

Системска анализа могућности примене делимично комплементарних Баркерових радарских сигнала у радару ПР-15

Слободан Симић, Алекса Зејак

Садржај — У овом раду анализирана је могућност примене делимично комплементарних Баркерових радарских сигнала у преносном радару за извиђање циљева на земљишту ПР-15. Блок за обраду ових сигнала реализовали смо и верификовали на платформи за дигиталну синтезу и обраду радарских сигнала заснованој на DDS и FPGA технологији. Синтезатором смо генерисали широк скуп репрезентативних тест сигнала чиме смо значајно редуковали обим компликованих и скуних испитивања на полигону ради добијања реалних тест сигнала.

Кључне речи — DDS, FPGA, делимично комплементарне секвенце, компресија импулса.

I. Увод

РАЗВОЈ радарских система за извиђање циљева на земљишту снажно је постакинут развојем нових микроталасних и информационих технологија (полупроводнички појачавачи, штампане антене, микропроцесори опште намене, оперативни системи за рад у реалном времену, дигитални процесори сигнала итд.). Поред тога, на развој ових радара значајан је утицај имала и примена софистицираних алгоритама за дигиталну обраду сигнала који су првобитно развијани за потребе модернизације радара за извиђање циљева у ваздушном простору као и авионских радара. Концепт новог модела домаћег радара из ове фамилије представљен је у раду [1]. Блок дигиталне обраде радарских сигнала (ДОРС) овог радара, детаљно је описан у [2].

Приликом развоја нових или тестирања постојећих радарских уређаја по деловима или у целини, веома је важно имати синтезатор радарских сигнала као и аквизициони систем за прикупљање и обраду података. Платформа, која обједињује оба модула, а реализована је током развоја функционалног модела преносног извиђачког радара ПР-15, описана је у раду [3]. Синтезатор сложеног радарског сигнала заснован на DDS (*Direct Digital Synthesis*) технологији омогућио је развој и тестирање блока дигиталне обраде радарског сигнала без употребе примопредајног блока.

Због ограничене вршне снаге, користе се радарски импулси релативно велике дужине, како би се

емитовала потребна енергија за пројектовани домет. Да би се сачувала резолуција по даљини, користи се унутаримпулсна модулација којом се шири спектар предајног сигнала и омогућује компресија импулса на пријему [4,5]. Нежељена последица проширења предајног импулса јесте ширење следеће зоне. У овом раду разматран је модел радара ПР-15 заснован на облику сигнала са променљивим трајањем, као могућим решењем за превазилажење овог проблема, што је предложено у [6].

II. ИЗБОР ОСНОВНИХ ПАРАМЕТАРА РАДАРА

Предајник је импулсног типа, са високом вредношћу фреквенције понављања импулса, f_R . Предвиђена су два режима рада. У првом, максимални једнозначни домет радара треба да буде већи од 5 km, а резолуција по даљини мања од 50 m. У другом режиму рада максимални једнозначни домет треба да је већи од 15 km, а резолуција по даљини мања од 150 m. Обзиром да се циљеви по земљишту не могу кретати великим брзинама, довољно је да у оба режима максимална брзина циља којег радар треба да детектује износи $v_{Rmax} = 25 m/s$, односно $v_{Rmax} = 90 km/h$. Максимални једнозначни домет импулсног радара R_{jmax} , одређен је фреквенцијом понављања импулса (PRF, *Pulse Repetition Frequency*):

$$R_{jmax} = c/2f_R \quad (1)$$

Из израза (1) видимо да је максимални једнозначни домет обрнуто сразмеран фреквенцији понављања импулса, те је посматрано са аспекта R_{jmax} , боље имати што мању вредност f_R . С друге стране, ширина опсега једнозначног мерења Доплерове фреквенције директно је сразмерна фреквенцији понављања импулса:

$$f_{Dj} \in [-f_R/2, f_R/2] \quad (2)$$

Мерење Доплерове фреквенције је важно јер је њена вредност у директној сразмери с радијалном компонентом брзине циља v_R :

$$f_D = 2v_R/\lambda \quad (3)$$

На основу (2) и (3) закључујемо да је, посматрано са становишта максималне једнозначне радијалне брзине циља, боље изабрати што већу вредност f_R . Захтеви (1) и (2) су контрадикторни, па је потребно наћи компромисно решење.

Сходно захтевима за максималним једнозначним дометима, одредили смо следеће вредности за

Слободан Симић, Војна академија, Генерала Павла Јуришића Штурма 33, Београд, slobodansimic@sbb.rs
Алекса Зејак, РТ-РК истраживачко-развојни институт, Фрушкогорска 11, Нови Сад, zejak.aleksa@rt-rk.com

фреквенције понављања импулса: у првом режиму је $f_{R1} = 28.5 \text{ kHz}$, па је на основу (1) $R_{jmax1} = 5.265 \text{ km}$; у другом режиму је $f_{R2} = 9.5 \text{ kHz}$, па је на основу (1) $R_{jmax2} = 15.795 \text{ km}$.

Ако у (2) уврстимо вредности f_{R1} и f_{R2} , добијамо следеће опсеге једнозначног мерења Доплерове фреквенције по режимима:

$$\begin{aligned} f_{D1j} &\in [-14.25, 14.25] \text{ kHz} \\ f_{D2j} &\in [-4.75, 4.75] \text{ kHz} \end{aligned} \quad (4)$$

Обзиром да радар ради у Ku опсегу, на таласној дужини $\lambda \approx 2 \text{ cm}$, то комбинацијом израза (2), (3) и (4), долазимо до следећих опсега једнозначног мерења радијалне компоненте брзине, по режимима:

$$\begin{aligned} v_{R1j} &\in [-142, 142] \text{ m/s} \\ v_{R2j} &\in [-47, 47] \text{ m/s} \end{aligned} \quad (5)$$

Како границе опсега превазилазе максималну брзину циља којег радар треба да детектује, то усвајамо наведене вредности за f_R .

Резолуција по даљини ΔR , у општем случају зависи само од ширине спектра предајног сигнала B :

$$\Delta R = c/2B \quad (6)$$

Определили смо се за бифазну унутаримпулсну модулацију предајних импулса. У почетној варијанти, импулс се модулише Баркером секвенцом дужине 13, што омогућује компресију импулса у блоку ДОРС. Како би се остварили наведени захтеви за резолуцијом по даљини, неопходно је да у првом режиму рада трајање подимпулса буде $T_{pi} = 0.3 \mu\text{s}$ (ширина спектра предајног сигнала је $B = 3.3 \text{ MHz}$), а у другом режиму је $T_{pi} = 0.9 \mu\text{s}$ ($B = 1.1 \text{ MHz}$).

Дужина читавог импулса је $T = 13T_{pi}$, што у првом режиму износи $3.9 \mu\text{s}$, а у другом $11.7 \mu\text{s}$. За време предаје пријемник мора бити искључен, што доводи до појаве слепих зона радара, које се још називају и зонама замрачења.

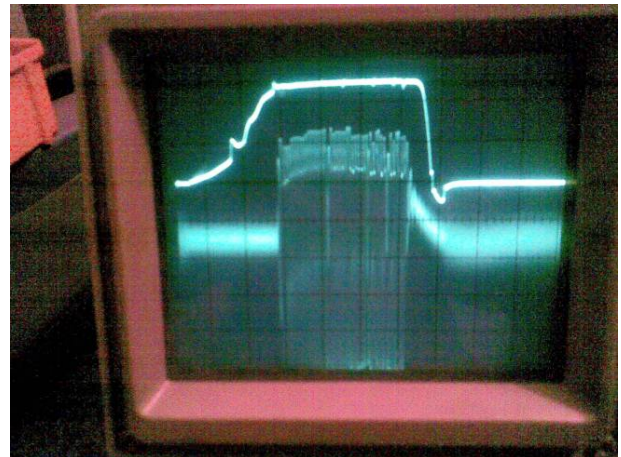
Најкритичнија је прва слепа зона. Њен центар је на месту радара, а полупречник:

$$R_{s1} = cT/2 \quad (7)$$

У првом режиму, полупречник слепе зоне износи приближно 600 m , док је у другом режиму рада његова вредност око 1800 m . Обзиром да се ова два режима рада међусобно допуњују, то релативно велика слепа зона у другом режиму није проблем, јер се њиме покрива простор између 5 km и 15 km од радара. У првом режиму, слепа зона од 600 m је недопустива, јер радар треба да детектује и циљеве с малом рефлексном површином на кратким растојањима, на пример, човека који пузи.

У претходном разматрању предајник и пријемник су идеализовани. Није узет у обзир прелазни режим између пријема и предаје. У стварности, што је већа снага предајника, то ће бити веће и време успостављања потребних нивоа напона и струје излазних појачавача, као и време опадања истих на нулу. Овај ефекат илустрован је на Сл. 1, где је приказана слика са осцилоскопа на који је доведен

излаз аналогног дела пријемника радара ПР-15. У доњем делу екрана осцилоскопа, види се предајни сигнал радара ПР-15 који се пробија у пријемни канал за време предаје и поред заштитних микроталасних прекидача у пријемној грани. Разлог овој појави је велико појачање у пријемном ланцу које је неопходно да би се остварила добра осетљивост радарског пријемника. Светлом линијом у горњем делу екрана, приказан је облик напона напајања излазног појачавача снаге 1 W . Закључујемо да пријемник мора бити искључен нешто дуже време него што је трајање импулса, што додатно повећава полупречник слепе зоне. У овом случају то време износи још два подимпулса.



Сл.1. Предајни сигнал посматран у пријемном каналу

У раду [6] предложен је радар/сонар заснован на облику сигнала са променљивим трајањем, као могућим решењем за превазилажење проблема слепе зоне. Импулси из поворке су бифазно модулисани Баркером секвенцама дужина 3, 4, 5, 7, 11 и 13. Полупречник слепе зоне одређен је трајањем најкраће секвенце. У овом случају то је $T = 3T_{pi}$, што у првом режиму износи $0.9 \mu\text{s}$. На основу (7) полупречник слепе зоне сада износи приближно 150 m .

У раду [7] симулацијом је показано да је овакав начин обраде сигнала осетљивији на Доплеров помак. Опсег једнозначног мерења Доплерових фреквенција смањује се у односу на опсег дефинисан изразом (2) кад се користи једна Баркерова секвенца. Смањење је пропорционално броју различитих секвенци које се користе L , јер се период понављања импулса на излазу из пријемника повећава толико пута. На тај начин се еквивалентна фреквенција понављања импулса f_{Re} , смањује L пута.

$$f_{Re} = f_R/L \quad (8)$$

Комбинујући (8) и (2) добијамо следећи израз за опсег једнозначног мерења Доплерових фреквенција:

$$f_{Dj} \in [-f_R/2L, f_R/2L] \quad (9)$$

У овом опсегу, функција неодређености низа Баркером секвенци има значајно боље карактеристике од функције неодређености било које појединачне секвенце.

Основни циљ рада је испитивање могућности примене једног оваквог сигнала у радару ПР-15, како

би се смањило полупречник слепе зоне и боље потиснули бочни лобови. Уколико искористимо $L=6$ секвенци, на основу (9) и претходно усвојених f_{R1} и f_{R2} , опсеги једнозначног мерења Доплерових фреквенција у наведеним режимима рада износиће:

$$\begin{aligned} f_{D1j} &\in [-2.38, 2.38] \text{ kHz} \\ f_{D2j} &\in [-0.8, 0.8] \text{ kHz} \end{aligned} \quad (10)$$

Комбинацијом (3) и (10) долазимо до следећих опсега једнозначног мерења радијалне компоненте брзине, по режимима:

$$\begin{aligned} v_{R1j} &\in [-24, 24] \text{ m/s} \\ v_{R2j} &\in [-8, 8] \text{ m/s} \end{aligned} \quad (11)$$

У првом режиму максимална брзина циља којег радар треба да детектује v_{Rmax} , је на границама опсега, па у том случају можемо прихватити $L=6$. У другом режиму, v_{Rmax} далеко превазилази границе опсега у којем функција неодређености има добра својства, па у овом случају не можемо прихватити $L=6$. Како се и са употребом две секвенце дужина 11 и 13, битно побољшавају карактеристике функције неодређености по питању бочних лобова [3], а у другом режиму није критичан полупречник слепе зоне, то је у овом режиму целисходно применити само две Баркерове секвенце наведених дужина. На основу (9), $L=2$ и претходно усвојене f_{R2} , опсег једнозначног мерења радијалне компоненте брзине у другом режиму износиће:

$$v_{R2j} \in [-24, 24] \text{ m/s} \quad (12)$$

Добијени опсег је једнак опсегу који се постиже у првом режиму, па прихватамо овакав облик сигнала на предаји.

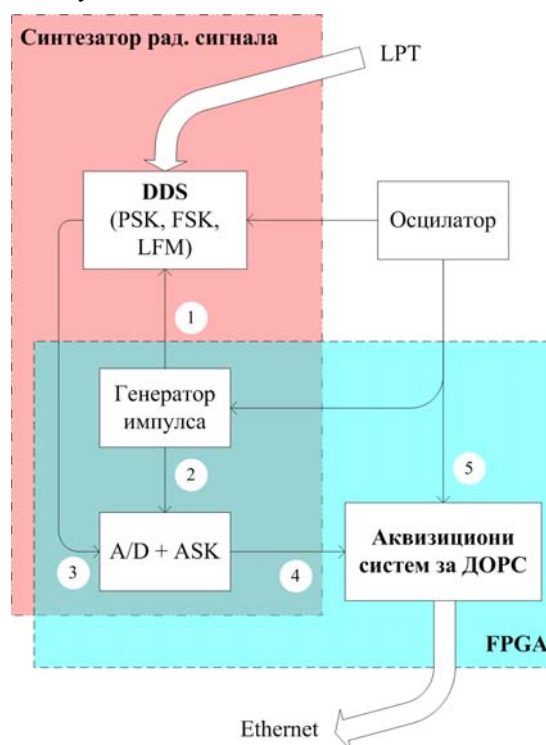
III. РЕАЛИЗАЦИЈА МОДЕЛА БЛОКА ОБРАДЕ СИГНАЛА

Модел блока дигиталне обраде радарског сигнала радара ПР-15, који користи низ Баркерових секвенци променљиве дужине, реализовали смо и верификовали на платформи за дигиталну синтезу и обраду радарских сигнала описаној у раду [3]. Блок шема ове платформе приказана је на Сл. 2.

У ужем смислу, ова платформа се састоји из две функционалне јединице. То су синтезатор радарског сигнала и аквизициони систем за дигиталну обраду радарског сигнала. Ова два модула реализована су помоћу две развојне хардверске платформе. Прва од њих је за директну дигиталну синтезу, с чипом AD9854 произвођача Analog Devices. Друга је развојна FPGA платформа са Spartan3A-DSP чипом произвођача Xilinx. У ширем смислу, платформу чине још осцилатор као генератор простопериодичног такта и персонални рачунар у улози управљачке јединице.

Пошто радарски видео сигнал на улазу у блок ДОРС (тачка 4 на Сл.2) није у основном већ у транспонованом опсегу, његов фреквенцијски садржај се дигитално конвертује у основни опсег у модулу DDC на начин описан у [2]. У модулу компресије импулса обавља се прилагођено филтрирање комплексног радарског видео сигнала у основном опсегу. Након компресије импулса, у модулу S/P

(Serial to Parallel), врши се „рашчешљавање“ добијеног дискретног сигнала односно груписање одбирака који потичу из исте елементарне ћелије у засебне низове и смештање истих у меморију. У наредном модулу врши се брза Фуријеова трансформација (FFT, Fast Fourier Transform) низова смештених у меморију. Добијени подаци се форматирају у подблоку Ethernet и у виду UDP пакета шаљу ка персоналном рачунару. Основни такт сигнали који су неопходни да би наведени блокови исправно радили генерисани су помоћу DCM блокова (DCM, Digital Clock Manager) који су саставни део архитектуре FPGA чипа, а на основу референтног такт сигнала из осцилатора (Сл.2, тачка 5). Остали такт сигнали су изведени из основних такт сигнала.

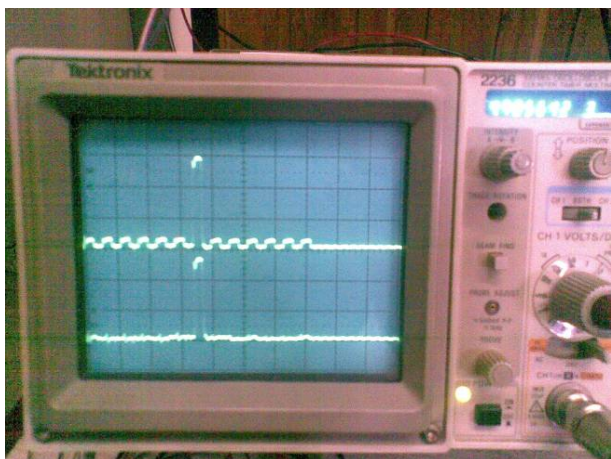


Сл. 2. Функционална шема платформе за дигиталну синтезу и обраду радарских сигнала

У току развоја важно је посматрати сигнале у појединим тачкама главног тока обраде сигнала. То смо омогућили не мењајући архитектуру самог блока, већ само преусмеравањем тока података са излаза појединих модула на улаз Ethernet бафера. На следећим сликама приказани су реални сигнали са излаза компресионог пријемника. Употребљена су два типа сигнала: поворка једнаких импулса, модулисаних Баркером секвенцом дужине 13 (ТИП1) и поворка различитих импулса модулисаних Баркером секвенцама дужина 3, 4, 5, 7, 11 и 13 (ТИП2).

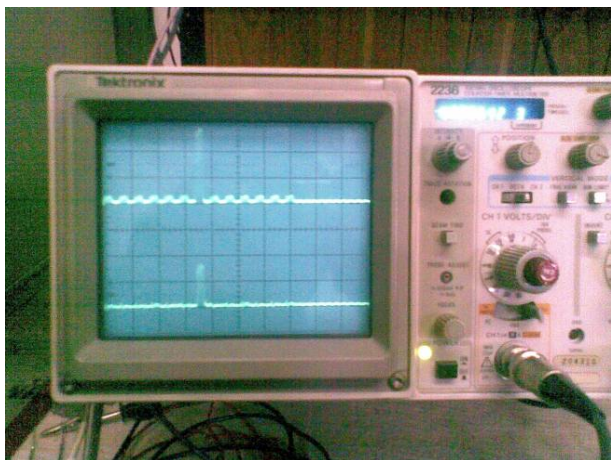
На Сл. 3 приказан је екран осцилоскопа кад се на његове улазе доведу сигнали са излаза из компресора радарског сигнала када се користи сигнал ТИП1 (горњи део екрана) и кад се користи сигнал ТИП2 (доњи део екрана), при нултом Доплеровом помаку. Сигнали су нормирани тако да имају једнаке максималне вредности. Јасно се уочава да су бочни лобови у другом случају значајно нижи. Они се готово

уопште не примећују на осцилоскопу, пошто су као Д/А конвертори на FPGA платформи употребљени 8-битни аналогни излази VGA адаптера.

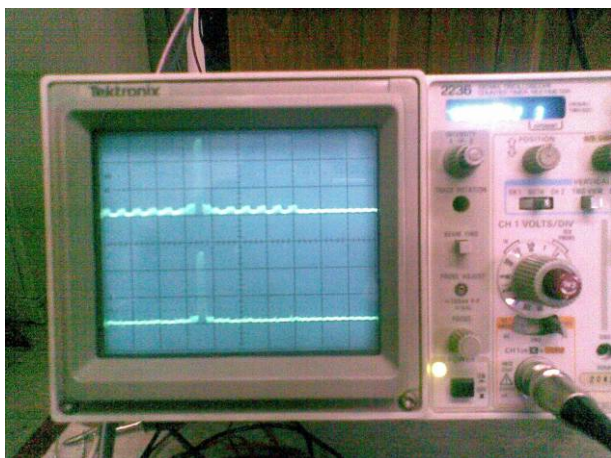


Сл. 3. Сигнал на излазу из компресора при $F_D = 0$ Hz

На Сл.4 приказани су сигнали из истих тачака као претходно, али при Доплеровом помаку од $F_D = 3$ kHz, што је нешто више од $F_R/12$. Примећујемо да се главни лоб смањило готово дупло (3 dB), док се бочни лобови нису подигли. Када је Доплеров помак $F_D = 30$ kHz, што је приближно F_R , главни бочни лоб је поново максималан, али се подижу најближи бочни лобови, што је приказано на Сл.5. Ово се у потпуности слаже с резултатима добијеним симулацијом у раду [7].



Сл. 4. Сигнал на излазу из компресора при $F_D = 3$ kHz



Сл. 5. Сигнал на излазу из компресора при $F_D = 30$ kHz

IV. ЗАКЉУЧАК

Када полупречник зоне осматрања радара ПР-15 није већи од 5 km, може се изабрати довољно велика вредност PRF тако да Доплеров помак који уносе реални циљеви (чија радијална брзина не прелази 90 km/h) не квари добра својства предложеног начина обраде сигнала кад се користи 6 Баркерових секвенци различитих дужина. Када је полупречник зоне осматрања 15 km, број секвенци не сме бити већи од 2.

ЗАХВАЛНИЦА

Овај рад је делимично реализован у оквиру пројеката које је финансирао Министарство за науку и технолошки развој републике Србије.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Зејак А., Симић С., Голубичић З., Антонић М., Вујчић С., „Функционални модел преносног радара ПР-15“, у зборнику симпозијума OTEX 2009, Београд, октобар 2009.
- [2] Симић С., Зејак А., „Дигитална обрада радарских сигнала на FPGA платформи Spartan3A DSP Reference Kit“, у зборнику симпозијума OTEX 2009, Београд, октобар 2009.
- [3] Симић С., Зејак А., „Платформа за дигиталну синтезу и обраду радарских сигнала заснована на DDS и FPGA технологији“, у зборнику радова 54. конференције за ЕТРАН, Доњи Милановац, 2010.
- [4] С.Е. Cook, М. Bernfeld, „Radars signals - an introduction to theory and application“. Academic Press, New York, 1967.
- [5] А.В. Rihaczek, „Principles of high-resolution radar“, McGraw-Hill, New York, 1969.
- [6] Алекса Зејак, „Radar waveforms with variable pulse duration utilising partial complementarity of barker's sequence set“, у зборнику радова 49 конференције за ЕТРАН, свеска 2, Будва 2005, стр. 109-112.
- [7] Алекса Зејак., Слободан Симић, Игор Симић, „Анализа функције неодређености делимично комплементарних Баркерових радарских сигнала променљиве дужине“, у зборнику 18. конференције ТЕЛФОР, Београд, 2010.

ABSTRACT

In this paper, a system analysis of possible application of partial complementary Barker radar signals in portable surveillance radar PR-15 is presented. We designed and verified the signal processing unit for this kind of signals on a digital radar signal synthesis and processing platform based on DDS and FPGA technology. We generated a broad representative set of test signals by this platform. That is significantly reduced volume of complicated and expensive tests at the test site in order to obtain realistic test signals.

SYSTEM ANALYSIS OF POSSIBLE APPLICATION OF PARTIAL COMPLEMENTARY BARKER RADAR SIGNALS IN PR-15 RADAR
Slobodan Simić, Aleksa Zejak