

## ОПТИМИЗАЦИЈА СИСТЕМСКИХ КАРАКТЕРИСТИКА РАДАРА ЗА ЗАШТИТУ ОД СУДАРА

Зоран Голубичић, *Институт ИМТЕЛ, Београд*

**Садржај:** У раду је представљена архитектура ултраширокопојасног радара за заштиту од судара, оптимизована по FCC стандардима. Представљене су архитектуре најбитнијих делова радара који најефикасније треба да задовољи FCC стандарде..

### 1. УВОД

Радари за заштиту аутомобила од судара представљају једну од кључних компоненти алармног дела сигурносног система возила предвиђеног да делује у сложеним метеоролошким условима. Масовна употреба оваквих радара произвеле би проблем међусобне интерференције и интерференције са другим ситемима. Због тога се употреба ових радара предвиђа само уз поштовање строгих норми које је већ прописала америчка FCC а предвиђе се и скоро нормирање од стране Европске Комисије. Ове норме имају директног утицаја на архитектуру радара као система за масовну употребу односно као компоненте са ниском производном ценом. У раду су приказана могућа решења која задовољавају FCC норме као и реперкусије на поједине компоненте радара које су последица испуњења ових захтева. Како се највеће ограничења односе на израчену снагу радарског предајника прво ћемо анализирати предајник радара. Ограничења на осталим деловима радара су практично само последица ограничења које се односи на предајник.

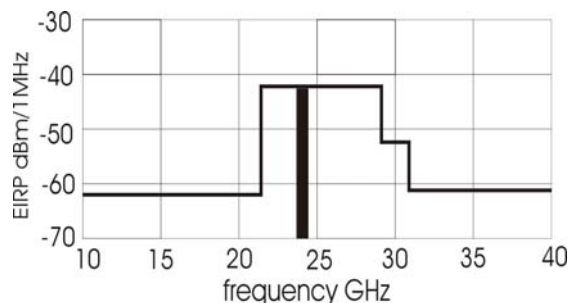
### 2. ПРЕДАЈНИК РАДАРА

Предајник радара треба да задовољи FCC стандарде у погледу фреквенцијског опсега и израчене снаге. Фреквенцијски опсег је ограничен фреквенцијама између 22GHz и 29GHz. Максимални EIRP у овом фреквенцијском опсегу износи – 41.3 dBm/MHz усредњен у 1ms [1,2]. FCC норме су приказане у табели 1 а дозвољена снага зрачења приказана је на слици 1.

FCC UWB Ruling , FCC 02-48, Section 15.515
Senzori moraju biti aktivni samo za vreme rada motora ili kod nekih specifičnih aktivnosti
Minimalni propusni opseg 20% ili 500MHz (zavisno koji je manji) (Propusni opseg definisan kao –10dB ispod najveće komponente)
Propusni opseg 22-29GHz Centralna frekvencija preko 24.075GHz
Srednja snaga zračenja (22GHz-29GHz) ograničena na – 41.3 dBm EIRP, 1MHz BW, 1ms усредњено
Izračena snaga u peak-u 0dBm EIRP u 50MHz oko najviše izračene frekvencije

Zračenje 23.6GHz-24GHz 30 <sup>0</sup> iznad horizonta -25dB ispod specificiranog limita 2005 -30dB ispod specificiranog limita 2010 -35dB ispod specificiranog limita 2014
--

Табела 1. Ограничења у зрачењу прописана FCC стандардима



Слика 1. Спектрална маска дозвољеног зрачења на 24GHz

Пројектована антена поседује појачање од 28dB (што је последица динамике кретања возила) што значи да предајни појачавач треба да обезбеди (на антенском прикључку) снагу од – 69.3dBm/MHz усредњену у 1ms. Према овом ограничењу предајник који би зрачио сигнал у пуном опсегу од 7GHz би могао да генерише снагу од – 30.8dBm-а у току 1ms. Ово конкретно значи да би предајник који би генерисао снагу од -30.8dBm-а. Могао дау току 1ms линеарно мења фреквенцију од 22GHz до 29GHz (CW FM радар). При томе би однос сигнал/шум, добијен рефлексијом од циља ефективне рефлексне површине 1m<sup>2</sup> на растојању од 50m, на улазу у пријемник би се могао израчунати према формули:

$$S/N = [P_t G^2 L^2 s] / [(4\pi^3) R^4 k T B F L]$$

Ефективни пропусни опсег износи 1kHz (интеграција сигнала у оквиру 1ms). Како се ради о циљевима на кратком растојању фактор губитака **L** се може занемарити. Мала излазна снага и изолација у дуплексеру омогућавају примену малошумних појачавача са ниским фактором шума тако да се може сматрати да је фактор шума пријемника мањи од 4dB. Најмања таласна дужина је већа од 10mm а појачање антене веће од 28dB.

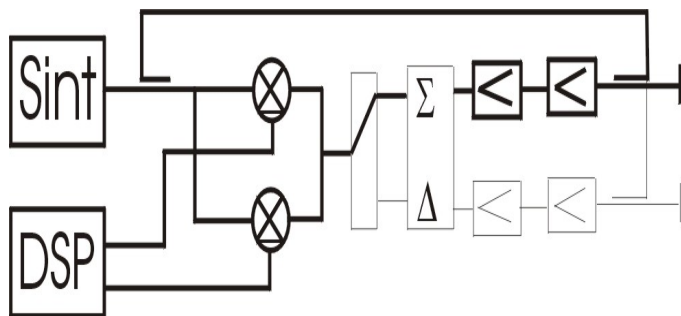
Када се поменути вредности примене у горњој формули добија се однос сигнал/шум од 25.3 dB што теоријски потврђује могућност реализације оваквог радара.

Практични проблеми код реализације овако широкопојасног радара се односе на могућност рада

појединих компоненти у овако широком опсегу фреквенција. Потребно би било обезбедити ефикасан рад антене у широком фреквенцијском опсегу у смислу прилагођења импеданси и ширине снопа. Мала излазна снага омогућује једноставну реализацију предајника али дуплексер и елементи пријемника који задовољавају услов за широкопојасан рад су релативно сложени и имају високу цену.

Ширина спектра од 7GHz омогућава високу резолуцију радара која у овом случају није неопходна.

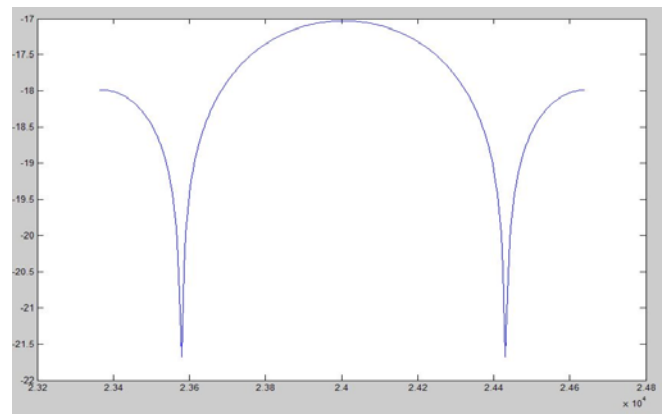
Рад радара у ужем фреквенцијском опсегу се може остварити смањивањем опсега промене фреквенције. Уколико је време промене фреквенције исто (1ms) тада се повећава спектрална густина снаге по једном мегахерцу изнад дозвољеног нивоа. Уколико би се фреквенцијски опсег смањило са 7GHz на 0.7GHz предајна снага се мора смањити за 10dB чиме се однос сигнал/шум смањује на 15.3dB. Снага предајника се мора смањити на -40.8dBm да би се осигурала дозвољена вредност средње снаге предајника. Архитектура радара са континуалним зрачењем је представљена на слици 2.



Слика 2. Архитектура радара са континуалним зрачењем

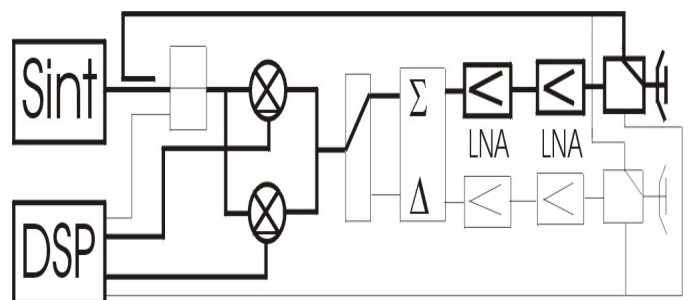
Велики проблем рада са предајним сигнаlima малог нивоа у континуалном режиму представља мали ниво улазног сигнала који постаје компаративан са нивоом фазног шума синтезатора.

Да би се ниво предајног сигнала повећао потребно је скратити време предаје и повећати ниво снаге у предајнику што би практично значило реализацију импулсног режима радара. Како је други ограничавајући услов од 0dBm-а EIRP излазног сигнала у 50MHz (то јест -17dBm/MHz) по то се као оптималан фактор испуне добија однос од 0.004. Како је максимални домет радара 50m то је минимална периода понављања импулса 333ns. Са фактором испуне од 1/250 добијамо оптималну дужину трајања импулса од 1.33ns. То значи да би фреквенција понављања импулса износила 3MHz а ширина спектра 750 MHz. Максимална снага би била за 24dB виша од снаге континуалног радара. Како је дозвољена снага континуалног радара са спектром од 750MHz једнака -40dBm то би максимална снага импулсног радара износила -16dBm-а. На слици 3. приказан је спектар једног таквог радара са централном фреквенцијом од 26GHz јер норме прописују централну фреквенцију изнад 24.075 GHz.



Слика 3. Спектар широкопојасног радарског сигнала

Однос сигнал/шум добијен рефлексијом једног импулса од циља ефективне рефлексне површине 1m<sup>2</sup> износио би -19dB. Кохерентном обрадом сигнала у току једне милисекунде добило би се 35dB а у току 10 милисекунди 45dB односа сигнал/шум. Тиме би се добио коначни однос сигнал/шум од 16dB односно 26dB. У случају некохерентне детекције ови односи били би знатно мањи али би сигурно прешли границу од 10dB потребну за одговарајућу вероватноћу детекције и вероватноћу лажног аларма. Архитектура примопредајног дела приказана је на слици 4. Делови приказани танким линијама се примењују код моноимпулсног пријемника и временски селектованог пријемника у секвенцијалној обради пријемног сигнала по резолуционој хелији по даљини.



Слика 4. Архитектура импулсног радара

Као конкурентна решења се намећу континуални FM CW радар предајне снаге од -40dBm спектралне ширине 750MHz и импулсни радар предајне снаге -16dBm са импулсом трајања 1.33ns и фреквенцијом понављања импулса од 3MHz. Предности континуалног радара су једноставнија обрада и једноставније RF компоненте, док су предности импулсног радара мања динамика обраде и независно одређивање брзине и растојања циља. Континуални радар има сложеније захтеве за чистоћом локалног осцилатора и изолацијом предајника од пријемника. Као последицу лакше ефикасније изолације пријемника и предајника, импулсни радар поседује већу енергетску ефикасност. Због тога се као оптимално решење намеће импулсни радар поменутих перформанси предајника.

### 3. ПРИЈЕМНИК РАДАРА

У складу са малом излазном снагом континуалног режима радарски пријемник радара са континуалним зрачењем може на свом улазу да примени малошумне појачаваче малог фактора шума и великог појачања. Појачање које малошумни појачавачи могу имати износи 40dB. У случају да излазни сигнал има ниво од -40dBm-а и да је изолација дуплексера само 20dB, ниво сигнала на улазу у малошумни појачавач би износио -60dBm-а. Након појачања од 40dB ниво сигнал на излазу из појачавача би износио -20dBm. Ови нивои сигнала омогућују линеарни режим рада малошумних појачавача и при максималном преслушавању излазног сигнала.

Сигнали са излаза малошумних појачавача се воде на IQ демодулаторе. Као локални осцилатор се користи FM CW предајни сигнал. Фреквенција и фаза сигнала на излазу демодулатора су пропорционалне растојању и брзини циља. Растојање и брзина циља се могу одредити на основу фреквенције сигнала као и међусобне фазе сигнала који се враћају у пријемник при узлазној и силазној фреквенцијској рампи предајника.

Максимална фреквенција пријемног сигнала износи око 300kHz. Максимални доплеров помак због међусобних брзина аутомобила је 16kHz. Да би добили равномерну расподелу спектра потребно је да се промена фреквенције од 750MHz изврши у 0.75ms, односно да фреквенцијска резолуција износи 1.33kHz чиме се опет добијају 240 резолуционих ћелије по даљини као и код импулсног радара. Након извршене FFT анализе и односа појединих компоненти може се одредити не само растојање већ и брзина циља.

Пријемник импулсног радара на свом улазу може поседовати микроталасни прекидач којим се антена алтернативно прикључује на предајник или пријемник. Овај прекидач мора бити у синхронизму са прекидачем осцилатора којим се сигнал из осцилатора усмерава према антени или локалном осцилатору. Антенски прекидач поседује изолацију од бар 24dB. Тиме се обезбеђује снага сигнала на улазу у малошумне појачавача (за време фазе предаје) испод -40dBm, односно на њиховом излазу од 0dBm. Овим се спречава да малошумни појачавачи уђу у дубоко засићење.

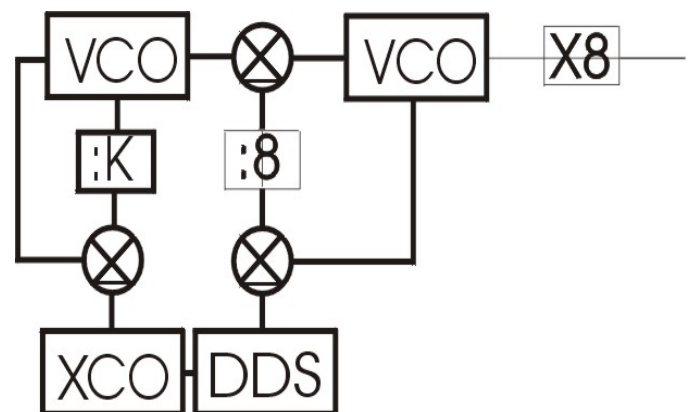
### 4. СИНТЕЗАТОР

Синтезатор импулсног радара представља једноставан микроталасни осцилатор са оптимизованим параметрима у смислу нивоа фазног шума и стабилности. Како се ради о осцилатору који ради на једној фреквенцији то је (зависно од цене употребљених компоненти) могућа реализација осцилатора на ниво најбољих сигнал генератора.

Синтезатор радара са континуалним зрачењем треба да омогући линеарну промену учестаности у опсегу од 750MHz. Он у себи садржи комплетан синтезатор импулсног радара (лева фазна петља на слици 5) и додатну фазну петљу за генерисање линеарне временске базе. Најефикаснији начин за реализацију овог осцилатора било би умножавање фреквенције сигнала осцилатора који

прати промену фреквенције DDS синтезатора. Да би се обезбедило минимално кварење фазног шума у процесу умножавања фреквенције потребно је минимизовати фактор умножавања линеарне промене фреквенције генерисане DDS синтезатором. Због тога је неопходно да DDS синтезатор реализује максималну могућу линеарну промену учестаности која ће се конвертовати (помоћу PLL петље) на фреквенцију која се умножава до излазне фреквенције. Примера ради уколико је максимална могућа промена фреквенције DDS синтезатора 100MHz излазну промену од 750 MHz можемо постићи умножавачем са 8. Синтезатор се може реализовати или конверзијом фреквенције DDS синтезатора на неку фреквенцију око 3GHz и умножавањем те фреквенције са 8 или умножавањем фреквенције DDS синтезатора са 8 и конвертовањем на излазну фреквенцију. Склопови приказани танким линијама су опциони (X8 ако су осцилатори реализовани на S опсегу и :8 ако су осцилатори реализовани на K опсегу) Оваквом архитектуром је обезбеђено минимално деградирање фазног шума у процесу умножавања фреквенција. Како је FCC нормама ограничен ниво излазног сигнала то је рефлектовани сигнал од циља врло ниског нивоа – око -140dBm. С друге стране норме нас ограничавају и у погледу брзине промене фреквенције па се максимална излазна фреквенција за растојање од 50m не може спустити испод неке границе. Као последица овога имамо и строги захтев за фазним шумом предајног сигнала. Потискивање фазног шума због кохеренције предајног и пријемног сигнала на растојању од 300kHz износи само 10dB па ниво фазног шума осцилатора на 300 kHz мора бити скоро на граници од -160dBm/Hz. Овај захтев је врло тешко испунити за синтезатор на фреквенцијама 22GHz-29GHz.

Реализацијом микроталасног осцилатора са великим Q фактором лако потискује фазни шум на већим фреквенцијским удаљеностима од централне фреквенције. Проблеми са реализацијом синтезатора недвосмислено фаворизују решење са импулсним радаром.



Слика 5. Синтезатор фреквенција

## 5. ОБРАДА СИГНАЛА

Основни пропусни опсег рефлектованог сигнала који улази у блок за обраду код FM CW радара износи 300kHz. Да би се добио податак о растојању блок за обраду сигнала одмераваће тај сигнал 0.75ms. Еквивалентни пропусни опсег радара износи 1.33kHz односно циљ ће бити пронађен у једној од 240 резолуционих ћелија по даљини (којима одговара одређена фреквенција). Блок за обраду сигнала има задатак да у току 0.75ms изврши FFT анализу у 256 тачака што је захтев који савремени DSP могу обавити без већих проблема. Упоредивши фазе сигнала и фреквенције добијене од података сакупљених у току силазне и узлазне рампе процесор одређује стварно растојање и брзину аутомобила. Грешка у одређивању даљине која се јавља на основу једног мерења није критична јер је удео доплерове фреквенције као последице брзине аутомобила на укупну фреквенцију рефлектованог сигнала занемарив.

С друге стране Импулсни радар има задатак да врши аквизицију података брзином од 750 MSamples/sec. Ово одмеравање захтева врло велику брзину А/D конвертора и велику брзину обраде. Зависно од врсте обраде сигнала захтеви за процесорском снагом могу бити већи или мањи.

Уколико би се обрада ограничила на некохерентну интеграцију, она би била могућа јер процесор треба да обрађује податке из само 240 резолуционих ћелија то јест податке може смештати у интерне регистре и обрађивати у реалном времену. Међутим овом обрадом се не би директно добио податак о брзини већ би се тај податак извлачио из промене положаја циља. Поред тога познато је да некохерентна интеграција даје мањи добитак (захтева више одмерака за исти добитак) од кохерентне па ће и време обраде бити дуже.

Потпуно кохерентна обрада би захтевала процесорску снагу непримерену овој примени. Задатак кохерентног процесора би био да над подацима из сваке резолуционе ћелије изврши FFT анализу. Најједноставнија би била примена више паралелних процесора али то усложњава и покупује радар.

Као алтернативно решење се намеће и решење где се најпре сакупљају и обрађују подаци из одређене резолуционе ћелије а затим се мења та ћелија (даљина на којој се анализира циљ) и sukcesивно обрађује. При томе се за сваку ћелију одређује не само постојање циља него и његова брзина. Тиме се остварује кохерентна обрада за сваку даљину али се то ради у временском мултиплексу. Оваква обрада мора да задовољи и динамику реакције возила и опреме на возилу. Ако би се време одабирања једног ћелије смањило на 0.1ms (чиме би се однос сигнал/шум деградирао на 8dB) тада би се податак о циљу (растојање и брзина) добијао за 24ms. Једноставном расподелом резолуционих ћелија на више процесора за обраду сигнала то време би се могло вишеструко скратити. Овим би систем обраде импулсног радара постао конкурентан систему обраде континуалног радара мада би још увек захтевао већу сложеност.

## 6. АНТЕНА

Антенa треба да својим снопом у азимуту покрије своју коловозну траку на растојању од 50m. То значи да 3dB ширина снопа мора бити око 3° (3° покривају осамнаести део растојања што значи да је зона покривања на 50m нешто мања од 3m). Узимајући у обзир ограничења дата FCC нормама долазимо до тога да антенa у зрачећем делу поседује директивност од око 30dB. Како је за испуњење норми потребна адекватна расподела зрачења на антени то процењена ефикасност антене износи 60% односно појачање антене износи 28dB.

Веома важан захтев који радар мора да задовољи је и избегавање лажног аларма услед кретања кола из супротног правца у кривинама. Због тога је неопходно знати и угловне координате помераја аутомобила. На основу измерене брзине, удаљености и угла процесор података процењује да ли се стварно ради о алармантној ситуацији или лажним аларму.

Да би се проценила трајекторија циља антенa се реализује као моноимпулсна антенa са фазним дискриминатором угла. Моноимпулсни процесор је примењен само у хоризонталној равни тако да је додат само још један пријемни канал.

## 7. ЗАКЉУЧАК

На основу анализе различитих архитектура које задовољавају FCC норме као оптимална форма у односу на цену и перформансе намеће се архитектура импулсног радара са секвенцијалном обрадом резолуционих ћелија по даљини. Ово решење представља оптимум са становишта тренутно расположиве технологије и приказано је на слици 4. Оптимална предајна снага износи -16dBm у импулсу дужине 1.33ns. Периода понављања импулса износи 333ns. Примењена је моноимпулсна антенa појачања 28dB и ширине снопа у азимуту од 3° и елевацији од 15°.

### ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Ian Gresham and all: ``Ultra-Wideband Radar Sensor for Short-Range Applications``, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques vol. 52, no 9 September 2004.p2105 - 2122
- [2] Ian Gresham and all: ``Ultra-Wideband 24GHz Radar Front-End``, IEEE MTT-S Digest 2003. p369 -372

**Abstract:** Optimum Short Range Automotive Radar architecture was discussed. Pulse vs. CW radar principles was compared and Pulse radar was selected as a more appropriate solution in sense of price and complexity. Selected architecture provides FCC rule satisfaction with minimized output power, beam width and receiver sensitivity. Radar operation with high probability of detection and low false alarm probability is enabled with commercially available digital signal processing hardware.

### OPTIMIZATION OF ANTI-COLLISION RADAR SYSTEM PERFORMANCES

Z. Golubicic B. Jokanovic: