

KOMPRESIVNI PRIJEMNICI SA OPTIMIZOVANOM VREMENSKO-FREKVENCIJSKOM KARAKTERISTIKOM

Igor S. Simić, 1P - 4522 Beograd, e-mail: isimic@imtel.co.yu
 Božis U. Zejak, Institut IMTEL, B. Lenjina 165B, 11070 N. Beograd

Sadržaj - *Primena radarske funkcije neodređenosti na objašnjenje principa rada kompresivnog prijemnika inicirala je razvoj algoritma koji optimizuje odsečak vremensko-frekvencijske funkcije kompresivnog prijemnika. U ovom radu prikazan je algoritam i rezultati koji se njime postižu.*

I. UVOD

Brzo pretraživanje radio-frekvencijskog spektra, detekcija, identifikacija i eksploatacija signala koji se u njemu nalaze, imaju izuzetno široku primenu u savremenim sistemima za elektronsko izviđanje [1,2,3,4]. Jedan od osnovnih postupaka za analizu signala je primena kompresivnih prijemnika. Kompresivni (compressive) ili mikrosken (microscan) prijemnik u kratkom vremenskom intervalu skenira široki frekvencijski opseg, detektuje frekvencijske komponente signala u njemu i omogućava njihovo dalje procesiranje. Signal na izlazu kompresivnog prijemnika čini niz vremenski razdvojenih impulsa.

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

U dostupnoj literaturi [3,5,6,7,8] problem potiskivanja bočnih snopova rešavan je primenom prozorskih funkcija (Hemingova, Heningova, Kajzerova, Blekmanova i sl.). Njihova upotreba omogućava potiskivanje bočnih snopova, ali po cenu smanjenja rezolucije prijemnika. Drugim rečima, zbog upotrebe prozorskih funkcija proširuje se glavni snop odziva kompresivnog prijemnika.

Budući da je ideja o primeni čirpa u kompresivnom prijemniku potekla iz oblasti radarske tehnike, za njegovu interpretaciju pogodnija je radarska funkcija neodređenosti. Takođe, primena radarske funkcije neodređenosti, u interpretaciji rada kompresivnog prijemnika, pružila je nove mogućnosti u rešavanju problema potiskivanja bočnih snopova.

U drugom poglavlju opisan je način rada kompresivnog prijemnika preko čirp transformacije. U trećem poglavlju data je funkcija neodređenosti kompresivnog prijemnika, a u četvrtom istaknut problem njene optimizacije i dat algoritam kojim se to postiže. Rezultati optimizacije prikazani su u petom poglavlju.

II. KOMPRESIVNI PRIJEMNIK

Kompresivni prijemnik ili, kako se još u literaturi naziva, mikrosken (microscan) prijemnik jeste sklop za analognu Furijeovu transformaciju ulaznog signala. Naziv *mikrosken* potiče iz laboratorija Stanfordskog univerziteta i odnosi se na funkciju prijemnika koji omogućava monitorisanje širokog frekvencijskog opsega (reda nekoliko GHz) u delu mikrosekunde. Naziv kompresivni koristi se za ovaj tip prijemnika zbog toga što se izlazni signal komprimuje u uski impuls na svom izlazu. Da bi se napravila terminološka razlika između kompresionog filtera u radaru koristi se naziv kompresivni (a ne kompresioni) prijemnik.

Sušinski, kompresivni prijemnik je širokopojasni prijemnik koji merenjem vremenske pozicije impulsa na izlazu, određuje trenutne frekvencije komponenti ulaznog signala.

U velikom broju radova [1,3,7] pokazano je da se Furijeova transformacija može prikazati u formi konvolucije.

Neka je signal kompleksnog linearnog čirpa dat sledećim izrazom

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

gde je k strmina promene trenutne frekvencije i neka je impulsni odziv filtera jednak signalu čirpa sa strminom k suprotnog predznaka, tada konvolucija

$$S(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{j\pi k (t-\tau)^2} dt, \quad (2)$$

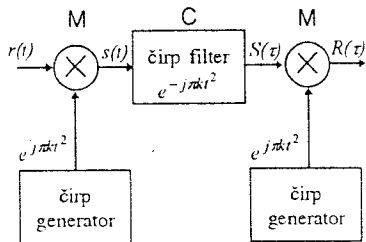
predstavlja Frenelovu transformaciju ulaznog signala $r(t)$ pomnoženog sa signalom čirpa $s(t) = r(t) \cdot e^{j\pi k t^2}$.

Filter koji obavlja konvoluciju ulaznog signala pomnoženog sa čirpom naziva se često *convolver* ili *čirp filter*, a zbog efekta koji dovodi do kompresije ulaznog signala u uski izlazni impuls koristi se i izraz *kompresivni filter*. Ako se izlaz filtera još jednom pomnoži sa signalom čirpa $R(\tau) = S(\tau) \cdot e^{j\pi k \tau^2}$, dobija se Furijeova transformacija ulaznog signala $r(t)$,

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \cdot e^{-j(2\pi k \tau)t} dt. \quad (3)$$

Znači, množenjem ulaznog signala sa signalom kompleksnog čirpa, zatim kompleksnom konvolucijom sa čirpom (Frenelova transformacija) i još jednim množenjem sa kompleksnim čirpom dobija se Furijeova transformacija signala. Furijeova transformacija dobijena na taj način zove se i čirp transformacija i čini suštinu obrade signala koja se u kompresivnom prijemniku obavlja.

Zbog redosleda operacija ova konfiguracija kompresivnog prijemnika označava se sa M-C-M (Multiply-Convolve-Multiply) i prikazana je na slici 1.



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

Zamenom operacija konvolucije i množenja mogu se izvesti slične relacije za konfiguraciju kompresivnog prijemnika C-M-C (Convolve-Multiply-Convolve).

Frenelova transformacija signala (2) omogućava da se detektuju frekvencijske komponente signala i da se izmeri njihova frekvencija, što je za najveći broj primena dovoljno. Drugim rečima, kompresivni prijemnik u konfiguraciji M-C-M moguće je realizovati sa jednim množačem, konvolverom (M-C) i sklopom za kvadriranje.

Drugo množenje potrebno je izvršiti da bi se zadržala informacija o trenutnoj fazi signala. U primenama kompresivnog prijemnika, gde je ova informacija važna, konfiguracija M-C-M i C-M-C koristi se u celini.

Glavni značaj algoritma za čirp transformaciju je u tome što se operacija konvolucije može efikasno izvršiti pomoću SAW (Surface Acoustic Wave) analognog transverzalnog (čirp) filtera.

III. FUNKCIJA NEODREĐENOSTI KOMPRESIVNOG PRIJEMNIKA

U odnošu na relativno trajanje signala čirpa T_M na prvom množaču i impulsnog odziva kompresionog filtera (konvolvera) T_C , postoje dva tipa kompresivnih prijemnika [7].

1. M(s)-C(l)-M gde je $T_M < T_C$;
2. M(l)-C(s)-M gde je $T_M > T_C$.

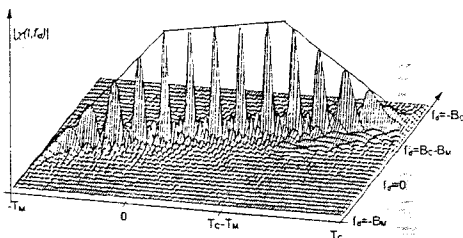
U najvećem broju aplikacija kompresivni prijemnik se koristi u M(s)-C(l)-M konfiguraciji. U ovom slučaju odziv konvolvera za različite frekvencijske

pomake signala čirpa, odnosno funkcija neodređenosti $\chi(t, f)$ biće

$$\chi(\tau, f) = \begin{cases} \frac{\sin \left[\pi T_M (f + k\tau) \left(1 + \frac{\tau}{T_M} \right) \right]}{\pi \sqrt{T_M T_C} (f + k\tau)} & \text{za } -T_M \leq \tau \leq 0, \\ \frac{\sin \left[\pi T_M (f + k\tau) \right]}{\pi \sqrt{T_M T_C} (f + k\tau)} & \text{za } 0 \leq \tau \leq T_C - T_M, \\ \frac{\sin \left[\pi T_M (f + k\tau) \left(1 - \frac{\tau - (T_C - T_M)}{T_M} \right) \right]}{\pi \sqrt{T_M T_C} (f + k\tau)} & T_C - T_M \leq \tau \leq T_C. \end{cases} \quad (4)$$

Prethodna relacija izvedena je uz pretpostavku da je najniža frekvencija signala čirpa prvog množača jednaka najnižoj frekvenciji impulsnog odziva konvolvera, a najviša frekvencija čirpa prvog množača manja od najviše frekvencije impulsnog odziva kompresionog filtera.

Na osnovu prethodnog izraza vremensko-frekvencijski odziv kompresionog filtera za 14 frekvencijskih pomaka $\chi(t, f)$ prikazan je na slici 2.



Slika 2. Vremensko-frekvencijski odziv kompresionog filtera za M(s)-C(l)-M tip kompresivnog prijemnika.

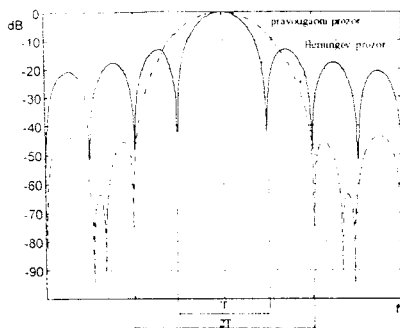
IV. OPTIMIZOVANJE VREMENSKO-FREKVENCIJSKE FUNKCIJE KOMPRESIVNOG PRIJEMNIKA

Kao što se iz izraza (4) može videti, odziv pojedinačnog impulsa kompresivnog prijemnika ima oblik $\sin(x)/x$ sa nivoom maksimalnih bočnih snopova -13.46 dB. Dinamički opseg prijemnika ograničen je nivoom bočnih snopova pa se radi rešenja tog problema primenjuju različiti metodi za njihovo potiskivanje.

Dosadašnji pristupi rešavanju problema visokih bočnih snopova zasnivaju se na primeni prozorskih funkcija (Hemingova, Heningova, Kajzerova, Blekmanova i sl.). Međutim, njihovom upotrebom proširuje se glavni snop odziva kompresivnog prijemnika, a time smanjuje rezolucija kompresivnog prijemnika.

Primenom Hemingovog prozora bočni snopovi se potiskuju na nivo -42.8 dB. Pri tome se glavni snop na 3 dB od vrha proširuje 1.4 puta [3,8].

Drugim rečima, gubitak rezolucije se definiše na 3 dB od vrha, a vrednosti bočnih snopova se posmatraju izvan glavnog snopa koji je proširen 2 puta u odnosu na glavni snop prilagođenog filtera. Znači, realno, rezolucija je umanjena 2 puta, kao što je na slici 3 prikazano



Slika 3. Proširenje glavnog snopa odziva kompresivnog prijemnika zbog primene prozorske funkcije.

Cilj ovog rada jeste da se iskoristi vremensko - frekvencijski odziv (funkcija neodređenosti) kompresivnog prijemnika i algoritmi poznati u radarskoj tehnici za oblikovanje odsečka funkcije neodređenosti. Takođe, cilj je da se pri tome sačuva rezolucija kompresivnog prijemnika. Na taj način projektovan je kompresioni filter kompresivnog prijemnika čiji odziv ima potisnute bočne snopove u optimizovanom frekvencijskom opsegu.

Kao osnova poslužio je DIRLS algoritam [9]. Izabrani frekvencijski opseg kompresivnog prijemnika odgovara segmentu funkcije neodređenosti koji je predmet optimizacije DIRLS algoritmom.

DIRLS procedura za optimizaciju u izabranom frekvencijskom opsegu (Doplerovom opsegu) definisana je kao proces oblikovanja pogodnog oblika funkcije neodređenosti. Ciljna funkcija neodređenosti odgovara željenom odzivu kompresionog filtera i definisana je

$$\Delta\Phi = [d_{f_1}, \dots, d_{f_i}, \dots, d_{f_P}]^T, \quad (4)$$

gde je vektor d_{f_i} željeni odziv filtera za pojedinačni frkvencijski presek funkcije neodređenosti, a P je broj preseka. U slučaju kompresivnog prijemnika d_{f_i} je vektor nula u kome se samo na mestima pika za i -ti frekvencijski pomak nalaze jedinice.

Matrici signala odgovara blok matrica

$$S_\Phi = [S_{f_1}, \dots, S_{f_i}, \dots, S_{f_P}]^T, \quad (5)$$

gde je S_{f_i} matrica signala za pojedinačni pomak frekvencije, N broj dobiraka ulaznog signala i M je dužina filtera ($M \geq N$).

DIRLS algoritam može se opisati na sledeći način:

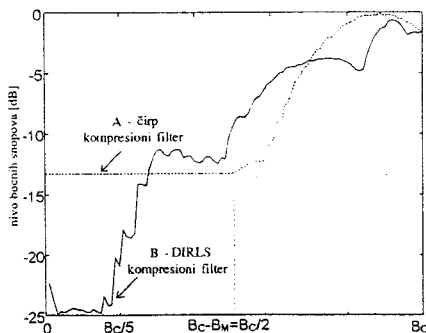
$$\hat{x}(n) = [S_\Phi^H(0)W_\Phi(n-1)S_\Phi(0)]^{-1} \cdot S_\Phi^H(0)W_\Phi(n-1)\Delta_\Phi(n-1) \quad (6)$$

gde su \hat{x} procenjeni koeficijenti filtera. $[\cdot]^H$ označava hermitsku transformaciju.

U prethodnom izrazu $W(n)$ je blok matrica koju čine diagonalne matrice $R(n) \text{ diag}[r(n)]$, gde je $r(n)$ težinski vektor koji predstavlja dvodimenzionalni adaptivni prozor za uobličavanje funkcije neodređenosti u i -toj iteraciji [9]. Funkcija prozora W koja je uključena u matricu W može se posmatrati kao korektivni faktor LS algoritma. Glavnu ulogu u DIRLS algoritmu igra postupak inoviranja matrice W . Od prethodne do sledeće iteracije jedino se ova matrica inovira.

V. REZULTATI

Za čirp signal sa strmišnom $k=16$ i $M(s)-C(l)-M$ tip prijemnika, gde je $T_c=2T_M$, projektovan je kompresioni filter primenom DIRLS algoritma. Komparativni rezultati maksimalnih bočnih snopova prikazani su na slici 4. Frekvencijski opseg $M(s)-C(l)-M$ tipa kompresivnog prijemnika definisan je za vrednosti frekvencije od 0 do B_c-B_M (ravni deo karakteristike funkcije neodređenosti). Van tog opsega dolazi do smanjenja glavnog snopa i povećanja bočnih snopova, što je krivom A na slici 4 prikazano.

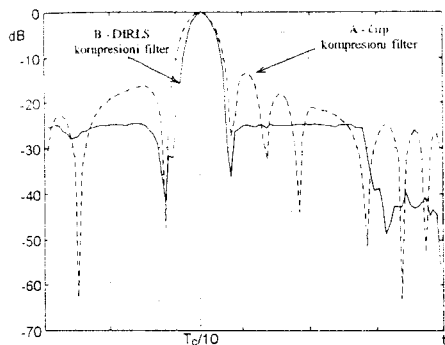


Slika 4. Uporedni prikaz nivoa maksimalnih bočnih snopova na izlazu kompresivnog prijemnika $M(s)-C(l)-M$ tipa sa $T_c=2T_M$ za A - čirp kompresioni filter; B - DIRLS kompresioni filter.

Kompresioni filter smo projektovali da ima optimizovanu karakteristiku na trećini propusnog opsega. Može se zapaziti da su, u optimizovanom

opsegu, znatno bolje performanse kompresivnog prijemnika sa DIRLS filterom nego sa čirp filterom.

Na slici 5 uporedno su prikazani odzivi kompresivnog prijemnika za slučajeve kada je kompresioni filter čirp filter (kriva A), i DIRLS čirp filter (kriva B). Ulazna frekvencija u kompresivni prijemnik je $f=B_c/10=kT_c/10$.



Slika 5. Odziv kompresivnog prijemnika kada je ulazna frekvencija $B_c/10$ za: A - čirp kompresioni filter, B - DIRLS kompresioni filter.

VI. ZAKLJUČAK

Pokazali smo da je primena metoda za projektovanje radarskog signala pomoću oblikovanja funkcije neodređenosti [9,10] u oblasti kompresivnih prijemnika dala dobre rezultate. Projektovali smo kompresioni filter kompresivnog prijemnika koji u optimizovanom delu frekvencijskog opsega ima potisnute bočne snopove.

Dalji rad će biti usmeren ka analizi moguće primene ovog načina projektovanja na poboljšanje rezolucije kompresionog prijemnika, kao i primeni višenivolskih sekvenci [10] (multi-level sequences) optimizovanih po frekvencijskom pomaku na projektovanje kompresivnog prijemnika sa dobrim rezolucionim svojstvima i niskim nivoom bočnih snopova.

LITERATURA

[1] R. G. Wiley, "Electronic intelligence: the analysis of radar signals", Artech House, 1985.

[2] D. C. Schleher, "Introduction to Electronic Warfare", Artech House, 1986.

[3] J. B. Y. Tsui, "Microwave receivers with electronic warfare applications", Krieger publishing company, 1992 (reprint orig. edition 1986).

[4] J. P. Stephens, "Advances in Signal Processing Technology for Electronic Warfare", IEEE AES Systems Magazine, November 1996, pp. 31-38.

[5] C. E. Cook, M. Bernfeld, "Radar signals, an introduction to theory and applications", Chapter 7, Academic Pres. New York, 1967.

[6] A. W. Rihaczek, "Principles of High - Resolution Radar", McGraw-Hill New York, 1969.

[7] M. A. Jack, P. M. Grant, J. H. Collins, "The Theory, Design, and Applications of Surface Acoustic Fourier-Transform Processors", Proc. of the IEEE, Vol. 68 No.4, April 1980, pp. 450-468.

[8] F. J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Proc. of the IEEE, Vol. 66, No.1, January 1978, pp. 51-83.

[9] Aleksa J. Zejak, E. Zentner, Predrag B. Rapajić, "Doppler optimized mismatched filters", Electronics letters, Vol 21, No. 7, 1991, pp. 558-560.

[10] I. S. Simić, A. J. Zejak, M. L. Dukić, "Design of multilevel sequences based on mismatched chirp and FH multilevel sequences for radar and sonar applications", Electronics Letters, Vol. 33, No. 13, 19th June 1997, pp. 1174-1176.

Abstract - In this paper we use ambiguity function description of the compressive receiver operation. The most important benefit of this approach is the possibility of application of radar signal design methods for ambiguity function shaping in the field of compressive receivers. Results in ambiguity function shaping are also presented. We successfully designed a compression filter which suppresses sidelobes without significant degradation of the receiver resolution.

COMPRESSIVE RECEIVER WITH OPTIMISED TIME-FREQUENCY CHARACTERISTIC

I. S. Simić,
B. U. Zejak