

Kompresivni prijemnik sa optimizovanom funkcijom neodređenosti

Mr Igor S. Simić, dipl.inž.¹⁾
Dr Aleksa J. Zejak, dipl.inž.²⁾

Cilj istraživanja je da se optimizacijom funkcije neodređenosti kompresivnog prijemnika postigne što bolje potiskivanje bočnih snopova u izabranom frekvencijskom segmentu. Izveden je novi postupak za optimizaciju odziva kompresivnog prijemnika po pomaku frekvencije. Dobijeni rezultati upoređeni su sa rezultatima poznatim iz literature. Obavljenim simulacijama pokazano je da se značajno poboljšanje karakteristika kompresivnog prijemnika postiže primenom predloženog algoritma. Potisnuti su bočni snopovi, a rezolucija prijemnika je sačuvana.

Ključne reči: Kompresivni prijemnik, kompresioni filter, radar, bočni snopovi, čirp, funkcija neodređenosti, DIRLS algoritam, elektronska borba.

Uvod

KOMPRESIVNI prijemnik je našao široku primenu u savremenim sistemima za protivElektronsku borbu, u sklopovima za obradu radarskih signala, analizatorima spektra, presretanju signala sa frekvencijskim skakanjem, uređajima za određivanje pravca izvora zračenja i sl. Signal na izlazu kompresivnog prijemnika je sačinjen od niza vremenski razdvojenih impulsa. Merenjem vremenske pozicije impulsa određuje se trenutna frekvencija komponenti ulaznog signala, tj. kompresivni prijemnik obavlja Furijeovu transformaciju ulaznog signala u realnom vremenu.

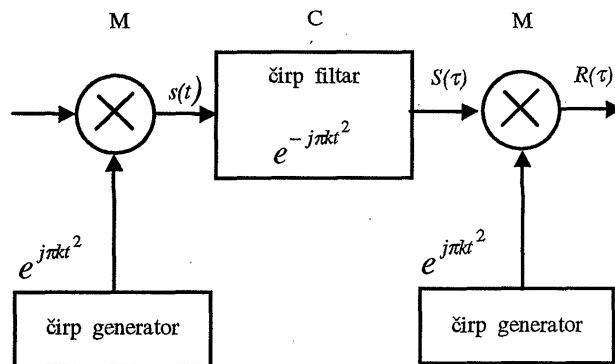
Signal na izlazu iz kompresivnog prijemnika, međutim, ima visoke bočne snopove, što značajno degradira njegove performanse. Pored ostalih neželjenih efekata, jaki signali svojim bočnim snopovima maskiraju slabe signale, bliske po frekvenciji.

U literaturi dostupnoj autorima, problem potiskivanja bočnih snopova je rešavan primenom prozorskih funkcija (Hemingova, Heningova, Kajzerova, Blekmanova i sl.). Njihova upotreba omogućava potiskivanje bočnih snopova, ali uz smanjenje rezolucije prijemnika. Drugim rečima, zbog upotrebe prozorskih funkcija proširuje se glavni snop odziva kompresivnog prijemnika. Još jedan problem, uočen u radovima koji opisuju kompresivni prijemnik, jeste njegovo neadekvatno tumačenje pomoću čirp transformacije.

Primena radarske funkcije neodređenosti u interpretaciji rada kompresivnog prijemnika [1] pružila je nove mogućnosti prilikom rešavanja problema potiskivanja bočnih snopova. Koristeći metode poznate u radarskoj tehnici za projektovanje kompresionog filtra sa što nižim bočnim snopovima, optimizovana je vremensko-frekvenzijska karakteristika odziva kompresivnog prijemnika. U ovom radu je predložen nov kompresioni (konvolucion) filter kompresivnog prijemnika koji, uz očuvanje rezolucije, potiskuje bočne snopove na izlazu.

Furijeova transformacija se može prikazati u formi konvolucije. Množenjem ulaznog signala sa čirp signalom, zatim konvolucijom sa čirpom (*Frenelova transformacija*) i još jednim množenjem sa čirpom dobija se Furijeova transformacija signala [1]. Furijeova transformacija dobijena na ovaj način zove se i *čirp transformacija*.

Zbog redosleda operacija, ova konfiguracija kompresivnog prijemnika se označava sa M-C-M (Multiply-Con-volve-Multiply) i prikazana je na sl. 1.



Slika 1. Struktura kompresivnog prijemnika M-C-M konfiguracije

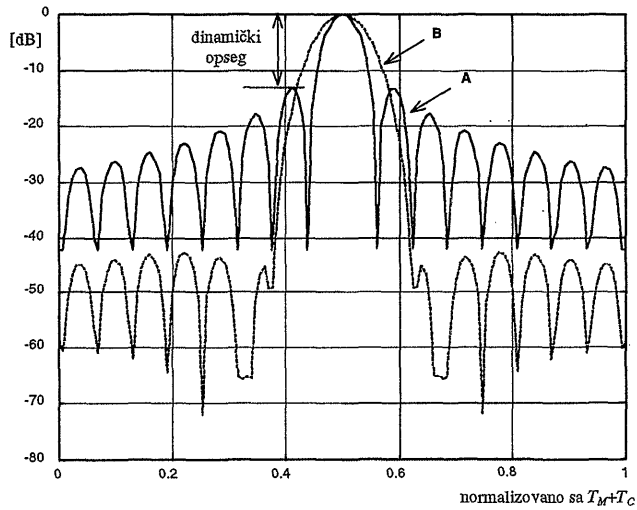
Potiskivanje bočnih snopova

Odziv kompresionog filtra kompresivnog prijemnika je određen ovojnicom (prozorskom funkcijom) čirp signala prvog množača u slučaju $M(s)-C(l)-M$, odnosno ovojnicom impulsnog odziva konvolvera u slučaju $M(l)-C(s)-M$ tipa prijemnika, što je pokazano [1,2]. Tačnije, odziv kompresivnog prijemnika jeste Furijeova transformacija pravougaone prozorske funkcije, odnosno impuls oblika $\sin(x)/x$, što je prikazano punom linijom na sl.2a. Prvi bočni snop odziva je u $x = 2\pi/3$ i nalazi se na $3\pi/2$ (13.46 dB) od vrha

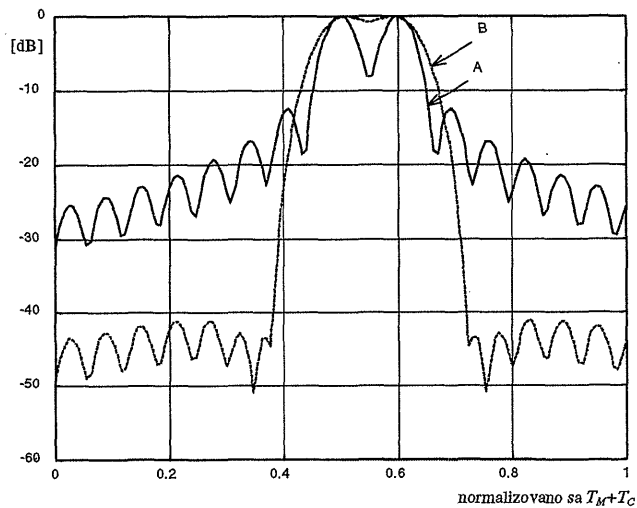
¹⁾ VP 4522 Batajnica

²⁾ Institut IMTEL, 11070 Novi Beograd, Bulevar Lenjina 165b

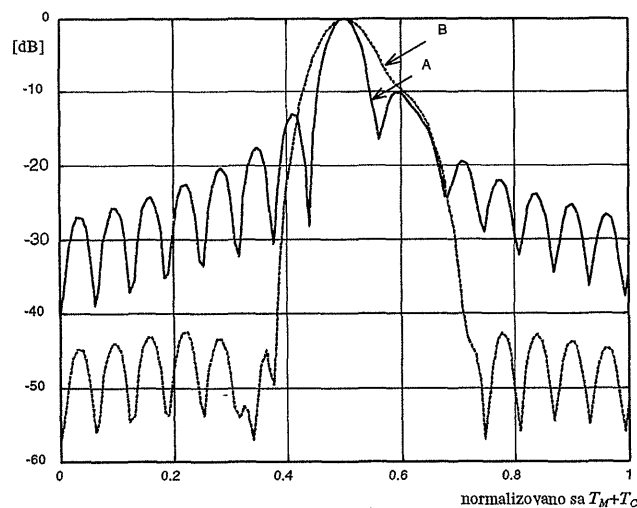
glavnog snopa. Ostali bočni snopovi monotono opadaju približno 6 dB po oktavi. Na sl.2a punom linijom je prikazan odziv kompresivnog prijemnika kada je na njegovom ulazu signal sa jednom frekvencijskom komponentom.



a)



b)



c)

Slika 2. Odziv kompresivnog prijemnika: kriva A - bez primene prozorskih funkcija (pravougaoni prozor), kriva B - kada se ulazni signal ponderiše Hemingovim prozorom, a) kada je na ulazu signal sa jednom frekvencijskom komponentom, b) kada je na ulazu signal sa dve frekvencijske komponente istih amplituda, c) kada je na ulazu signal sa dve frekvencijske komponente različitih amplituda (0 i -10.5 dB)

Prijemnik treba da izmeri tačnu vremensku poziciju glavnog snopa kako bi odredio frekvenciju. Ako na ulaz prijemnika dolazi signal sa dve, po frekvenciji bliske, komponente različitih amplituda, postoji opasnost da jača komponenta signala svojim bočnim snopovima maskira glavni snop slabije. Tako je dinamički opseg prijemnika ograničen bočnim snopovima na 13.46 dB.

S druge strane, bočni snopovi jačeg signala se mogu protumačiti kao glavni snop slabijeg signala, što povećava verovatnoću lažnog alarma prijemnika.

Punom linijom na sl.2b prikazan je odziv kompresivnog prijemnika kada je na ulazu signal sa dve frekvencijske komponente jednakih amplituda. Primećuje se da se oba signala mogu pravilno detektovati. Problem nastaje kada treba detektovati prisustvo slabijeg signala. Punom linijom na sl.2c prikazan je odziv kompresivnog prijemnika kada je na ulazu signal sa dve frekvencijske komponente, pri čemu je amplituda jedne od njih slabija za 10.5 dB od druge. Može se uočiti da bočni snopovi ometaju pravilnu detekciju slabijeg signala.

Važno je napomenuti da se problem bočnih snopova javlja u mnogim oblastima koje se bave obradom signala. Primer za to su: radarska i sonarska tehnika, spektralna analiza, projektovanje filtra, oblikovanje antenskog snopa zračenja, geofizika, medicinski ultrazvuk, oblikovanje predajnog impulsa u digitalnom prenosu itd.

U radovima [3-9] ovaj problem u kompresivnim prijemnicima se rešava primenom prozorskih funkcija. Na taj način, oblikuje se amplituda signala u vremenskom ili frekvencijskom domenu.

Prema načinu realizacije, odnosno mestu gde se prozorska funkcija primenjuje, mogu se razlikovati sledeći načini potiskivanja bočnih snopova:

1. množenje primljenog signala sa prozorskom (težinskom) funkcijom,
2. množenje čirp signala prvog množača sa prozorskom funkcijom (amplitudna modulacija čirp signala prvog množača),
3. modifikovanje impulsnog odziva čirp filtra i
4. dodavanje filtra za oblikovanje odziva iza kompresionog filtra.

Prva dva načina podrazumevaju množenje signala sa prozorskom funkcijom (ponderisanje) u vremenskom domenu. U matematičkom smislu nebitno je u kojoj se grani množača nalazi mesto na kome se ponderisanje obavlja. U literaturi ovi postupci se odvajaju zbog različitog načina realizacije.

Treći i četvrti način, prema dostupnoj literaturi, podrazumevaju primenu prozorske funkcije u frekvencijskom domenu, tj. ponderisanje frekvencijskog odziva čirp filtra spektrom prozorske funkcije. Tim postupkom je moguće direktno modifikovati impulsnog odziv kompresionog filtra (treći način) ili modifikovati (oblikovati) njegov odziv dodavanjem pojasno-propusnog filtra (četvrti način).

Ozbiljni nedostatak metoda koje se zasnivaju na primeni prozorskih funkcija, jeste pojava proširenja glavnog snopa odziva, odnosno pogoršanja rezolucije kompresivnog prijemnika.

Na sl.2 isprekidanom linijom je prikazan izlaz kompresivnog prijemnika kada se ulazni signal pomnoži Hemingovim prozorom. Kao što se vidi na sl.2a, Hemingov prozor ima bočne snopove niže od -40 dB čime povećava dinamički opseg prijemnika, ali istovremeno proširuje glavni snop i pogoršava rezoluciju prijemnika. Ovaj efekat se može uočiti na sl.2b. Dve komponente signala jednakih amplituda,

bliske po frekvenciji, uspešno se detektuju kompresivnim prijemnikom kada prozorska funkcija nije primenjena. Primenom Hemingovog prozora razdvajanje po frekvenciji se pogoršava. Ako je jedna frekvencijska komponenta slabija, kao što je prikazano na sl.2c isprekidanom linijom, zbog pogoršanja rezolucije prijemnik ne uspeva da je pravilno detektuje, iako se ona nalazi iznad nivoa bočnih snopova. Drugim rečima, pravilna detekcija sada je ograničena rezolucijom, a ne dinamičkim opsegom prijemnika.

Primena prozorskih funkcija

Odziv čirp filtra kod $M(s)-C(l)-M$ strukture prijemnika je dat izrazom:

$$|S(\tau)| = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) \cdot e^{j2\pi(f+k\tau)t} dt \quad (1)$$

gde su: $w(t) = \text{rect}(t) = 1$ - pravougaona prozorska funkcija (ovojnica) čirp signala, definisana za $0 < t < T_C - T_M$, f -frekvencija prostoperiodičnog ulaznog signala, a k - strmina promene trenutne frekvencije čirp signala. Znači, u opštem slučaju, prozorska funkcija $w(t)$ i odziv kompresionog filtra čine Furijeov transformacioni par:

$$|S(\tau)| = W(\omega) \quad (2)$$

Kada je $w(t)$ proizvoljna vremenska funkcija, izrazi (1 i 2) važe samo za velike TB proizvode [10,11]. Ovo je posledica oblika ovojnice čirp signala u vremenskom i frekvencijskom domenu. Naime, kada je spektar signala linearnog čirpa dobro aproksimiran pravougaonim prozorom (za velike TB proizvode), tada jednake efekte na oblik odziva kompresionog filtra proizvodi i primena težinske funkcije $w(t)$ na signal u vremenskom domenu i primena funkcije $W(\omega)$ na frekvencijski odziv čirp filtra.

Rešavajući ovaj problem kod radara, Rihacek je u [10] predložio primenu prozorske funkcije na čirp signal u predaji i prilagođeni filter u prijemu (bilateral weighting). Time se bočni snopovi potiskuju i za male TB proizvode. Ovaj način je nepogodan za primenu u kompresivnom prijemniku zbog različitih dužina čirp signala i impulsnog odziva čirp filtra.

Za ocenu karakteristika prozora koristi se niz parametara od kojih su, za primene u kompresivnim prijemnicima, najbitniji: nivo bočnih snopova, širina glavnog snopa (pogoršanje rezolucije) i degradacija odnosa signal-šum.

Glavni razlog primene prozorskih funkcija jeste potiskivanje bočnih snopova. Sve ostale pojave, koje se primenom prozorskih funkcija u kompresivnom prijemniku dešavaju, su neželjene. Jedna od njih je proširenje glavnog snopa.

Da bi se ocenio ovaj parametar najčešće se koristi kriterijum razdvajanja bliskih spektralnih komponenti (rezolucija). Klasična definicija rezolucije je širina glavnog snopa na mestu polovine snage, odnosno na 3 dB od vrha. Ovaj kriterijum se odražava na činjenicu da se dva glavna snopa, jednake amplitude, razdvojena po frekvenciji manje od 3 dB svoje širine, ne mogu razdvojiti kao dve komponente. Drugi način definisanja rezolucije je na 6 dB širine glavnog snopa. Kada se razmatraju bočni snopovi, međutim, potrebno je posmatrati ukupnu širinu glavnog snopa. Ako se pod bočnim snopovima smatraju pikovi koji se javljaju sa obe strane glavnog snopa odziva kompresivnog prijemnika, mora se znati kolika je ukupna širina glavnog snopa. Proširenje koje prozorske funkcije unose je znatno veće kada se posmatra ukupna širina prozora, nego kada se razmatra pogoršanje rezolucije. U tabeli 1, gde je dat zbirni pregled karak-

teristika nekoliko tipova prozora, navedeni su podaci koliko je proširenje glavnog snopa prozora u odnosu na pravougaoni prozor za ukupno proširenje (kolona 4), za 3 dB (kolona 5) i 6 dB definisanu rezoluciju (kolona 6).

Tabela 1. Upporedni prikaz karakteristika prozorskih funkcija

Prozor	Maksim. b.s. [dB]	Opadnje b.s. [dB/oct]	Ukupna širina glavnog snopa	Širina glavnog snopa 3 dB	Širina glavnog snopa 6 dB	Gubitak odnosa signal-šum [dB]	
pravougaoni	-13	-6	1	1.0	1.0	0	
$\cos^2(x)$	a=1 -23	-12	1.5	1.35	1.36	-1.9	
Hanov	a=2 -32	-18	2	1.62	1.65	-3.0	
	a=3 -39	-24	2.5	1.86	1.92	-3.7	
	a=4 -47	-30	3	2.09	2.14	-4.2	
Hemingov	-43	-6	2	1.46	1.50	-2.7	
Biekmanov	-58	-18	3	1.89	1.94	-3.8	
Blekman-Harisov	K=3 (61 dB)	-6	3	1.75	1.81	-3.5	
	K=3 (67 dB)	-6	3	1.87	1.90	-3.8	
	K=4 (74 dB)	-74	-6	3.5	1.96	2.02	-4.0
	K=4 (92 dB)	-92	-6	3.5	2.13	2.25	-4.4
Gausov	a=2.5	-42	-6	2	1.49	1.54	-2.9
	a=3.0	-55	-6	3	1.74	1.80	-3.7
	a=3.5	-69	-6	4	2.01	2.08	-4.3

Primena prozorskih funkcija dovodi do degradacije odnosa signal-šum na izlazu kompresionog filtra. Naime, davanjem filtra kojim se potiskuju bočni snopovi ili ponderisanjem ulaznog signala, prilagođeni filter se razdešava. Kao što je već napomenuto, prilagođeni filter optimizuje odnos signal-šum na svom izlazu u slučaju belog Gausovog šuma. Svaka promena strukture prilagođenog filtra ili promena samog signala dovodi do smanjenja odnosa signal-šum na izlazu u odnosu na optimalnu (maksimalnu) vrednost koja se postiže prilagođenim filtrom. Prema [11,12] gubitak odnosa signal-šum je definisan sledećom relacijom:

$$\frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{\left[\int_{-1/2}^{1/2} W(y) dy \right]^2}{\int_{-1/2}^{1/2} W^2(y) dy} \quad (3)$$

gde je $W(y)$ prozorska funkcija. Primenom Parsevalove teoreme relacija (3) može se napisati kao:

$$\frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{\left[\sum_n w(nT) \right]^2}{\sum_n w^2(nT)} \quad (4)$$

gde je $w(nT)$ odbrak prozorske funkcije.

U tabeli 1 podrazumevali smo da je TB proizvod veliki, tj. da je Furijeova transformacija prozorske funkcije jednaka odzivu kompresivnog prijemnika.

Potiskivanje bočnih snopova u radarima

Analogija između radara i kompresivnog prijemnika pokazana u [1,2], kao i funkcija neodređenosti kompresivnog prijemnika izvedena na osnovu radarske funkcije neodređenosti, imale su za cilj primenu metoda potiskivanja bočnih snopova na kompresivni prijemnik. Razlog za izbor tih metoda je postojanje velikog broja tehnika, razvijenih u radarskoj tehnici, pogodnih za rešenje ovog problema.

U [13] dat je detaljan pregled metoda za potiskivanje bočnih snopova u radarima, a u [13-15] pokazano je da se najbolji rezultati potiskivanja bočnih snopova za signale sa faznom modulacijom (binarne i polifazne sekvence) postižu iterativnim ponderisanim LS-IRLS (Iterative Reweighted

Least Square) algoritmom. Upotrebu tog algoritma su predložili Predrag Rapajić i Aleksa Zejak u [14,15].

U [16,17] pokazano je da se IRLS algoritam može uspešno primeniti na projektovanje kompresionih filtera sa niskim bočnim snopovima i na signale sa frekvencijskom modulacijom.

U najvećem broju primena radari su namenjeni otkrivanju i praćenju pokretnih ciljeva. Zato je važno da kompresioni filter, pored ostalih svojstava, bude nezavisan od Doplerovog pomaka frekvencije koji nastaje reflektovanjem poslatog signala od pokretnog cilja. Idealan kompresioni filter bio bi onaj čija se dobra svojstva, za multi Doplerov pomak, ne bi kvarila usled većih pomaka frekvencije. Većina sekvenci i talasnih oblika koji imaju niske bočne snopove za multi Doplerov pomak, veoma je osetljiva čak i na male pomake frekvencije [13,14]. Problem optimizacije kompresionog filtera po Doplerovom pomaku frekvencije prvi je postavio A. Zejak u [13,14].

U [16,17] dobra svojstva Kostasovih sekvenci za talasne oblike sa frekvencijskim skakanjem unapređena su u optimizovanom Doplerovom opsegu upotrebom razdešenog filtera čiji su koeficijenti izvedeni DIRLS (Doplerovski optimizovani iterativni ponderisani algoritam najmanjih kvadrata) algoritmom.

Primenom DIRLS algoritma uspešno su projektovani razdešeni kompresioni filteri za komplementarne sekvence [18] i primene u multifrekvencijskim (MC-SS) radarima i sonarima sa proširenim spektrom.

Osnovni smisao najvećeg broja rešenja za potiskivanje bočnih snopova jeste projektovanje kompresionog filtera sa zadatim (željenim, ciljnim) oblikom odziva. Drugim rečima, želja je da se pronađu koeficijenti filtera x , koji će rezultovati najboljom procenom χ njegovog zadatog odziva d . Prema načinu zadavanja odziva i procene željenog odziva, mogu se uočiti dva pristupa [19]:

- nezavisno zadavanje željenog odziva i procene - LS i minimaknsni filteri,
- združeno zadavanje željenog odziva i procene definisanjem izlazne ovojnice - filteri sa zadatom ovojnicom [19-22] (ECF, Envelope Constrained Filter).

Potiskivanje bočnih snopova primenom kriterijuma najmanje kvadratne (LS) greške

Najveći broj dobrih rezultata u potiskivanju bočnih snopova je postignut primenom kriterijuma najmanje kvadratne greške. Ovaj kriterijum se može smatrati determinističkim slučajem Vinerove (Wiener) teorije filtera [23].

U ovoj primeni željeni odziv d zadaje se eksplicitno i, u slučaju kada se žele potisnuti bočni snopovi, najčešće je dat Dirakovim (Dirac) impulsom d_i :

$$d_i = \begin{cases} 1 & t = t_i \\ 0 & t \neq t_i \end{cases} \quad (5)$$

Procena zadatog odziva se vrši minimizovanjem kvadrata norme vektora greške, koji je definisan izrazom:

$$\xi = \|e\|^2 = \sum_{i=1}^{M+N-1} \varepsilon_i^2 \quad (6)$$

gde je ε_i elemenat vektora greške.

Problem se sastoji u nalaženju koeficijenata filtera x , čiji bi se izlaz $\chi = S \otimes x$ razlikovao od željenog izlaza d u što manjoj meri. Ovde " \otimes " označava konvoluciju. Razlika između željenog izlaza d i aktuelnog izlaza χ jeste greška ε .

Kvadrat norme težinskog vektora kod LS filtera je mera odstupanja procene od željenog odziva, tj. LS filter obezbeđuje minimalnu vrednost kvadrata norme vektora greške, odnosno, LS filter obezbeđuje minimalnu snagu greške.

Filterom koji potiskuje bočne snopove u radaru želi se formirati signal oblika Dirakovog impulsa (5).

Signal predstavljen vektorom odbiraka dužine N

$$s = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T \quad (7)$$

dovodi se na ulaz nerekurzivnog digitalnog (FIR - Finite Impulse Response) filtera i na osnovu odstupanja izlaza

$$\chi = [\chi_1, \chi_2, \dots, \chi_{N+M-1}]^T \quad (8)$$

od vektora odbiraka željenog izlaza d , vrši se optimalna procena koeficijenata filtera

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T \quad (9)$$

Odziv filtera χ se može dobiti kao konvolucija ulaznog signala s sa koeficijentima filtera x , što se u matricnoj formi može napisati:

$$Sx = \chi \quad (10)$$

gde je matrica odbiraka signala S data u formi Toplicove matrice na sledeći način:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_N & s_{N-1} & \dots & s_1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & s_N & s_{N-1} & \dots & s_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & s_N \end{bmatrix}_{(N+M-1) \times M} \quad (11)$$

M je dužina filtera ($M \geq N$).

Budući da skup linearnih jednačina (10) ima više jednačina nego nepoznatih, optimizacijom vektora greške se može naći samo aproksimativno rešenje.

Ako se sa $\hat{d} = \chi$ obeleži izlaz filtera koji predstavlja procenu željenog impulsnog odziva d , onda se greška procene može izraziti vektorom greške:

$$e = d - \hat{d} = d - Sx = (\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_{N+M-1})^T \quad (12)$$

Optimalna procena \hat{x} , koeficijenata x , po kriterijumu najmanje kvadratne greške nalazi se minimizacijom kvadrata norme vektora greške:

$$\|e\|^2 = \sum_{i=1}^{M+N-1} \varepsilon_i^2 = e^T e = (d - Sx)^T (d - Sx) \quad (13)$$

Na osnovu prethodne dve relacije, izvodi se izraz:

$$\hat{x}_{LS} = (S^H S)^{-1} S^H d \quad (14)$$

gde $[.]^H$ označava Hermitsku transpoziciju vektora. Prethodni izraz daje optimalnu procenu koeficijenata filtera sa željenim impulsnim odzivom, po kriterijumu najmanje kvadratne greške u zatvorenoj formi.

Inverzija matrice u izrazu za LS procenu u zatvorenoj formi računski je složena operacija. Zbog toga su nastali postupci kojima se do LS rešenja dolazi u više iterativnih koraka. Takvi su rekurzivni LS (RLS) algoritam i LMS (Least Mean Squares) algoritam.

Potiskivanje bočnih snopova primenom minimaksnih algoritma

Filtar čija greška procene željenog odziva dostiže najmanju maksimalnu vrednost za zadati niz odbiraka ulaznog signala, može se nazvati minimaksnim filtrom. U osnovi, minimakсни filter proističe iz iste grupe filtera kao i LS filter. Željeni odziv se zadaje nezavisnom, a procena se vrši u odnosu na zadati kriterijum. Razlika između ova dva filtera se ogleda u zadavanju kriterijuma: za LS on je definisan kao minimizacija kvadrata norme vektora greške, a kod minimaksnog filtera je definisan kao minimizacija maksimalnog elementa u vektoru greške.

U dostupnoj literaturi postoji niz pristupa analizi minimaksnih filtera. Najvažniju grupu među njima čine algoritmi dobijeni modifikovanjem LS algoritma.

A. Zejak i P. Rapajić su predložili u [14] iterativnu ponderisanu LS (IRLS) proceduru, koja se može koristiti za potiskivanje bočnih snopova kako realnih tako i kompleksnih signala. Ovaj algoritam, u odnosu na dosada objavljene rezultate, daje najbolje (ili jednako dobre) performanse u potiskivanju bočnih snopova.

Radovi B. Zrića i A. Petrovića [19,24] na minimaksnom modifikovanju RLS i LMS algoritama, a radi smanjenja računске složenosti, dali su rezultate kojima se postiže približno isto potiskivanje bočnih snopova kao IRLS algoritmom.

IRLS algoritam

Algoritam je razvijen modifikacijom zatvorene forme LS filtera primenom "prozora greške". Ako se kao kriterijum za minimizaciju uvede ponderisana kvadratna greška:

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^{N+M-1} r(k)|e(k)|^2 \quad (15)$$

ili, predstavljena u matricnoj formi:

$$\varepsilon = \mathbf{e}^T \mathbf{R} \mathbf{e} \quad (16)$$

gde je matrica $\mathbf{R} = \text{diag}(\mathbf{r})$, a \mathbf{r} je težinski vektor dužine $N+M-1$, onda se rešenje koje daje procenu koeficijenata filtera $\hat{\mathbf{x}}$, a koje minimizuje izraz (19) može napisati u obliku:

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{S}^T \mathbf{R} \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{R} \mathbf{d} \quad (17)$$

Prethodna relacija predstavlja osnovnu formulaciju ponderisanog (retežinovanog - reweighted) LS algoritma.

Težinski koeficijenti $r(k)$, kao elementi matrice \mathbf{R} , mogu biti postavljeni na vrednost jednaku odgovarajućim elementima vektora greške, tj. $r(k) = |e(k)|$. Tada se, minimizujući (15), minimizuje treći stepen greške [24].

Sve ovo se ne može uraditi u jednom koraku, jer nema načina da se težinski vektor unapred postavi na potrebnu vrednost. Međutim, može se definisati algoritam koji će prvo rešiti problem bez težina (standardni LS), zatim će izračunati vektor greške \mathbf{e} i postaviti odgovarajuću vrednost težina u matrici \mathbf{R} . U svakoj novoj iteraciji težine se inoviraju na osnovu greške iz prethodne iteracije i problem se rešava ponovo. Ovaj proces sukcesivnih aproksimacija se naziva

iterativni ponderisani algoritam najmanjih kvadrata ili IRLS algoritam.

Osnovne jednačine generalizovanog IRLS algoritma imaju sledeći oblik:

$$\hat{\mathbf{x}}(k)_{IRLS} = [\mathbf{S}^T \mathbf{R}(k-1) \mathbf{S}]^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{R}(k-1) \mathbf{d} \quad (18)$$

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{d} - \mathbf{S} \hat{\mathbf{x}}(k) \quad (19)$$

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{r}(k-1) \cdot \mathbf{e}(k-1) \quad (20)$$

$$\mathbf{R}(k) = \text{diag}[\mathbf{r}(k)] \quad (21)$$

uz početni uslov $\mathbf{R}(0) = \mathbf{I}$, gde je \mathbf{I} - jedinična matrica.

U (18) \mathbf{S} je matrica signala koja se ne menja i ima oblik kao u (11), a $\mathbf{R}(k-1)$ je dijagonalna matrica težinskih koeficijenata u $(k-1)$ iteraciji:

$$\mathbf{R}(k-1) = \text{diag}[\mathbf{r}(k-1)] \quad (22)$$

Važno je napomenuti da je IRLS* procedura namenjena projektovanju koeficijenata transverzalnog filtera koji dobro potiskuje bočne snopove za zadati ulazni signal (sekvencu), a ne adaptaciji koeficijenata transverzalnog filtera kod koga novi ulazni podaci generišu novi filter.

IRLS algoritam dat izrazima od (18) do (21), ima inherentne numeričke probleme koji ometaju konvergenciju. Naime, matrica $[\mathbf{S}^T \mathbf{R}(k-1) \mathbf{S}]$ u izrazu (18) ne sme da bude singularna. Numeričkim testiranjima algoritma je pokazano da matrica \mathbf{R} , kada je jedan od njenih dijagonalnih elemenata nula ili blizak nuli, vodi gornju matricu u singularnost i računanje njene inverzije nije moguće.

Drugi uočeni problem se javlja zbog "zatvaranja" prozora greške. Iz iteracije u iteraciju elementi prozora greške postaju sve manji, odnosno prozor se ponderisanjem sve više "zatvara". Drugim rečima, matrica \mathbf{R} ponderiše elemente ulaznog vektora, tako da oni ne ulaze sa podjednakim težinama. Međutim, i sama matrica \mathbf{R} se iz iteracije u iteraciju ponderiše vektorom greške. Treba imati u vidu da je ova operacija po svojoj prirodi multiplikativna pa će se, ako je neki od elemenata vektora greške jednak nuli (ili blizak nule), prozor \mathbf{R} na tom mestu zauvek zatvoriti. Uticaj tog elementa će u daljem iterativnom postupku biti uništen.

Rešenje ovog problema predložili su autori IRLS algoritma, ali je u [19] data formulacija i detaljnije objašnjenje. Rešenje se sastoji u modifikaciji načina računanja vektora greške dodavanjem konstante desingularizacije ζ prema

$$\mathbf{e}(k) = \left[\frac{|e(k)| + \zeta}{e_{\max} + \zeta} \right] \quad (23)$$

gde je e_{\max} - maksimalni element vektora greške $\mathbf{e}(k)$.

Modifikacija računanja greške prema (23) se uvodi neposredno iza koraka računanja vektora greške (19).

Minimaksna modifikacija RLS algoritma

U [24] modifikovan je standardni RLS algoritam i na taj način omogućeno je potiskivanje maksimalnih bočnih snopova. Odnosno u [24] data je minimaksna formulacija standardnog RLS algoritma. Modifikacija standardnog RLS algoritma se sastoji u uvođenju kriterijuma:

* Iako po svom nazivu podsećaju na rekurzivne LS (RLS) filtre, IRLS filteri to nisu. Slovo „R” u skraćenici „IRLS” označava ponderisanje (reweighted), dok se u „RLS” značenje slova „R” odnosi na rekurzivnu strukturu algoritma.

$$|\alpha(k)| \geq T_H \quad (24)$$

Skalarna veličina T_H predstavlja vrednost praga sa kojom se poredi iznos trenutne greške. Ako je greška veća ili jednaka vrednosti praga, vrši se korekcija vektora procenjenih koeficijenata $\hat{x}(k)$, vektora pojačanja $G(k)$ i matrice $P(k)$. Ako je greška manja, ne vrši se korekcija ovih veličina, tj. nova vrednost jednaka je vrednosti iz prethodnog trenutka.

Za inicijalnu vrednost praga se uzima da je $T_H=0$ čime se postiže da algoritam u prvoj iteraciji dostigne optimalno rešenje u pogledu srednjekvadratnih bočnih snopova (standardni RLS). Dalja vrednost praga se određuje iz apriorne greške procene $\alpha(k)$ prema $T_H = \max|\alpha(k)|$.

Korekcija procenjenog vektora koeficijenata filtra se obavlja samo u trenucima kada je vrednost trenutne greške na izlazu filtra veća ili jednaka maksimalnoj vrednosti greške na izlazu filtra iz prethodne iteracije. Drugim rečima, predloženi algoritam minimizuje maksimalnu vrednost greške na izlazu filtra, što odgovara projektovanju kompresionog radarskog filtra koji potiskuje maksimalne bočne snopove.

Minimaksna modifikacija LMS algoritma

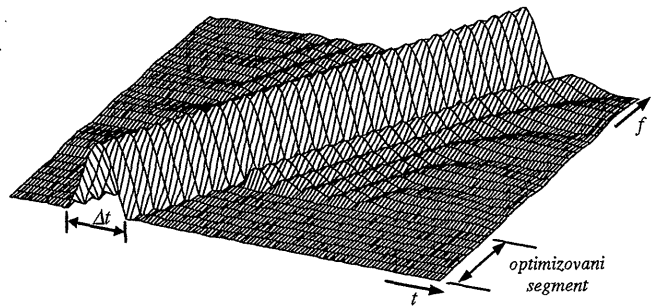
U [19] modifikovan je standardni LMS algoritam i time omogućena njegova primena u rešavanju problema potiskivanja bočnih snopova, odnosno data je minimaksna formulacija standardnog LMS algoritma. Formulacija modifikacije standardnog LMS algoritma je proistekla iz ideje o modifikaciji RLS algoritma, a zasniva se na postupku zadržavanja koeficijenata filtra samo u trenucima kada je greška veća od odgovarajuće ekstremne vrednosti e_{max} . U [19] prvi put je predloženo da se vrednost e_{max} određuje prethodnim "snimanjem greške".

Optimizacija funkcije neodređenosti kompresivnog prijemnika

Već je istaknuto da su karakteristike kompresivnog prijemnika značajno degradirane zbog visokih bočnih snopova (sl.3). Dosadašnji metodi za rešenje ovog problema zasnivali su se na upotrebi prozorskih funkcija, međutim, njihovom primenom pogoršava se rezolucija prijemnika (sl.4).

U [1,2] pokazano je da brzina cilja koji radar otkriva odgovara frekvencijskoj komponenti ulaznog signala koji kompresivnim prijemnikom detektujemo. Na osnovu te činjenice u [1,2] izvedena je funkcija neodređenosti koja opisuje vremensko-frekvencijski odziv kompresivnog prijemnika.

U nastavku rada biće predložen algoritam koji, koristeći analogiju sa radarom, funkciju neodređenosti kompresivnog prijemnika i algoritam za oblikovanje funkcije neodređenosti radara u Doplerovom opsegu [13], optimizuje funkciju neodređenosti kompresivnog prijemnika (sl.5).



Slika 5. Funkcija neodređenosti optimizovana na izabranom segmentu

DIRLS algoritam optimizuje odsečak funkcije neodređenosti, što u radaru odgovara opsegu brzina, a u kompresivnom prijemniku frekvencijskom opsegu. Osnovni cilj optimizacije jeste da se projektuje kompresioni filter koji potiskuje bočne snopove, a pri tome ne menja rezoluciju prijemnika. Predložena modifikacija DIRLS algoritma je prikazana u [2,25,26].

Funkcija neodređenosti $M(s)-C(l)-M$ tipa prijemnika je data u [1,2]. Širina frekvencijskog opsega ovog tipa kompresivnog prijemnika je određena razlikom propusnog opsega čirp filtra (konvolvera) B_C i širine promene trenutne frekvencije čirpa B_M . To znači da će se optimizovati deo funkcije neodređenosti za $0 < \tau \leq T_C - T_M$ koji je dat izrazom:

$$|\chi(\tau, f)| = \left| \frac{\sin[\pi T_M(f + k\tau)]}{\pi \sqrt{T_M T_C}(f + k\tau)} \right| \quad (25)$$

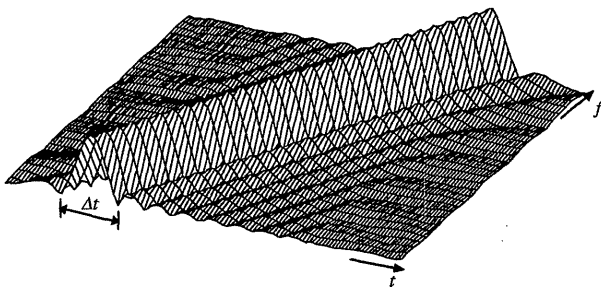
Ovom prilikom neće biti razmatrani delovi funkcije neodređenosti u kojima amplituda glavnog pika opada (intervali 2 i 4) jer se ne koriste ni u dosadašnjim realizacijama kompresivnog prijemnika.

Jedno od svojstava funkcije neodređenosti kompresivnog prijemnika jeste njena iskošenost u vremensko-frekvencijskoj ravni. Iskošenost je važna karakteristika i čini suštinu kompresivnog prijemnika, te i projektovani kompresioni filter mora zadržati tu karakteristiku. Definisana je izrazom za d_{fi} , koji predstavlja ciljni odziv filtra za pojedinačni pomak frekvencije:

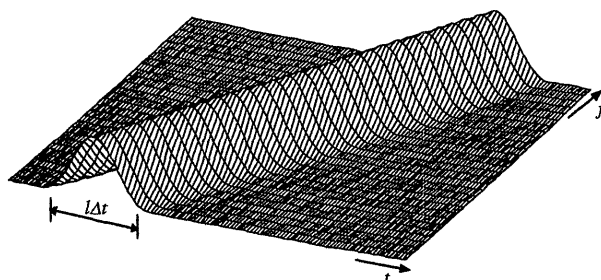
$$d_{fi} = \begin{cases} 1 & t = t_{fi} = T_M + \frac{f_i}{k} \\ 0 & t \neq t_{fi} \end{cases} \quad (26)$$

u kome je k - strmina čirp signala, a f_i - njegov frekvencijski pomak na ulazu u konvolver. Zeljeni odziv je definisan matricom čije redove čine vektori nula sa jedinicama na mestu gde glavni pik treba da se javi u odzivu filtra.

Vrednost P predstavlja broj pojedinačnih frekvencijskih pomaka (preseka funkcije neodređenosti sa frekvencijskom osom). Zbog iskošenosti funkcije neodređenosti kompresivnog prijemnika prilikom optimizacije, veoma je važno



Slika 3. Ravni deo funkcije neodređenosti kompresivnog prijemnika



Slika 4. Ravni deo funkcije neodređenosti kompresivnog prijemnika kada se primeni Hemingov prozor ($l > 1$)

pravilno odabrati vrednost P . Opseg u kome se optimizacija vrši, f_p , odgovara broju preseka P , pa se može izvesti izraz:

$$f_p = \frac{2(P-1)(T_C - T_M)}{yT_C^2} \quad (27)$$

gde je y odnos frekvencije odabiranja f_s i opsega promene trenutne frekvencije čirpa B_M :

$$y = \frac{f_s}{B_M} \quad (28)$$

Kompleksna ovojnica signala linearnog čirpa je data izrazom:

$$\mu(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\pi kt^2} \quad \text{za } |t| < \frac{T}{2} \quad (29)$$

Za $M(s)$ - $C(l)$ - M prijemnik izrazom (29) definisane su ovojnice signala koji se dovode na prvi i drugi množak (za $T=T_M$) i impulsni odziv konvolvera (za $T=T_C$). Ovojnica čirp signala, koji se dovodi na množake, predstavljena je vektorom odbiraka:

$$s_M = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T \quad (30)$$

gde je N broj odbiraka, koji odgovara trajanju čirp signala T_M . Znači,

$$N = \frac{T_M}{T_s} \quad (31)$$

gde je T_s period odabiranja. Da bi se signal dat izrazom (29) predstavio u obliku vektora odbiraka potrebno je, u skladu sa Nikvistovim (Nyquist) kriterijumom odabiranja, odrediti period odabiranja T_s . Ako je širina spektra čirp signala $B_M = kT_M$, period odabiranja je:

$$T_s = \frac{1}{2kT_M} \quad (32)$$

Iz (31) i (32) sledi da je:

$$N = 2kT_M^2 \quad (33)$$

Impulsni odziv čirp filtra predstavljen je vektorom odbiraka:

$$s_C = [s_1, s_2, \dots, s_N, \dots, s_M]^T \quad (34)$$

gde je M broj odbiraka impulsnog odziva čirp filtra koji odgovara trajanju impulsnog odziva konvolvera T_C . M predstavlja i dužinu kompresionog filtra koji se želi projektovati i može se odrediti relacijom $M = 2kT_C^2$.

Prethodne relacije važe uz pretpostavku da čirp signali nisu frekvencijski pomaknuti. Drugim rečima, razmatran je slučaj kada se na ulazu kompresivnog prijemnika nalazi samo jednosmernna komponenta signala, tako da spektar čirpa iz lokalnog oscilatora na prvom monažacu nije frekvencijski pomeren. Kako je maksimalna frekvencija prijemnog signala $f = B_C - B_M$, maksimalna frekvencija čirpa pomaknutog za f jeste $f_{max} = B_M + f = B_C$, pa je period odabiranja $T_s = 1/2B_C$, odnosno $N = 2kT_M T_C$, a $M = 2kT_C^2$.

Opšti izrazi za broj odbiraka se mogu predstaviti:

$$N = ykT_M T_C \quad M = ykT_C^2 \quad (35)$$

gde je $y \geq 2$, a definisano je izrazom (28).

Neka je s_f vektor kolona koji opisuje signal za pojedinačni Doplerov pomak frekvencije f :

$$s_f = [s_{1,f}, \dots, s_{i,f}, \dots, s_{N,f}]^T, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (36)$$

gde je $[\cdot]^T$ oznaka transponovanja matrice. Relacija (36) daje generalizaciju signala datog izrazom (7). Na sličan način, odziv filtra se može opisati kao:

$$\chi_f = [\chi_{1,f}, \dots, \chi_{i,f}, \dots, \chi_{(N+M-1),f}] \quad (37)$$

gde je χ_f - odziv prilagođenog filtra za pojedinačni pomak frekvencije, a M - dužina filtra.

Ako se formira matrica u kojoj će redove činiti odzivi filtra određeni sa (37),

$$\chi_\Phi = [\chi_{f_1}, \dots, \chi_{f_i}, \dots, \chi_{f_P}]^T, \quad f_i \in \Phi, \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (38)$$

gde je P broj pojedinačnih pomaka frekvencije a χ_Φ će predstavljati odsečak diskretne funkcije neodređenosti. Željenom odzivu filtra odgovara željena funkcija neodređenosti:

$$\Delta_\Phi = [d_{f_1}, \dots, d_{f_i}, \dots, d_{f_P}]^T \quad (39)$$

gde je d_{f_i} ciljni odziv filtra za pojedinačni Doplerov pomak frekvencije.

Vektor signala za pojedinačni pomak frekvencije je dat izrazom (36) gde je za čirp signal:

$$s_{i,f} = e^{j\pi(kiT_s + 2f)iT_s} \quad (40)$$

Matrica (11) će biti:

$$S_f = \begin{bmatrix} s_{1,f} & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_{1,f} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ s_{N,f} & s_{N-1,f} & \dots & \dots & s_{1,f} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \dots & s_{N,f} \end{bmatrix}_{(N+M-1) \times M} \quad (41)$$

Matrici signala (41) odgovara blok matrica:

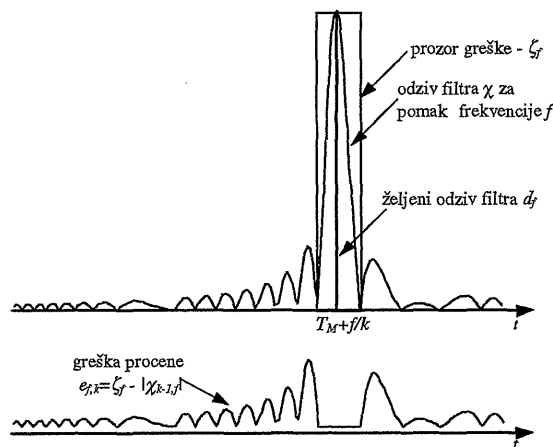
$$S_\Phi = [S_{f_1}, \dots, S_{f_i}, \dots, S_{f_P}]^T \quad (42)$$

gde su: S_{f_i} - matrica signala za pojedinačni pomak frekvencije f_i definisana izrazom (41), N - broj odbiraka signala, a M - dužina filtra ($M \geq N$).

Greška procene na kraju k -te iteracije računa se kao:

$$e_{k,f} = \zeta_f - |\chi_{k-1,f}| \quad (43)$$

gde su: $\chi_{k-1,f}$ - odziv filtra u $k-1$ iteraciji dat izrazom (37) za pomak frekvencije f , a ζ_f - prozor greške definisan kao vektor nula sa jedinicama na mestima gde se u odzivu filtra za pomak frekvencije f pojavljuje glavni snop. Znači, prozor greške ζ_f definisan je slično kao i vektor željenog odziva. Osnovna razlika je u broju jedinica u vektoru. Ciljni vektor je predstavljen samo sa jednom jedinicom na mestu maksimalne vrednosti glavnog pika, dok prozor greške čini neparan broj jedinica G , određen širinom glavnog snopa. Na sl.6 prikazan je vektor ciljnog odziva, prozor greške, odziv filtra kao i način računanja greške procene za pomak frekvencije f .



Slika 6. Prikaz načina računanja greške procene

Vrednost G zavisi od odnosa trajanja čirp signala na množaču i impulsnog odziva čirp filtra i konstante γ (28), i iznosi:

$$G = 2\gamma \frac{T_C}{T_M} + 1 \quad (44)$$

Da bi rezolucija projektovanog filtra imala istu vrednost kao i kod prilagođenog filtra, G treba da bude ceo broj.

Ako se prozor greške odabere tako da broj jedinica G bude

$$G < 2\gamma \frac{T_C}{T_M} + 1 \quad (45)$$

projektovani filter imaće uži glavni snop, odnosno bolju rezoluciju. Znači da je izborom prozora greške moguće uticati na rezoluciju kompresivnog prijemnika. Ova ideja je nastala prilikom razmatranja problema potiskivanja bočnih snopova u radarima i sonarima sa frekvencijskim skakanjem [16]. U [27] prikazan je metod za poboljšanje rezolucije kod radara sa unutarimpulsnom faznom modulacijom.

Težinski vektor $\mathbf{r}_{k,f}$ inovira se, kao u (20), množenjem svog prethodnog stanja sa vektorom greške, a od njega se formira dijagonalna matrica $\mathbf{R}_{k,f}$ što je dato relacijom (21). U početnom stanju \mathbf{r}_0 je vektor jedinica dimenzije $1 \times (N+M-1)$, odnosno \mathbf{R}_0 je jedinična matrica dimenzija $(N+M-1) \times (N+M-1)$. Na osnovu matrica $\mathbf{R}_{k,f}$ formira se blok-matrica $\mathbf{W}_{\Phi,k}$ koja je data izrazom:

$$\mathbf{W}_{\Phi,k} = [\mathbf{R}_{f_1,k}, \dots, \mathbf{R}_{f_i,k}, \dots, \mathbf{R}_{f_P,k}]^T \quad (46)$$

a sastavljena je od dijagonalnih $\mathbf{R}_{f_i,k} = \text{diag}[r_k]$ matrica, gde je r_k težinski vektor i predstavlja dvodimenzionalni adaptivni prozor za uobličavanje funkcije neodređenosti u k -toj iteraciji. U početnom stanju težinski vektor \mathbf{r}_0 je pravougaoni prozor

$$\mathbf{r}_k = [1 \ 1 \ \dots \ 1]_{1 \times (M+N-1)}^T \quad (47)$$

gde su: N - dužina vektora signala, a M - dužina filtra.

Konačni izraz za optimizaciju koeficijenata kompresivnog prijemnika $M(s)$ - $C(l)$ - M tipa se može, na osnovu prethodnih relacija, generalizovati za opseg frekvencija u formi DIRLS algoritma:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = (\mathbf{S}_{\Phi}^H \mathbf{W}_{\Phi,k-1} \mathbf{S}_{\Phi})^{-1} \mathbf{S}_{\Phi}^H \mathbf{W}_{\Phi,k-1} \Delta_{\Phi} \quad (48)$$

Rezultati vremensko-frekvencijske optimizacije kompresivnog prijemnika

Primenom opisanih relacija napisan je program za projektovanje kompresionog filtra kompresivnog prijemnika čiji odziv ima niske bočne snopove u izabranom frekvencijskom opsegu. Kompresioni filter je projektovan tako da njegov odziv u vremensko-frekvencijskoj ravni bude optimizovan.

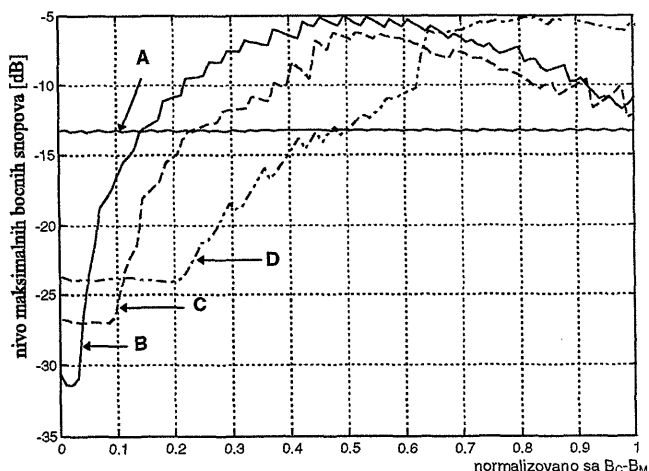
U ovom poglavlju su dati najbolji rezultati postignuti kod optimizacije kompresivnog prijemnika za strmine čirpa $k=16$. Problem koji je ograničio proveru algoritma za veće strmine promene trenutne frekvencije jeste veličina memorijskih resursa računara. Ovaj problem je delimično razrešen primenom minimaksne modifikacije RLS algoritma [19,24].

Male strmine k zbog oblika spektra čirp signala dovode do rubnih efekata. Preciznije rečeno, spektar čirp signala dobro je aproksimiran pravougaonim prozorom samo za velike TB proizvode, odnosno, u našem slučaju, za velike strmine k . Navedena pojava je razmatrana u prethodnom poglavlju, a posledica toga jeste da se primenom prozorske funkcije za različite strmine čirpa dobija različit nivo potiskivanja bočnih snopova. Ovaj efekat se odrazio i na rad našeg algoritma. U najvećem broju simulacija potiskivanje bočnih snopova je bilo bolje u srednjem delu optimizovanog opsega nego na rubovima. Uočeno je i da se za strminu $k=32$ ovaj efekat smanjuje, što navodi na zaključak da bi se predloženi algoritam bolje ponašao kada bi se projektovani kompresioni filteri sa većim strminama.

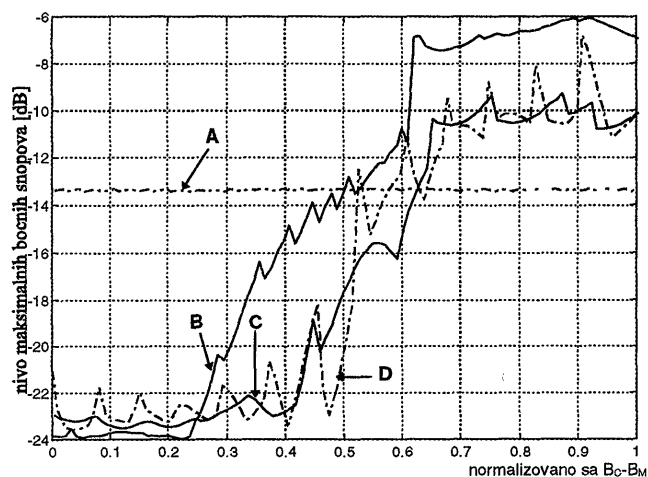
Za čirp signal sa strminom $k=16$ i $M(s)$ - $C(l)$ - M tip prijemnika, gde je $T_C=2T_M$, projektovani su kompresioni filteri sa različitim vrednostima optimizovanog opsega. Prema (27) segment u kome se optimizacija vrši, f_P , određuje se na osnovu broja preseka funkcije neodređenosti sa frekvencijskom osom P . U našim analizama bilo je pogodno normirati optimizovani segment propusnim opsegom prijemnika, tako da je:

$$f_{NP} = \frac{2(P-1)}{\gamma k T_C^2} \quad (49)$$

pri čemu je $\gamma=2$. Na slikama 7, 8 i 9 dati su uporedni prikazi postignutih nivoa bočnih snopova za opsege od 0.09 do 0.56. Vrednosti su normalizovane sa ukupnim propusnim opsegom kompresivnog prijemnika B_C-B_M .

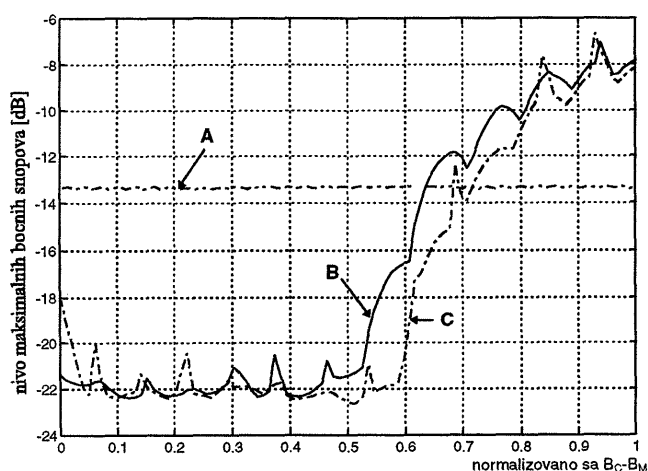


Slika 7. Uporedni prikaz nivoa maksimalnih bočnih snopova na izlazu kompresivnog prijemnika $M(s)$ - $C(l)$ - M tipa sa $T_C=2T_M$ i $k=16$ za: A - čirp kompresioni filter; DIRLS kompresioni filter u B - opsegu 0.03*; C - opsegu 0.09*; D - opsegu 0.24*; normalizovano sa opsegom kompresivnog prijemnika B_C-B_M



Slika 8. Uporedni prikaz nivoa maksimalnih bočnih snopova na izlazu kompresivnog prijemnika $M(s)-C(l)-M$ tipa sa $T_c=2T_m$ i $k=16$ za: A - čirp kompresivni filter; DIRLS kompresivni filter u B - opsegu 0.27^* ; C - opsegu 0.41^* ; D - opsegu 0.47^* ; *normalizovano sa opsegom kompresivnog prijemnika B_c-B_m

Povećanjem širine frekventijskog opsega, u kome se optimizacija vrši, povećava se i neravnomernost visine bočnih snopova. Bočni snopovi nisu ravnomerno potisnuti u celom opsegu, što se na sl.9 (krive B i C) može uočiti. Za optimizovane segmente veće od polovine opsega prijemnika karakteristika je neravna i, za neke frekvencije, nivo bočnih snopova jednak je onima na izlazu čirp filtera. Uočeno je da se ova neravnina smanjuje povećavanjem broja preseka za vrednost dva i više puta veću od potrebne za izabrani opseg. Generalno se može zaključiti da je potiskivanje bočnih snopova bolje što je izabrani segment uži.



Slika 9. Uporedni prikaz nivoa maksimalnih bočnih snopova na izlazu kompresivnog prijemnika $M(s)-C(l)-M$ tipa sa $T_c=2T_m$ i $k=16$ za: A - čirp kompresivni filter; DIRLS kompresivni filter u B - opsegu 0.53^* ; C - opsegu 0.56^* ; *normalizovano sa opsegom kompresivnog prijemnika B_c-B_m

Pored navedenih efekata, povećanje frekventijskog segmenta na kome je izvršena optimizacija se odražava i na povećanje gubitka odnosa signal-šum. Primena kompresivnih filtera, čiji impulsi odziv nije čirp signal, degradira odnos signal-šum. Tako je gubitak koji se unosi kada se primeni Hemingov prozor, 2.7 dB [12].

Zaključak

Na osnovu izvršenih analiza, u radu je dat je novi algoritam za optimizaciju segmenta funkcije neodređenosti po

frekventijskoj osi i uspešno je projektovan kompresivni filter kompresivnog prijemnika na čijem izlazu su bočni snopovi potisnuti u izabranom frekventijskom opsegu ulaznog signala. Datim algoritmom rezolucija prijemnika ostaje nepromenjena.

Teorijskim razmatranjima je pokazano da se može postići poboljšanje rezolucije kompresivnog prijemnika projektovanjem odgovarajućeg kompresivnog filtera. Autori će u daljim istraživanjima detaljnije ispitati ovu mogućnost.

Literatura

- [1] SIMIĆ,I.S., ZEJAK,J.A. Kompresivni prijemnik i njegova funkcija neodređenosti. *Naučnotehnički pregled*, 1998, vol.XLVIII, no.6, p.10-19.
- [2] SIMIĆ,I.S. *Kompresivni prijemnici sa optimizovanom vremensko-frekventijskom karakteristikom*. doktorska disertacija (rukopis), Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, 1998.
- [3] TSUI,J.B.Y. *Microwave receivers with electronic warfare applications*. Krieger publishing company, 1992 (reprint orig. edition 1986).
- [4] TSUI,J.B.Y. *Digital Microwave Receivers*. Artech House, 1989.
- [5] TORRIERI,D.J. *Principles of military communication systems*. Artech House, 1981.
- [6] WILEY,R.G. *Electronic intelligence: the analysis of radar signals*. Artech House, 1985.
- [7] SCHLEHER,D.C. *Introduction to Electronic Warfare*. Artech House, 1986.
- [8] JACK,M.A., GRANT,P.M., COLLINS,J.H. The Theory, Design, and Applications of Surface Acoustic Fourier-Transform Processors. *Proc. of the IEEE*, April 1980, vol.68, no.4, p. 450-468.
- [9] POHL,A., POSCH,C., REINDL,L., SEIFERT,F. Digitally Controlled Compressive Receiver. *Proc. of IEEE International Symposium on Spread-Spectrum Technique and Application - ISSSTA '96*, Mainz, p.409-413.
- [10] RIHACZEK,A.W. *Principles of High - Resolution Rada*. McGraw-Hill New York, 1969.
- [11] COOK,C.E., BERNFELD,M. *Radar signals, an introduction to theory and applications*. Academic Press, New York, 1967.
- [12] HARRIS,F.J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proc. of the IEEE*, January 1978, vol.66, no.1, p.51-83.
- [13] ZEJAK,A.J. *Razdešeni filtri u radarima sa fazno kodovanim signalom optimizovani po Doplerovom pomaku frekvencije*. doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, 1994.
- [14] ZEJAK,A.J., ZENTNER,E., RAPAJIĆ,P.B. Doppler optimized mismatched filters. *Electronics letters*, 1991, vol.21, no.7, p. 558-560.
- [15] Rapajić,P.B., Zejak,A.J. Low sidelobe multilevel sequences by minimax filte. *Electronics letters*, August 1989, vol.25, no.16, p.1090-1091.
- [16] SIMIĆ,I.S. *Kompresivni filteri za radare i sonare sa frekventijskim skakanjem*. magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, jun 1996.
- [17] Zejak,A.J., Simić,I.S., Dukić,M.L. Frequency Hopping Mismatched Filters for Radar and Sonar Applications. *Proc. of IEEE International Symposium on Spread-Spectrum Technique and Application - ISSSTA '96*, Mainz, p.877-881.
- [18] SIMIĆ,I.S., ZEJAK,A.J., DUKIĆ,M.L., ERIĆ,M.M. Mismatched multi carrier complementary spread spectrum radar and sonar systems. *IEEE First International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum*, April 24-25, 1997, Oberpfaffenhofen, Germany, published in book *Multi-Carrier Spread-Spectrum*, Kluwer Academic Publishers 1997, p.195-200.
- [19] PETROVIĆ,A. *Projektovanje ECF filtera za radarske i komunikacione primene*. magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, jun 1998.
- [20] PETROVIĆ,A., ZEJAK,A.J., SIMIĆ,I.S., ZRNIĆ,B. Minimax Approach To Envelope Constrained Filter Design. *Proc. of IEEE "International Symposium on Information Theory" ISIT'98*, Cambridge, 16-21. Aug. 1998, p.474.
- [21] PETROVIĆ,A., ZEJAK,A.J., SIMIĆ,I.S., ZRNIĆ,B. Minimax Algorithm Application in ECF and ECU Design. *Proc. of IEEE Fifth International Symposium on Spread-Spectrum Technique and Appli-*

- ation - ISSSTA '98, Sun City, South Africa, 2-4. Sept. 1998, p.999-1002.
- [22] PETROVIĆ,A., ZEJAK,A.J., SIMIĆ,I.S., ZRNIĆ,B. A New Approach to ECF Design is Proposed Based on IRLS Algorithm. *Proc. of "European Signal Processing Conference" EUSIPCO '98*, Rhodos, 8-11. Sept. 1998, p.2005-2008.
- [23] HAYKIN,S. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, New York, 1986.
- [24] ZRNIĆ,B. *Potiskivanje sopstvenog klatera u radarima sa kompresijom impulsa primenom metode najmanjih kvadrata*. magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, april 1998.
- [25] ZEJAK,A.J., SIMIĆ,I.S., PETROVIĆ,A. Mismatched Compressive Receiver with Rejected Sidelobes. *Proc. of IEEE "International Symposium on Information Theory" ISIT'98*, Cambridge, 16-21. Aug. 1998, p.476.
- [26] SIMIĆ,I.S., ZEJAK,A.J., ZRNIĆ,B., PETROVIĆ,A. Compressive Receiver Sidelobes Suppression Based on Mismatching Algorithms. *Proc. of IEEE Fifth International Symposium on Spread-Spectrum Technique and Application - ISSSTA '98*, Sun City, South Africa, 2-4. Sept. 1998, p.990-993.
- [27] SIMIĆ,I.S. ZEJAK,A.J., GOLUBIČIĆ,Z.T., PETROVIĆ,A. Improved Radar Range Resolution Achieved by Mismatched Filter. *Proc. of IEEE "9th Mediterranean Electrotechnical Conference" MELECON '98*, Tel-Aviv, 18-20. May 1998, p.435-438.

Rad primljen: 8.7.1998.god.