

ПОТИСКИВАЊЕ БОЧНИХ СНОПОВА У РАДАРИМА СА КОМПРЕСИЈОМ ИМПУЛСА ПРИМЕНОМ МОДИФИКОВАНОГ РЛС АЛГОРИТМА

Бојан Зрнић, *Војнојехничка академија Војске Југославије, Београд*
 Алекса Зејак, *Институт ИМТЕЛ, Булевар Лењина 165-Б, Београд*

Садржај: У раду је дат нови алгоритам за пројектовање раздешених радарских филтера, који врше потискивање бочних снопова фазно кодованог радарског сигнала. Алгоритам се заснива на познатом рекурзивном алгоритму најмањих квадрата (РЛС) и даје резултате који су конкурентни најбољим резултатима публикованим до сада.

1. УВОД

Радари са проширеним спектром имају многе предности у односу на радаре са једноставном импулсном модулацијом, док је главни недостатак ових радара релативно висок ниво бочних снопова сигнала на излазу прилагођеног филтера у радарском пријемнику. Ова појава се назива и *сојстивени клајшер*, због тога што маскира слабије одјеке од правих циљева и изазива лажне аларме као и прави кластер.

При потискивању бочних снопова примењују се најчешће два критеријума: потискивање на основу средње вредности квадрата бочних снопова (Mean Square Sidelobe Level) и потискивање максималних бочних снопова (Peak Sidelobe Level). Први критеријум је важнији ако се разматра окружење са униформно дистрибуираним кластером, док је други критеријум интересантнији за случај неуниформно дистрибуираног кластера [1].

Проблем потискивања сопственог кластера се углавном решава пројектовањем компресионих, тачније, раздешених филтера при чему се као критеријуми најчешће користе минимизација квадратне грешке (ЛС, од енг. Least Square) и минимизација максималне грешке (минимаксни критеријум).

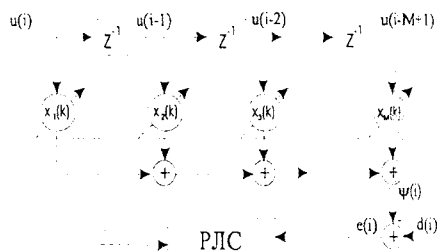
У овом раду дат је нови алгоритам за пројектовање коефицијената раздешених радарских филтера, заснован на познатом РЛС алгоритму, који ефикасно потискују бочне снопове унутаримпулсно фазно модулисаног радарског сигнала. Добијени резултати су упоређени са најбољим до сада публикованим резултатима који решавају исти проблем а који се добијају итеративном пондерисаном ЛС процедуром (ИРЛС) [2]. Рад представља резултат усавршавања сличног алгоритма публикованог у [3].

Основна мотивација за овај рад је била, поред истраживања могућности за боље потискивање бочних снопова, и жеља да се добије нумерички мање захтеван алгоритам за пројектовање филтера, јер примена ИРЛС процедуре поготово у случају

оптимизације по Доплеровом помаку, укључује инверзију матрице великих димензија.

2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ РАЗДЕШЕНОГ ФИЛТЕРА ПОМОЋУ МОДИФИКОВАНОГ РЛС АЛГОРИТМА

Радарски раздешени филтери имају углавном трансверзалну структуру, па је при дефинисању новог алгоритма коришћена аналогија са применом РЛС алгоритма као механизма адаптације при реализацији адаптивних филтера трансверзалне структуре [4]. Основна структура адаптивног трансверзалног филтера дата је на слици 1. Потребно је нагласити да добијени филтер за потискивање сопственог кластера није адаптиван већ се само у поступку добијања његових коефицијената користи приступ познат из теорије адаптивних филтера.



Сл.1. Структура адаптивног трансверзалног филтера

Применом стандардне РЛС методе за стационарне услове ($\lambda=1$), добија се филтер који је оптималан у смислу потискивања средње вредности квадрата бочних снопова. Да би се побољшала карактеристика филтера у смислу потискивања максималних бочних снопова, извршена је модификација стандардне РЛС процедуре увођењем критеријума:

$$|\alpha_k| \geq T_h \quad (1)$$

где T_h представља вредност прага са којим се пореди износ тренутне грешке. Ако је грешка већа или једнака вредности прага врши се корекција вектора процењених коефицијената филтера w_k , вектора појачања G_k и матрице P_k . Ако је грешка мања, не врши се корекција ових величина тј. нова

вредност једнака је вредности из претходног тренутка и иде се на следећу итерацију

Модификована РЛС процедура описана је значи следећим једначинама:

Нека је $j=1,2,\dots,L$

нека је $k=1,2,\dots,N+M-1$

$$\alpha_k = d_k - \hat{x}_k^H u_k \quad (2)$$

$$G_k = \begin{cases} \lambda^j P_{k-1} u_k (1 - \lambda^j u_k^H P_{k-1} u_k), & |\alpha_k| \geq Th_{j,j} \\ G_{k-1}, & \text{за остале } \alpha_k \end{cases} \quad (3)$$

$$\hat{x}_k = \begin{cases} \hat{x}_{k-1} + G_k \alpha_k, & |\alpha_k| \geq Th_{j,j} \\ \hat{x}_{k-1}, & \text{за остале } \alpha_k \end{cases} \quad (4)$$

$$P_k = \begin{cases} \lambda^j (P_{k-1} - G_k u_k^H P_{k-1}), & |\alpha_k| \geq Th_{j,j} \\ P_{k-1}, & \text{за остале } \alpha_k \end{cases} \quad (5)$$

$$err_k = |\alpha_k| \quad (6)$$

$$\max_err_j = \max (err_k) \quad (7)$$

$$Th_{j,j} = \delta \max_err_j \quad (8)$$

где су:

λ - фактор заборављања, u_k је вектор улаза дужине N (одговара дужини употребљене кодне секвенце), x_k је вектор процењених којефицијената филтера дужине M , d_k је вектор жељеног излаза дужине $N+M-1$, err_j је вектор грешке дужине $N+M-1$, $\max(\cdot)$ означава максимални елемент одговарајућег вектора, L је укупан број итерација алгоритма, $(\cdot)_k$ означава актуелну итерацију. Једна итерација одговара проласку једног кодованог радарског импулса кроз линију за кашњење трансверзалног филтера, а у складу са тим L представља укупан број импулса радарског сигнала који прођу кроз филтер у процесу пројектовања којефицијената раздешеног филтера. Константа δ има вредност блиску или једнаку јединици и она утиче на брзину конвергенције овог алгоритма.

Да би овај алгоритам могао да започне рад, потребно је одредити иницијалне вредности за вектор x , матрицу P као и почетну вредност прага Th . Уобичајен избор је $\hat{x}(0)=0$ и $P_0=0I$, где је 0 - нул вектор, ρ - позитивна велика константа, I - јединична матрица. Постављањем вредности $Th_0=0$, обезбеђује се да алгоритам у првој итерацији достиже стандардно РЛС решење, које је оптимално у погледу нивоа средњеквадратних бочних снопова.

Увођењем критеријума (1) и начином избора прага Th извршена је, у суштини, *минимаксна* формулација стандардног РЛС алгоритма, јер се корекција естимираног вектора којефицијената филтера обавља само у тренутцима када је вредност тренутне грешке на излазу филтера већа или једнака максималној вредности грешке на излазу филтера из претходне итерације. Другим речима, предложени алгоритам покушава да минимизује максималну вредност грешке на излазу филтера, што одговара пројектовању раздешеног радарског филтера који је оптималан у погледу потискивања максималних бочних снопова. Разлика између овог алгоритма и алгоритма датог у [3] огледа се у начину избора прага Th .

На овај начин могуће је постићи компромис између нивоа максималних бочних снопова и средње вредности квадрата бочних снопова у зависности од критеријума којем се даје већи значај.

3. РЕЗУЛТАТИ ПРОЈЕКТОВАЊА

У наставку су дати резултати примене модификованог РЛС алгоритма на пројектовање филтера за потискивање бочних снопова фазно модулисаног радарског сигнала за неке типичне реалне и комплексне кодне секвенце, за случај када не постоји Доплеров помак примљеног сигнала.

Пројектован је трансверзални филтер за потискивање сопственог клатера фазно модулисаног радарског сигнала Баркером секвенцом дужине 13. Дужина филтера M једнака је дужини секвенце N . Иницијалне вредности су биле: $Th_0=0$, $\delta=0.995$, $\hat{x}(0)=0$ и $P_0=100 \cdot I$, где је I јединична дијагонална матрица димензија (M,M) .

На улаз филтера (сл.1) доводи се рефлектовани радарски сигнал (тачније његова комплексна овојница) што, у случају кад нема Доплеровог помака, одговара проласку секвенце, којом је фазно модулисан предајни сигнал, кроз линију за кашњење трансверзалног филтера. Жељени излаз d_k представља идеализовани одзив филтера (јединични централни сноп, сви бочни снопови су једнаки нули).

На слици 2 приказани су одзиви раздешених филтера пројектованих применом модификованог РЛС алгоритма и ИРЛС алгоритма.

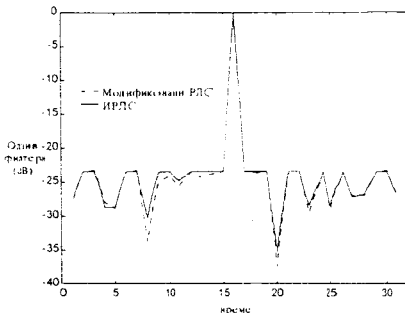
Добијени резултати указују на конкурентност предложене методе у односу на ИРЛС јер се за релативно исти ниво максималних бочних снопова добија нешто нижи ниво средњеквадратне вредности бочних снопова, док је губитак односа сигнал/шум практично исти за оба филтера. (Табела 1).

Уз исте иницијалне вредности као у претходном случају, пројектован је раздешени филтер за потискивање сопственог клатера фазно модулисаног радарског сигнала полифазном $P1$ секвенцом дужине 16. Дужина филтера једнака је дужини секвенце.

Упоредни резултати добијеног филтера са другим радарским компресионим филтерима дати су у Табели 2 и на слици 3.

Табела 1. Параметри различитих радарских компресионих филтера за Баркерову секвенцу дужине 13

АЛГОРИТАМ ПРОЈЕКТОВАЊА	Макс. бочни снопови (dB)	Средњекв. бочни снопови (dB)	Губитак односа сигнал/шум (dB)
Прилаг. филтер	-22.28	-25.29	-
Стандардни РЛС	-24.01	-29.48	0.143
Модиф. РЛС	-25.73	-27.85	0.222
ИРЛС	-25.78	-27.43	0.224



Сл. 3. Сигнал на излазу из филтера добијених ИРЛС и модификованим РЛС алгоритмом за Р1 секвенцу дужине 16

4. ЗАКЉУЧАК

У раду је описана процедура за пројектовање филтера за потискивање сопственог клатера кориштењем модификованог РЛС алгоритма. Најважнија предност овог алгоритма у односу на ИРЛС приступ је значајно смањење нумеричке комплексности поступка пројектовања, као и нешто нижи ниво средњеквадратних бочних снопова. У даљем раду биће анализирани резултати које даје овај алгоритам за случај пројектовања раздешених филтера који су оптимизовани по Доплеровом помаку фреквенције.

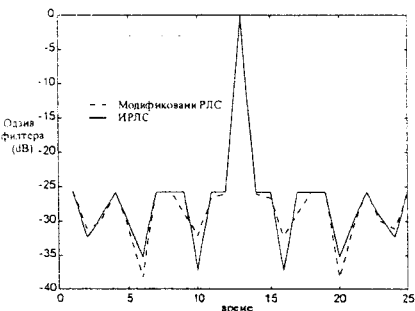
ЛИТЕРАТУРА

1. S.Zoraster, "Minimum Peak Range Sidelobe Filters for Binary Phase-Coded Waveforms", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol.AES-16, pp.112-115, Jan.1980
2. A.J.Zejak, E.Zentner, P.B.Rapajić, "Doppler optimized mismatched filters", Electronics letters, Vol 21, No. 7, pp. 558-560, 1991
3. B. Zrnić, A. Zejak, M. Andrić, "Potiskivanje sopstvenog klatera u radarima sa kompresijom impulsa primenom RLS algoritma", Zbornik radova TELFOR '97, str.223-225, November 1997
4. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1986

Abstract: The design procedure for self-clutter filter by modified recursive least square method is presented. The main advantage this approach is possibility of compromise between two criterion: the peak sidelobe level and the mean square sidelobe level.

RANGE SIDELOBE SUPPRESSION IN PULSE COMPRESSION RADARS BY MODIFIED RECURSIVE LEAST SQUARE APPROACH

Bojan Zrnić, Aleksa Zejak



Сл. 2. Сигнал на излазу из филтера добијених ИРЛС и модификованим РЛС алгоритмом за Баркерову секвенцу дужине 13

Табела 2. Параметри различитих радарских компресионих филтера за Р1 секвенцу дужине 16

АЛГОРИТАМ ПРОЈЕКТОВАЊА	Макс. бочни снопови (dB)	Средњекв. бочни снопови (dB)	Губитак односа сигнал/шум (dB)
Прилаг. филтер	-21.07	-23.80	-
Стандардни РЛС	-20.32	-25.84	0.211
Модиф. РЛС	-23.36	-24.77	0.237
ИРЛС	-23.43	-24.58	0.245