcji sygnałów na tle zakłóceń*, Warszawa: Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2013.
- [123] A. D. Martino, *Introduction to Modern EW Systems (2nd Edition)*, Artech House, 2018.
- [124] S. Rosłonec, *Podstawy radiolokacji i radionawigacji*, Warszawa: Wojskowa Akademia Techniczna, 2017.
- [125] F. E. Nathanson, *Radar Design Principle. Signal Processing and the Environment.*, McGraw-Hill, Inc., 1999.
- [126] J. F. Pietrański, *Wybrane problemy przetwarzania sygnałów radarowych*, Warszawa: Redakcja Wydawnictw Wojskowej Akademii Technicznej, 2015.
- [127] P. Lacomme, J.-P. Hardange, J.-C. Marchais i E. Normant, *Air and Spaceborne Radar Systems - An Introduction*, William Andrew Publishing/Noyes, 2001.

- [128] H. He, P. Stoica i J. Li, *Waveform Design for Active Sensing Systems - A Computational Approach*, Cambridge University Press, 2012.
- [129] V. Kumar i S. Maiti, „A novel characterization of shape of pulse in GPR signal transmission,” w *2014 International Conference on Communication and Signal Processing*, 2014.
- [130] A. Gholamy i V. Kreinovich, „Why Ricker wavelets are successful in processing seismic data: Towards a theoretical explanation,” w *2014 IEEE Symposium on Computational Intelligence for Engineering Solutions (CIES)*, 2014.
- [131] Z. Liang, H. Du i Z. Zhou, „The effects of synchronization timing error on the performance of UWB systems using different monocycle shapes,” w *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, 2004.
- [132] C. Warren i A. Giannopoulos, „Built-in waveforms,” The University of Edinburgh, [Online]. Available: <http://docs.gprmax.com/en/latest/plotting.html>. [Data uzyskania dostępu: 18 11 2019].
- [133] M. Mirshafiei, M. Abtahi i L. A. Rusch, „Ultra-wideband pulse shaping: bypassing the inherent limitations of the Gaussian monocycle,” *IET Communications*, tom 6, nr 9, 2012.
- [134] M. Jankiraman, *Design of Multi-Frequency CW Radars*, SciTech Publishing, Inc., 2007.
- [135] M. Salucci, A. Gelmini, L. Poli, G. Oliveri i A. Massa, „Progressive compressive sensing for exploiting frequency-diversity in GPR imaging,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, tom 32, nr 9, 2018.
- [136] N. Levanon i E. Mozeson, „Removing autocorrelation sidelobes by overlaying orthogonal coding on any train of identical pulses,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 39, nr 2, 2003.
- [137] D. Chebanov, „Design of synthetic waveforms with low sidelobes,” w *2006 Proceeding of the Thirty-Eighth Southeastern Symposium on System Theory*, Cookeville, 2006.
- [138] I. Gladkova, „Analysis of Stepped-Frequency Pulse Train Design,” *IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems*, tom 45, nr 4, 2009.
- [139] I. Gladkova, „Grating lobes suppression in stepped-frequency pulse train,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 44, nr 4, 2008.
- [140] R. T. Lord, *Aspects of Stepped-Frequency Processing for Low-Frequency SAR Systems*, University of Cape Town, 2000.
- [141] N. Levanon, „Multifrequency radar signals,” w *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037]*, Alexandria, 2000.

- [142] N. Levanon, „Multifrequency complementary phase-coded radar signal,” *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, tom 147, nr 6, 2000.
- [143] F. Berizzi, M. Martorella i M. Bernabò, „A range profiling technique for sythetic wideband radar,” *IET Radar, Sonar and Navigation*, tom 2, nr 5, 2008.
- [144] K. Isoda, R. Takahashi i T. Hara, „A high-range-resolution method by using Wiener filter for synthetic bandwidth radars,” w *IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012)*, Glasgow, 2012.
- [145] W. Chongyu, Y. Yang i C. Junxian, „Chirp Sub-pulse Stepped Frequency Radar Signal Processing,” w *2010 Third International Symposium on Information Processing*, Qingdao, 2010.
- [146] A. J. Wilkinson, R. T. Lord i M. R. Inggs, „Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum,” w *Proceedings of the 1998 South African Symposium on Communications and Signal Processing-COMSIG '98*, Kapsztad, 1998.
- [147] C.E. Cook i M. Bernfeld, *Radar Signals - An Introduction to Theory and Application*, 1993.
- [148] D. Hongxing, „Stepped frequency chirp signal SAR imaging,” w *2007 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar*, Huangshan, 2007.
- [149] R. Mohseni, A. Sheikhi i M. A. Masnadi-Shirazi, „Compression of Multicarrier Phase-Coded Radar Signals Based on Discrete Fourier Transform (DFT),” *Progress In Electromagnetics Research C*, tom 5, 2008.
- [150] Y. Wang, „Bandwidth synthesis for stepped chirp signal: A multichannel sampling prospective,” w *IET International Radar Conference 2013*, Xi'an, 2013.
- [151] F. Wang, D. Jiang i H. Chen, „High Range Resolution Profile Construction Exploiting Modified Fractional Fourier Transformation,” *Mathematical Problems in Engineering*, tom 2015.
- [152] H. Chen, Y. Liu, X. Li i G. Guo, „Mathematics of Synthesizing Range Profile,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, tom 55, nr 5, 2007.
- [153] M. Pasternak i P. Kaczmarek, „Continuous wave ground penetrating radars: state of art,” w *XII Conference on Reconnaissance and Electronic Warfare Systems*, Ołtarzew, 2019.
- [154] J. Jendo i M. Pasternak, „Ground penetrating radar prototype based on a low-cost software defined radio platform,” *Przeгляд Elektrotechniczny*, tom 95, nr 9, 2019.
- [155] G. J. Mazzero, K. A. Gallagher, A. F. Martone i R. M. Narayanan, „Stepped-frequency nonlinear radar simulation,” w *Radar Sensor Technology XVIII*, 2014.

- [156] S. Alphonse i G. A. Williamson, „Evaluation of a class of NLFM radar signals,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, tom 2019, nr 1, 2019.
- [157] C. Leśnik, „Nonlinear Frequency Modulated Signal Design,” *Acta Physica Polonica A*, tom 116, nr 3, 2009.
- [158] N. Levanon i U. Levanon, „Two-valued frequency-coded waveforms with favorable periodic autocorrelation,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 42, nr 1, 2006.
- [159] W. Bejtan, „Wstępne badania możliwości stosowania algorytmów genetycznych do optymalizowania struktury kodu wewnątrz impulsowego sygnału radarowego,” *Biuletyn Instytutu Automatyki i Robotyki WAT*, nr 14, 2000.
- [160] C. J. Nunn i G. E. Coxson, „Best-known autocorrelation peak sidelobe levels for binary codes of length 71 to 105,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 44, nr 1, 2008.
- [161] P. J. Kajenski, „Design of Low-Sidelobe Phase-Coded Waveforms,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 55, nr 6.
- [162] C. J. Nunn i G. E. Coxson, „Polyphase Pulse Compression Codes with Optimal Peak and Integrated Sidelobes,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 45, nr 2, 2009.
- [163] F. F. Kretschmer i K. R. Gerlach, „Low Sidelobe Pulse Compression Waveforms,” w *Twenty-Second Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, 1988.
- [164] E. Kalashnikov, „An Introduction to Golay Complementary Sequences,” *Eureka*, tom 4, nr 1, 2014.
- [165] A. Vazquez-Alejos, M. Dawood, M. Garcia-Sanchez, M. Habbeeb-ur-Rehman, R. P. Jedlicka i I. Cuinas, „Design and implementation of a Golay-based GPR system for improved subsurface imaging,” w *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007.
- [166] B. M. Povovic, „Complementary sets based on sequences with ideal periodic autocorrelation,” *Electronics Letters*, tom 26, nr 17, 1990.
- [167] N. Levanon, „Train of diverse multifrequency radar pulses,” w *Proceedings of the 2001 IEEE Radar Conference (Cat. No.01CH37200)*, Atlanta, 2001.
- [168] J. W. Taylor i H. J. Blinchikoff, „Quadrphase code-a radar pulse compression signal with unique characteristics,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 24, nr 2, 1988.
- [169] W. L. Melvin i J. A. Scheer, *Principles of modern radar, Vol. II: Advanced Techniques*, SciTech Publishing, 2013.

- [170] D. R. Zahirniak, D. L. Sharpin i T. W. Fields, „A hardware-efficient, multirate, digital channelized receiver architecture,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 34, nr 1, 1998.
- [171] A. Farina, *Optimised Radar Processors*, Londyn: Peter Peregrinus Ltd., 1987.
- [172] V. Kumar i A. K. Sahoo, „Side lobe and grating lobe suppression in stepped frequency pulse train using multi-objective optimization algorithms,” w *2016 International Conference on Advances in Computing, Communication, & Automation (ICACCA) (Spring)*, Dehradun, 2016.
- [173] Z. Ding, Y. Guo, W. Gao, Q. Kang, T. Zeng i T. Long, „A Range Grating Lobes Suppression Method for Stepped-Frequency SAR Imagery,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, tom 9, nr 12, 2016.
- [174] N. Levanon i E. Mozeson, „Nullifying ACF Grating Lobes in Stepped-Frequency Train of LFM Pulses,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 39, nr 2, 2003.
- [175] N. Levanon, „Cross-correlation of long binary signals with longer mismatched filters,” *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, tom 152, nr 6, 2005.
- [176] K. R. Griep, J. A. Ritcey i J. J. Burlingame, „Poly-phase codes and optimal filters for multiple user ranging,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 31, nr 2, 1995.
- [177] J. Xu, L. Ren i H. Wang, „Sidelobe suppression for phase-coded pulse by mainlobe windowing,” *The Journal of Engineering*, tom 2019, nr 20, 2019.
- [178] N. Levanon i A. Scharf, „Range sidelobes blanking by comparing outputs of contrasting mismatched filters,” *IET Radar, Sonar & Navigation*, tom 3, nr 3, 2009.
- [179] A. J. Zejak, I. S. Simic, Z. T. Golubicic i A. Petrovic, „Mismatched compression filter for improved radar range resolution,” w *Proceedings of ICECS '99. 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, Pafos, 1999.
- [180] R. Nuthalapati, „Design of mismatched filters for oversampled signals,” w *Proceedings of the IEEE 2010 National Aerospace & Electronics Conference*, Fairborn, 2010.
- [181] T. P. Zieliński, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań.*, Warszawa: Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 2014.
- [182] N. Levanon, „Stepped-frequency pulse-train radar signal,” *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, tom 149, nr 6, 2002.

- [183] F. Gumbmann i A. Schiessl, „Short-Range Imaging System With a Nonuniform SFCW Approach,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, tom 65, nr 4, 2017.
- [184] N. Levanon i E. Mozeson, „Modified Costas Signal,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 40, nr 3, 2004.
- [185] M. Schroeder, „Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation (Corresp.),” *IEEE Transactions on Information Theory*, tom 16, nr 1, 1970.
- [186] C. Warren, A. Giannopoulos i I. Giannakis, „gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar,” *Computer Physics Communications*, tom 209, 2016.
- [187] International Campaign to Ban Landmines Cluster Munition Coalition, „Landmine Monitor 2016,” 2016.
- [188] International Campaign to Ban Landmines Cluster Munition Coalition, „Landmine monitor 2017,” 2017.
- [189] International Campaign to Ban Landmines Cluster Munition Coalition, „Landmine monitor 2018,” 2018.
- [190] International Campaign to Ban Landmines Cluster Munition Coalition, „Landmine monitor 2019,” 2019.
- [191] J. Byrnes, *Unexploded Ordnance Detection and Mitigation*, Springer, 2009.
- [192] A. V. Smith, „Humanitarian Mine Action,” [Online]. Available: <http://www.nolandmines.com/>. [Data uzyskania dostępu: 19 03 2020].
- [193] A. A. Goshtasby, *Image Registration. Principles, Tools and Methods.*, Springer, 2012.
- [194] Z. Wang, A. C. Bovik, H. R. Sheikh i E. P. Simoncelli, „Image Quality Assessment: From Error Visibility to Structural Similarity,” *IEEE Transactions on Image Processing*, tom 13, nr 4, 2004.
- [195] J. Ralston i C. Hargrave, „Software defined radar: An open source platform for prototype GPR development,” w *2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, Szanghaj, 2012.
- [196] K. Stasiak i P. Samczyński, „FMCW radar implemented in SDR architecture using a USRP device,” w *2017 Signal Processing Symposium (SPSymo)*, Jachranka, 2017.

- [197] K. Takahashi i T. Miwa, „Near-Range SFCW UWB Radar Based on Low-Cost Software Defined Radio,” w *2019 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, Boston, 2019.
- [198] S. Prager i M. Moghaddam, „Application of Ultra-Wideband Synthesis in Software Defined Radar for UAV-based Landmine Detection,” w *IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Jokohama, 2019.
- [199] Nuand LLC, „bladeRF 2.0 micro xA4,” [Online]. Available: <https://www.nuand.com/bladerf-2-0-micro/>. [Data uzyskania dostępu: 20 Marzec 2020].
- [200] K. Antoszkiewicz, *Generacja i synteza częstotliwości*, Warszawa: Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2015.
- [201] B. M. Popovic, „Complementary sets based on sequences with ideal periodic autocorrelation,” *Electronics Letters*, tom 26, nr 18, pp. 1428-1430, 1990.
- [202] C. J. Nunn i G. E. Coxson, „Best-known autocorrelation peak sidelobe levels for binary codes of length 71 to 105,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, tom 44, nr 1, 2008.
- [203] N. Levanon, „Multifrequency radar signals,” w *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037]*, Alexandria, 2000.
- [204] A. J. Wilkinson, R. T. Lord i M. R. Inggs, „Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum,” w *Proceedings of the 1998 South African Symposium on Communications and Signal Processing-COMSIG '98 (Cat. No. 98EX214)*, Kapsztad, 1998.
- [205] W. Lei, T. Long i Y. Han, „A novel imaging method in stepped frequency radar without spurious peaks,” *Journal of Electronics*, tom 18, 2001.
- [206] A. Vazquez-Alejos, M. Dawood, M. Garcia-Sanchez, M. Habbeeb-ur-Rehman, R. P. Jedlicka i I. Cuinas, w *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007.

8. Załączniki

8.1. Redukcja Równań Maxwella w postaci różnicowej

Zakładając symulację dwuwymiarową oraz propagację w kierunku z , wyrażenia (2.13) i (2.14) redukują się do:

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \sigma E_x - J_{ze,x} \right], \quad (8.1)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[-\frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y - J_{ze,y} \right], \quad (8.2)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z - J_{ze,z} \right] \quad (8.3)$$

i

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[-\frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma^* H_x - J_{zm,x} \right], \quad (8.4)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \sigma^* H_y - J_{zm,y} \right], \quad (8.5)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma^* H_z - J_{zm,z} \right]. \quad (8.6)$$

Wyrażenia (8.1), (8.2) oraz (8.6) są zależne wyłącznie od E_x , E_y i H_z , natomiast wyrażenia (8.3) oraz (8.4) i (8.5) od E_z , H_x i H_y . W tak zdefiniowanej zależności pól i przestrzeni można rozważyć mod TE (ang. *transverse electric*), w którym natężenie pola elektrycznego w kierunku rozchodzenia jest zerowe oraz mod TM (ang. *transverse magnetic*), dla którego indukcja magnetyczna w kierunku rozchodzenia się fali przyjmuje zerowe wartości.

Srowadzenie problemu do jednego wymiaru prowadzi do redukcji wyrażen (8.1) – (8.6) do postaci:

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[-\sigma E_x - J_{ze,x} \right], \quad (8.7)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[-\frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y - J_{ze,y} \right], \quad (8.8)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \sigma E_z - J_{ze,z} \right] \quad (8.9)$$

i

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} [-\sigma^* H_x - J_{zm,x}], \quad (8.10)$$

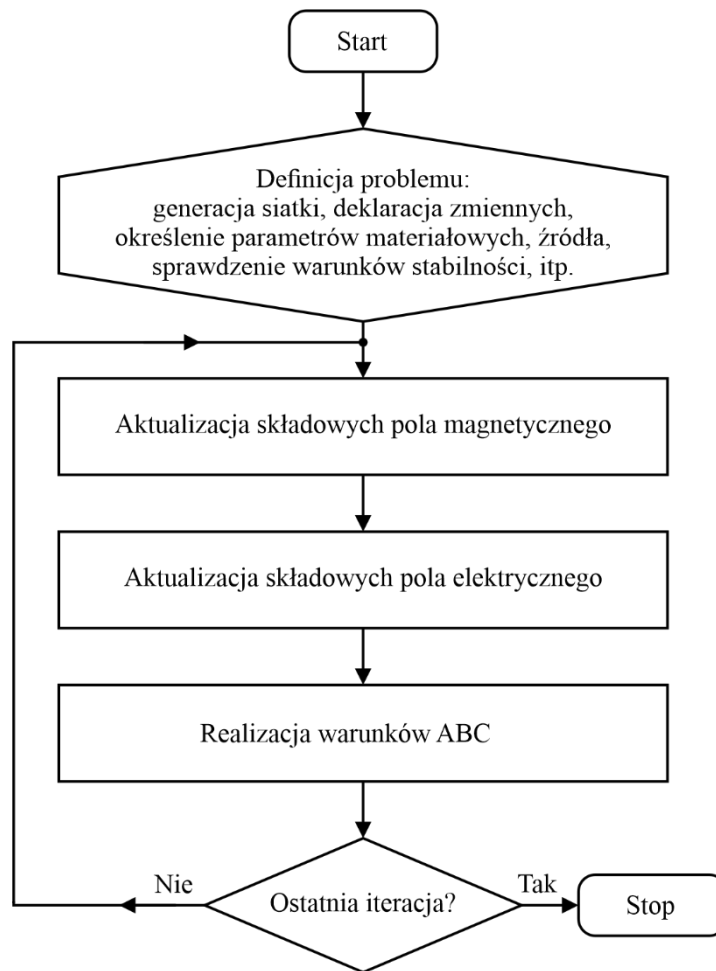
$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \sigma^* H_y - J_{zm,y} \right], \quad (8.11)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[-\frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma^* H_z - J_{zm,z} \right]. \quad (8.12)$$

Z wyrażen (8.7) i (8.10) wynika, że składowe E_x oraz H_y nie propagują się w przestrzeni. W oparciu o pozostałe można sformułować opis propagacji w kierunku x , ze składowymi pola elektromagnetycznego prostopadłymi do kierunku propagacji. Taki mod jest oznaczany jako TEM (ang. *transverse electric and magnetic*).

8.2. Algorytm FDTD

Ogólny schemat realizacji obliczeń metodą FDTD przedstawiono na rys. 8.1.



Rys. 8.1. Algorytm metody FDTD

8.3. Składowe pola elektromagnetycznego w algorytmie FDTD

Zakładając funkcję dyskretnego położenia oraz dyskretniej chwili czasu $g(i_c\Delta x, j_c\Delta y, k_c\Delta z, n_c\Delta t_D)$ i przyjęciu dla poprawy czytelności notacji

$$g(i_c\Delta x, j_c\Delta y, k_c\Delta z, n_c\Delta t_D) = g_{i_c, j_c, k_c}^{n_c}, \quad (8.13)$$

pochną cząstkową aproksymuje się ilorazem różnicowym. Przykładowo dla zmiennej x aproksymacja taka ma postać

$$\frac{\partial g_{i_c, j_c, k_c}^{n_c}}{\partial x} \approx \frac{g_{i_c+\frac{1}{2}, j_c, k_c}^{n_c} - g_{i_c-\frac{1}{2}, j_c, k_c}^{n_c}}{\Delta x}. \quad (8.14)$$

Analogicznie pochodna po czasie aproksymowana jest zależnością

$$\frac{\partial g_{i_c, j_c, k_c}^{n_c}}{\partial t} \approx \frac{g_{i_c, j_c, k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} - g_{i_c, j_c, k_c}^{n_c-\frac{1}{2}}}{\Delta t_D}. \quad (8.15)$$

Konstrukcja komórki Yee narzuca umieszczenie wektorów na wysokości połowy jej krawędzi. W obliczeniach uwzględniana jest chwila odpowiadająca połowie dyskretnego kroku czasowego n_c . Do obliczeń w obu przypadkach wykorzystuje się średnią z sąsiednich punktów lub dyskretnych wartości czasu.

Po uwzględnieniu powyższych założeń, składowe pola elektrycznego w algorytmie FDTD przyjmują postać:

$$\begin{aligned} E_{x, i_c, j_c, k_c}^{n_c+1} &= \frac{2\varepsilon_{i_c, j_c, k_c} - \Delta t_D \sigma_{i_c, j_c, k_c}}{2\varepsilon_{i_c, j_c, k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c, j_c, k_c}} E_{x, i_c, j_c, k_c}^{n_c} \\ &+ \frac{2\Delta t_D}{(2\varepsilon_{i_c, j_c, k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c, j_c, k_c}) \Delta y} \left(H_{z, i_c, j_c, k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} - H_{z, i_c, j_c-1, k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} \right) \\ &- \frac{2\Delta t_D}{(2\varepsilon_{i_c, j_c, k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c, j_c, k_c}) \Delta z} \left(H_{y, i_c, j_c, k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} - H_{y, i_c, j_c, k_c-1}^{n_c+\frac{1}{2}} \right), \\ &- \frac{2\Delta t_D}{2\varepsilon_{i_c, j_c, k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c, j_c, k_c}} J_{ze, x, i_c, j_c, k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (8.16)$$

$$\begin{aligned}
E_{y,i_c,j_c,k_c}^{n_c+1} &= \frac{2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} - \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}}{2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}} E_{y,i_c,j_c,k_c}^{n_c} \\
&+ \frac{2\Delta t_D}{(2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}) \Delta z} \left(H_{x,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} - H_{x,i_c,j_c,k_c-1}^{n_c+\frac{1}{2}} \right) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{(2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}) \Delta x} \left(H_{z,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} - H_{z,i_c-1,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} \right), \\
&- \frac{2\Delta t_D}{2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}} J_{ze,y,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}},
\end{aligned} \tag{8.17}$$

$$\begin{aligned}
E_{z,i_c,j_c,k_c}^{n_c+1} &= \frac{2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} - \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}}{2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}} E_{z,i_c,j_c,k_c}^{n_c} \\
&+ \frac{2\Delta t_D}{(2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}) \Delta x} \left(H_{y,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} - H_{y,i_c-1,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} \right) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{(2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}) \Delta y} \left(H_{x,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} - H_{x,i_c,j_c-1,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} \right), \\
&- \frac{2\Delta t_D}{2\varepsilon_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}} J_{ze,z,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}},
\end{aligned} \tag{8.18}$$

natomiast składowe pola magnetycznego:

$$\begin{aligned}
H_{x,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} &= \frac{2\mu_{i_c,j_c,k_c} - \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*}{2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*} H_{x,i_c,j_c,k_c}^{n_c-\frac{1}{2}} \\
&+ \frac{2\Delta t_D}{(2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*) \Delta z} \left(E_{y,i_c,j_c,k_c+1}^{n_c} - E_{y,i_c,j_c,k_c}^{n_c} \right) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{(2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*) \Delta y} \left(E_{z,i_c,j_c+1,k_c}^{n_c} - E_{z,i_c,j_c,k_c}^{n_c} \right) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*} J_{zm,x,i_c,j_c,k_c}^{n_c},
\end{aligned} \tag{8.19}$$

$$\begin{aligned}
H_{y,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} &= \frac{2\mu_{i_c,j_c,k_c} - \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*}{2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*} H_{y,i_c,j_c,k_c}^{n_c-\frac{1}{2}} \\
&+ \frac{2\Delta t_D}{(2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*) \Delta x} \left(E_{z,i_c+1,j_c,k_c}^{n_c} - E_{z,i_c,j_c,k_c}^{n_c} \right) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{(2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*) \Delta z} \left(E_{x,i_c,j_c,k_c+1}^{n_c} - E_{x,i_c,j_c,k_c}^{n_c} \right) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*} J_{zm,y,i_c,j_c,k_c}^{n_c},
\end{aligned} \tag{8.20}$$

$$\begin{aligned}
H_{z,i_c,j_c,k_c}^{n_c+\frac{1}{2}} &= \frac{2\mu_{i_c,j_c,k_c} - \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*}{2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*} H_{z,i_c,j_c,k_c}^{n_c-\frac{1}{2}} \\
&+ \frac{2\Delta t_D}{(2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*) \Delta y} (E_{x,i_c,j_c+1,k_c}^{n_c} - E_{x,i_c,j_c,k_c}^{n_c}) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{(2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*) \Delta x} (E_{y,i_c+1,j_c,k_c}^{n_c} - E_{y,i_c,j_c,k_c}^{n_c}) \\
&- \frac{2\Delta t_D}{2\mu_{i_c,j_c,k_c} + \Delta t_D \sigma_{i_c,j_c,k_c}^*} J_{zm,z,i_c,j_c,k_c}^{n_c}
\end{aligned} \tag{8.21}$$