

# Уобличавање сигнала за РР уређај са софтверски селектабилним протоком

Владимир Орлић, Мирослав Перић, *ИМТЕЛ Комуникације А.Д.*

**Садржај** — Међу кључне захтеве за успешно функционисање радио-релејних (РР) уређаја, између осталог, убраја се задовољење ETSI препорука за изглед спектра сигнала на излазу из предајника, као и задовољавајућа вредност отвора ока сигнала у пријемнику. РР уређај са селектабилним протоком мора задовољити наведене захтеве у сваком од радних режима; ово се може постићи одговарајућим поступцима дигиталне и аналогне обраде сигнала, који су у овом тексту описани на примеру система са три различита бинарна протока.

**Кључне речи** — Селектабилни проток, ETSI маска спектра, отвор ока, обрада сигнала

## I. УВОД

У ETSI препорукама се дефинишу захтеви за изглед спектра сигнала које сваки комерцијални РР (радио-релејни) систем треба да задовољи [1]. Будући да су границе маске спектра дефинисане на основу протока дигиталног сигнала, систем са селектабилним протоком мора на адекватан начин да задовољи прецизиране границе маске спектра у сваком од радних режима, односно за сваки појединачни проток.

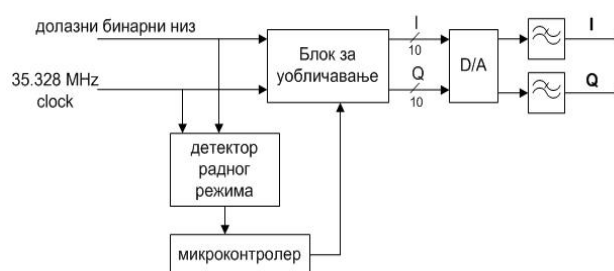
Систем који ће се реализовати поседује могућност избора битског протока сигнала у једној од три могуће вредности: 35.328 Mbit/s (2x16 Mbit/s), 17.664 Mbit/s (2x8 Mbit/s) или 8.832 Mbit/s (2x4 Mbit/s). Систем треба да задовољи прецизиране захтеве за рад у Класи 1. Блок шема система приказана је на Сл. 1.

Прихватање долазног бинарног садржаја, његова расподела на две гране и даља модулација по OQPSK шеми, као и дигитална обрада на овај начин формираног сигнала у обе гране, може се реализовати у оквиру јединственог CPLD (Complex Programmable Logic Device) чипа, у улози блока за уобличавање сигнала. Захтевана вредност битског протока сигнала, у једној од три набројане варијанте, прецизира се путем сигнала конектованих на пинове CPLD, а који потичу од микроконтролера који је у спреси са блоком за детекцију радног режима. Читав систем функционише на константном такту од 35.328 MHz.

В. Орлић, ИМТЕЛ Комуникације А.Д., Бул. М. Пупина 165 Б, 11070 Нови Београд, Србија; (телефон: 381-63-8938606; e-mail: cheggy@insimtel.com).

М. Перић, ИМТЕЛ Комуникације А.Д., Бул. М. Пупина 165 Б, 11070 Нови Београд, Србија; (e-mail: micha@insimtel.com).

Радни режим се одређује на основу садржаја синхро-групе рама долазног бинарног сигнала, а сам долазни сигнал је организован тако да се у 2x4, односно 2x8 режиму, сваки бинарни симбол појављује на долазној линији 2 пута, односно 4 пута узастопно, са долазном учестаношћу системског такта. Поред формирања сигнала са селектабилним протоком у оквиру CPLD, у оквиру истог чипа могуће је имплементирати и друге опције, као што је генерисање сигнала за различите тестове нелинеарности система (to be published [2]). Подесним поступцима дигиталне обраде може се истовремено постићи и одговарајуће ограничење спектра сигнала са циљем да се задовоље лимити маске спектра, и одговарајући квалитет сигнала у таласном облику, манифестиван кроз задовољавајуће вредности отвора ока.



Сл. 1. Блок шема система.

Након D/A конверзије сигнала на излазу из чипа, за финално уобличавање излазног сигнала у основном опсегу неопходно је још и реализовати адекватне аналогне филтре.

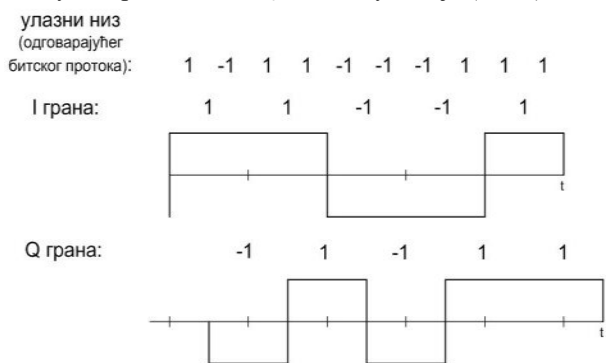
## II. РЕАЛИЗАЦИЈА

За потребе генерисања двоканалног OQPSK сигнала употребљен је XC95288XL-7TQ144 CPLD чип [3]. На основу стања сигнала микроконтролера којима се регулише рад чипа, односно селекује захтевани битски проток, излазни двоканални сигнал се формира на излазним пиновима CPLD у виду дигиталног сигнала са основним тактом од 35.328 MHz. Будући да је системски такт за радне режиме са средњим (17.664 Mbit/s) и најнижим (8.832 Mbit/s) протоком 4, односно 8 пута већи од захтеваног симболског протока по једном каналу, ова чињеница се може искористити за прецизно генерисање одбирака излазних сигнала у обе гране, и то тако да сигнале након уобличавања одликује погодан хармонијски садржај – тј. да спектар излазног сигнала буде формиран тако да задовољава

границе маске спектра.

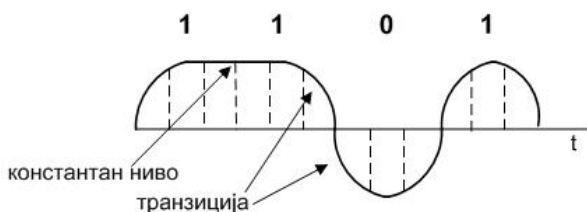
Један од ефикасних начина да се ово постигне јесте формирање OQPSK full response дигиталног сигнала по следећем принципу:

1) Из долазне бинарне поворке, одговарајућег битског протока, сваки бит наизменично распоређивати на две гране са двоструко увећаним трајањем бита на свакој грани у односу на бите долазног низа и фазним ставом од  $90^\circ$  између формираних сукцесивних симбола на две гране, у складу са правилима OQPSK модулације (Сл. 2).



Сл. 2. Формирање I и Q гране за OQPSK модулацију.

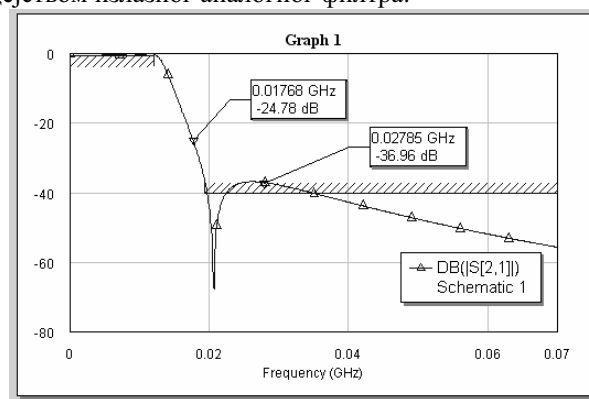
2) На овај начин формиране сигнале на свакој од грана треба кодирати зависно од бинарног садржаја. У случају када су узастопни бити на истој грани различити („01“ или „10“), за рад система на средњем протоку треба формирати 4 одбирка сигнала који описује транзицију од нивоа симбола бинарне нуле (јединице) до нивоа симбола бинарне јединице (нуле). Овај „транзициони“ сигнал треба да буде одабран тако да буде што погоднијег хармонијског садржаја, нпр. у виду различитих модификација синусоидалног сигнала. У случају када су узастопни бити на истој грани идентични („00“ или „11“), за рад система на средњем протоку треба формирати 4 одбирка сигнала на константном нивоу симбола бинарне нуле, односно јединице. Пример на овај начин формираног сигнала приказан је на Сл. 3. У случају рада на најнижем протоку, формира се по 8 одбирака, што пружа могућност веома прецизног уобличавања транзиција између нивоа логичке нуле и јединице.



Сл. 3. Full response уобличавање сигнала.

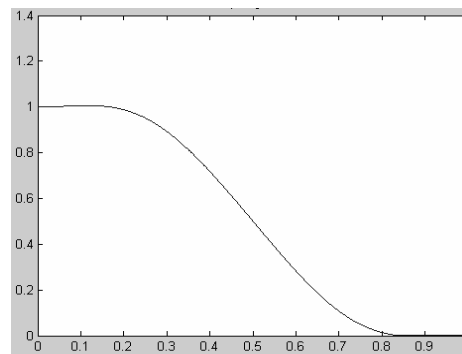
Погодним кодирањем сигнала у кораку 2) могуће је формирати излазни сигнал у основном опсегу чији спектар задовољава габарите маске спектра. Након конверзије сигнала на оба канала у аналогни облик, неопходно је употребити и аналогни antialiasing филтар за уклањање реплика присутних изнад једне

половине учестаности одабирања. С обзиром да је учестаност формирања одбирака сигнала увек једнака учестаности генератора системског такта, јединствени пар идентичних аналогних филтара пропусника ниских учестаности чија је граница пропусног опсега блиска једној половини учестаности одабирања се може употребити за филтрирање излазних сигнала у сваком од радних режима. Овај филтар је реализован у форми елиптичког филтра чија је амплитудска карактеристика приказана на Сл. 4. Спектрални садржај излазног сигнала у режиму средњег и најнижег протока је груписан на учестаностима знатно нижим од овако прецизиране границе пропусног опсега аналогног филтра, па стога квалитет таласног облика сигнала (отвор ока) не бива деградиран дејством излазног аналогног филтра.



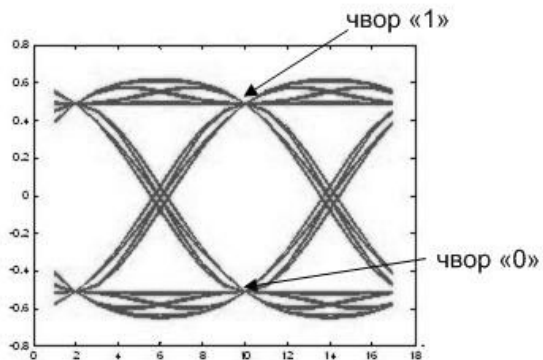
Сл. 4. Ампл. кар. излазног аналогног филтра.

Када је реч о најбржем протоку (35.328 Mbit/s), мали број од само 2 одбирка по једном симболу у свакој од грана лимитира могућности прецизног формирања одбирака симбола жељеног облика на претходно описан начин, односно ефекте кодирања на основу само једног претходног симбола (корак 2)). Стога је, након формирања бинарног OQPSK сигнала обе гране (корак 1)), за уобличавање сигнала при најбржем протоку употребљен FIR филтар са 10 ћелија за кашњење, чија је структура развијена помоћу софтверског пакета MATLAB и који има функцију филтра „подигнути косинус“ са  $x/\sin x$  корекцијом и roll-off фактором вредности  $\alpha=0,7$  [4], чија је амплитудска карактеристика приказана на Сл. 5.



Сл. 5. Ампл. кар. филтра „подигнути косинус“,  $\alpha=0,7$  – MATLAB симулација.

Дејство излазног аналогног филтра на сигнал најбржег протока је приметно. Оно се, пре свега, манифестује смањењем отвора ока у области чворова који одговарају нивоима симбола бинарне нуле и јединице, и то тачно приликом транзиције са нивоа једног на ниво другог симбола (Сл. 6).



Сл. 6. Дијаграм ока сигнала након филтра „подигнути косинус“,  $\alpha=0,7$  – MATLAB симулација.

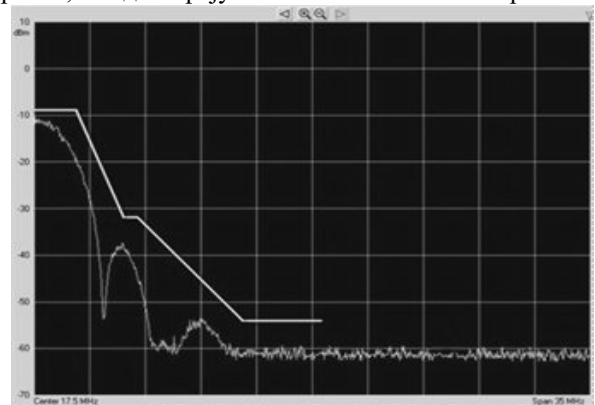
Уместо проширивања пропусног опсега аналогног излазног филтра, чија је ширина од круцијалног значаја за задовољење габарита маске спектра, настала деградација отвора ока сигнала највећег протока се може отклонити на следећи начин: уколико се вредност претходног излаза (формиране вредности одбирка) на каналу сачува један такт, а тек потом прослеђује ка излазним пиновима CPLD, могуће је упоредити је са „актуелним“ излазом формираним од стране FIR филтра у наредном такту. Уколико се приликом ове компарације утврди да излази из два узастопна такта упућују на процес транзиције нивоа симбола (са „0“ на „1“, или обратно), „претходни“ излазни одбирак треба подићи на виши напонски ниво, тј. кодирати га већом дигиталном вредношћу у случају транзиције са нивоа „1“ на „0“, што након D/A конверзије резултује вишим напонским нивоом сигнала, односно спустити га на нижи напонски ниво, тј. кодирати мањом дигиталном вредношћу у случају транзиције са нивоа „0“ на ниво „1“, а тек потом проследити ка излазу. На овај начин се постиже ефекат супротан ефекту аналогног филтра, и погодним избором дигиталног кода сигнала приликом процеса транзиције симбола се ова два ефекта након проласка сигнала кроз аналогни филтар могу поништити, тј. вредност отвора ока може бити очувана. У случају да поређење сукцесивних излаза не упућује на транзицију симбола, „претходни“ излаз треба проследити ка излазним пиновима чипа без икаквих интервенција на његовом коду.

Full response уобличавање сигнала средњег и најнижег протока, као и FIR филтар за формирање сигнала највишег протока и пратећа логика описани су на коришћеном CPLD чипу на програмском језику VHDL. Као пратећи D/A конвертор употребљен је AD9763AST, 10-битни двоканални конвертор, као и излазни појачавачи и бафери сигнала након конверзије и аналогног филтрирања. Употребом микроконтролера

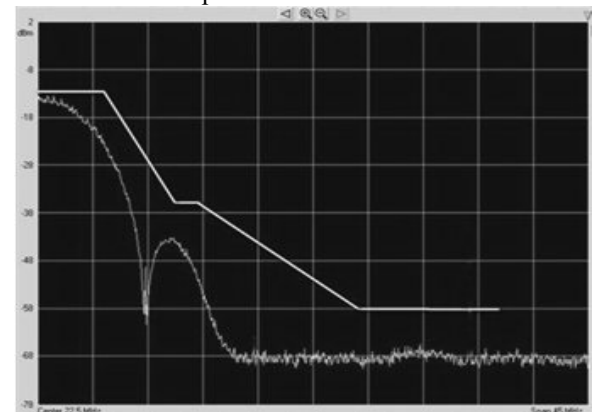
се сигнаlima који дефинишу радни режим уређаја у потпуности управља софтверски, уз могућност директног управљања уређајем путем РС рачунара, посредством хипер-терминала.

### III. РЕЗУЛТАТИ

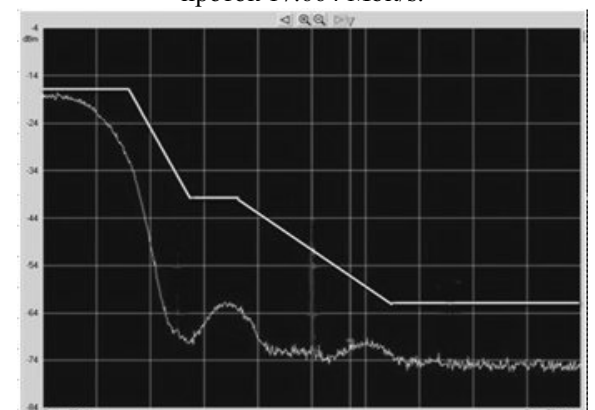
Реализовани систем је тестиран, при чему је као извор бинарног улазног сигнала употребљен интерни генератор псеудо-случајне секвенце дужине  $2^{15}-1$ . Помоћу анализатора спектра је посматран изглед спектра излазног аналогног сигнала у I грани, у сваком од три радна режима. На Сл. 7 је приказан измерени спектар предајног сигнала у I грани за најнижи проток, на Сл. 8 за средњи проток, а на Сл. 9 за највећи проток, са одговарајућим ETSI маскама спектра.



Сл. 7. Спектар сигнала у I грани и ETSI маска спектра, проток 8.832 Mbit/s.

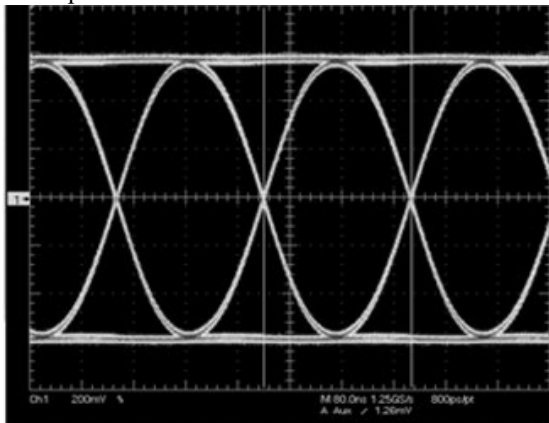


Сл. 8. Спектар сигнала у I грани и ETSI маска спектра, проток 17.664 Mbit/s.

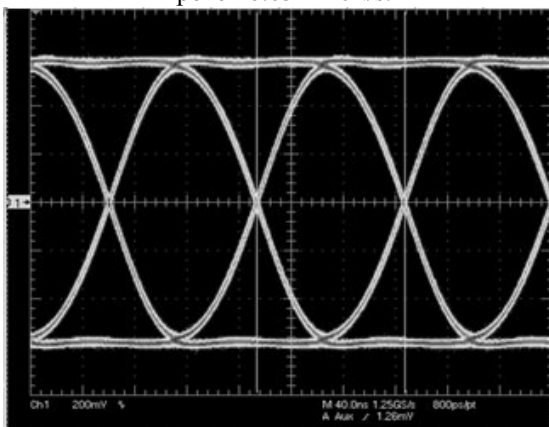


Сл. 9. Спектар сигнала у I грани и ETSI маска спектра, проток 35.328 Mbit/s.

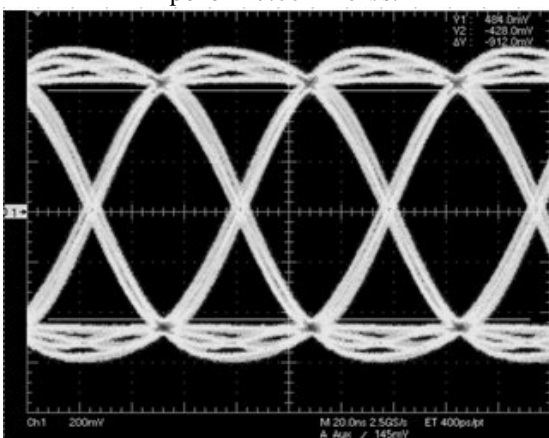
Овај сигнал је потом доведен на пријемне филтре, реализоване засебно за сваки од три радна режима у форми Беселових филтара пропусника ниских учестаности адекватних граница пропусног опсега и посматран је дијаграм ока примљеног сигнала за сваки од три радна режима. На Сл. 10 је приказан измерени дијаграм ока примљеног сигнала у I грани за најнижи проток, на Сл. 11 за средњи проток, а на Сл. 12 за највећи проток.



Сл. 10. Дијаграм ока сигнала у I грани, проток 8.832 Mbit/s.



Сл. 11. Дијаграм ока сигнала у I грани, проток 17.664 Mbit/s.

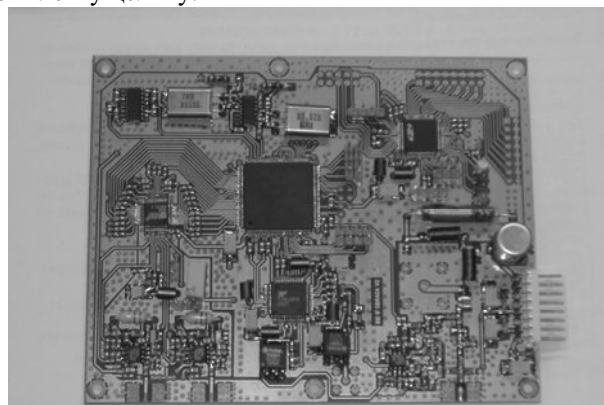


Сл. 12. Дијаграм ока сигнала у I грани, проток 35.328 Mbit/s.

У сваком од три радна режима спектар сигнала на предаји задовољава лимите маске спектра, а отвор ока сигнала на пријему је већи од 90%.

#### IV. ЗАКЉУЧАК

Приказани приступ у уобличавању сигнала за RR уређај са селектабилним протоком даје сасвим задовољавајуће резултате; управо помоћу описаних метода извршено је уобличавање сигнала у оквиру BB IF модула нове серије линкова које производи ИМТЕЛ Комуникације А.Д., приказаног на Сл. 13. Даљом интеграцијом компоненти система и микроконтролера се пружа могућност додатног усавршавања система: на пријему – софтверским дефинисањем референтног напона D/A конвертора, чиме се уједно врши подешавање снаге емитованог сигнала, а на пријему – софтверском селекцијом пријемних филтара, у зависности од радног режима. Потпуно аутоматизован систем, удобан крајњем кориснику, представљаће комплетну целину.



Сл. 13. Систем са софтверски селектабилним протоком - BB IF јединица ИМТЕЛ Комуникације А.Д.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] European Telecommunications Standards Institute, *Final draft EN 301 128 V1.1.1 (2001-07) – Transmission and Multiplexing (TM); Digital Radio Relay Systems (DRRS); Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH); Low and medium capacity DRRS operating in the 13 GHz, 15 GHz and 18GHz frequency bands*, ETSI 2005.
- [2] V. Orlic, M. Peric, S. Jovanovic, "Baseband Signal Processor for digital RR link with direct IQ modulator – Accepted for publication", *8th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services – TELSIS 2007*, to be published.
- [3] *XC95288XL High Performance CPLD*, Xilinx Inc., 2007.
- [4] K. Feher, *Wireless Digital Communications: Modulation and Spread Spectrum Applications*, Prentice Hall PTR, 1995

#### ABSTRACT

The key demands for functionality of commercial RR (radio-relay) devices are: satisfying of ETSI standard for RF spectrum mask and gratifying eye-pattern opening. RR device with selectable bitrate needs to accomplish these demands for every operational mode; this can be accomplished using appropriate digital and analog signal processing techniques, which are described in this paper for one system with three different bitrates.

**SIGNAL SHAPING FOR RR DEVICE WITH SOFTWARE SELECTABLE BITRATE**  
Vladimir Orlic, Miroslav Peric