

Нова метода: Метода мерења фреквенције сложенепериодичног сигнала

Руководилац пројекта: Владимир Вујичић

Одговорно лице: Владимир Вујичић

Аутори: Небојша Пјевалица, Бојан Вујичић, Зоран Митровић, Иван Жупунски, Марјан Урекар, Слободан Милованчев

Развијено: у оквиру пројекта технолошког развоја TR-32019 и покрајинског пројекта 114-451-2723.

Година: 2011.

Примена: 10.12.2011.

Кратак опис

Метода је заснована на унапређењу методе мерења фреквенцијске девијације. Као основа, коришћен је Делта-Сигма модулисани ток једнобитних одмерака над оба извора учестаности; референтним и мереним.

Основни проблеми при мерењу фреквенцијског одступања испољавају се у зашумљеним окружењима, каква су типична за индустријске и комерцијалне системе. Присуство шума у сигналу чија је фреквенција предмет мерења и контроле може довести до лажне детекције проласка кроз нулу, а самим тим до погрешног трајања периоде сигнала.

Обзиром на чињеницу да Делта-Сигма модулисани ток одмерака испољава по својој природи нископропусне карактеристике (филтрира више учестаности које су карактеристичне за шум) испитивање разлике учестаности рађено је над два оваква модулисана тока. Метода обухвата детаљну теоретску анализу, симулације и предлог индустријски примењивог решења.

Реализатори:

Факултет техничких наука у Новом Саду

Корисници:

Факултет техничких наука у Новом Саду, ION SOLUTIONS д.о.о. као партиципant и Нигал д.о.о. Могућ је пренос технологије према свим заинтересованим субјектима.

Подтип решења:

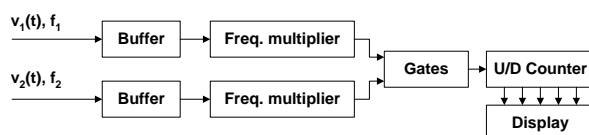
Нова метода (М 85)

Стање у свету

Потреба за тачним мерењем фреквентне девијације постоји у многим апликацијама. На пример, мерење девијација учестаности је потребно у дизајну система енергетске електронике, мониторингу систем напајања, комуникационим системима, итд. Бројна кола (решења), за прецизно мерење одступање фреквенције предлажу се у литератури. Укратко следи преглед метода из којих је представљена метода изведена.

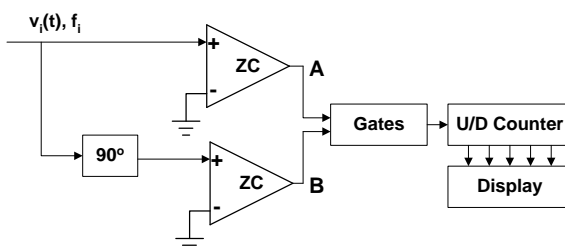
Први метод, који се анализира у [1], заснива се на умножавању две улазне фреквенције и то великим фактором. VCD up/down бројач се користи при рачунању над поворком импулса у up моду и други у down моду. Преостали садржај у up/down бројачу представља разлику две

улазне поворке импулса. Пошто је мерење фреквенције практично бројачки процес, закључено је да се ова техника може користити при тражењу разлике између две фреквенције. Мерење захтева два контролисана временска интервала. Током првог временског интервала се импулси прве фреквенције рачунају у down моду. Бројач садржаја на крају два временска интервала је разлика између две фреквенције. Да би се постигла резолуција од N децималних места, обе долазне фреквенције морају бити помножене одређеним фактором. То значи да се и разлика у фреквенцијама множи са истим фактором. На основу ове методе, дигитални фреквенц-метар изграђена је и тестиран. Покривени опсег је од 5Hz до 100Hz и пружа резолуцију мерења три децимале. Слика 1 приказује блок дијаграм мерила разлике фреквенција предложеног у [1].



Слика 1 Блок дијаграм мерила разлике фреквенција из [1]

Много једноставнији приступ за мерење девијације фреквенције је предложен у [2]. Основни принцип рада је приказан на слици 2. Периодични сигнал, за који је потребно мерење девијације учестаности пролази кроз детектор пролаза кроз нулу и формира поворку импулса **A**. Исти улазни сигнал се истовремено доводи на коло фазног кашњења од 90 степени. Фазно померени сигнал се затим на исти начин претвара у импулсну поворку означену са **B**.

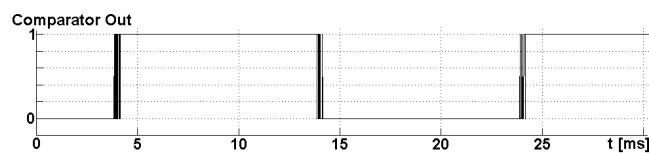


Слика 2 Приступ коришћењем електронског моста

Описана констелација може се посматрати као мост, а излазне поворке **A** и **B** пропуштају се корз логичко “и” коло, на слици означено са “Gates”. У овом случају, мост је избалансиран и бројач “U/D Counter” је у нултој позицији. Ако фазни помак одступи од 90 степени, преклапање импулс-пауза наведених поворки импулса се промени и као последица тога, мост излази из баланса, те бројач акумулише на горе или на доле. Коначан ниво одступања презентован је на дисплеју.

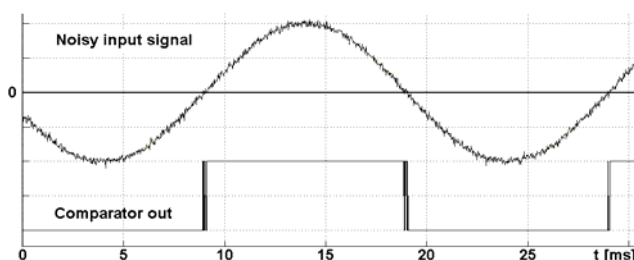
У [3] је презентован развијени систем за мерење одступања фреквенције. Посебна врста фреквентног претварача, са колом за узорковање је коришћена у имплементацији.

Насупрот једноставности приступа из референце [2], он испољава неколико значајних проблема. Прво, у многим практичним ситуацијама, нежељена флукуација напона (шум) се јавља на референтној тачки за поређење. Шум на референци, може проузроковати насумично пребацивање стања излаза. Слика 3 приказује излаз једног компаратора када је референтном нултом нивоу додат шум (варијансе само један промил амплитуде синусног сигнала на улазу компаратора).



Слика 3 Ефекат шума на реферантном нивоу компараторског кола

Друго, нежељени шум, често се јавља и на улазном сигналу. Слика 4 приказује случај зашумљеног синуса доведеног на улаз компаратора.



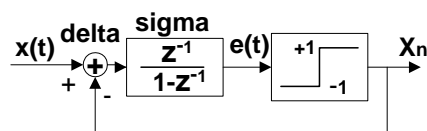
Слика 4 Ефекат шума на улазном сигналу компараторског кола

Када се амплитуда периодичног сигнала приближава нули, флукуација узрокована шумом чини да укупни сигнал варира изнад и испод нуле више пута, тако да се формира лажни излаз. Да би систем био мање осетљив на шум, Шмит-тригер може бити укључен уместо обичног компаратора са нулом. Ова могућност није предложена у [2]. Нажалост, ни компаратор са хистерезисом (Шмит-тригер) не решава у потпуности проблем.

Нова метода описује дигитално мерење девијације фреквенције, које се заснива на употреби делта-сигма модулације (Δ - Σ) и коришћење аритметичких операција над поворкама Δ - Σ импулса.

Опис методе

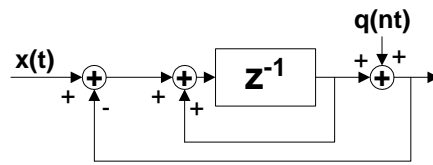
Δ - Σ модулација представља кодну технику типично коришћењу у АД и ДА [4] конверторима. Слика 5 представља основни Δ - Σ модулатор.



Слика 5 Блок дијаграм Δ - Σ модулатора првог реда

Сабирачко коло (delta) врши одузимање квантизованог сигнала X_n од улазног аналогног сигнала $x(t)$. Тако добијени сигнал разлике доводи се на интегратор, где се акумулише и води на једнобитни квантизер.

Без обзира на нелинеарну природу Δ - Σ модулятора, уобичајено је да се у сврху анализе представља помоћу линеарног еквивалентног модела – слика 5б.



Слика 5б Линеаризовни модел Δ - Σ модулятора првог реда

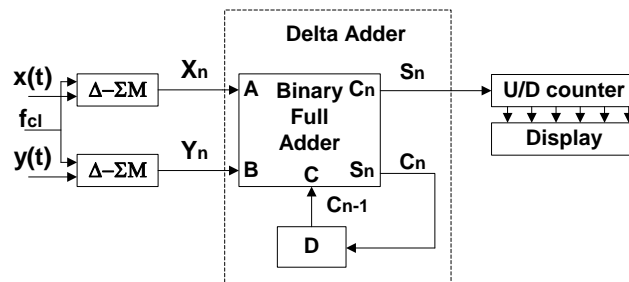
Уочава се да је квантизер моделован извором адитивног белог шума са варијансом $\sigma_e^2 = D^2 / 12$, где D представља квантизациони интервал. Помоћу Z трансформације систем можемо описати:

$$T(z) = H(z) \cdot X(z) / [1 + H(z)] + Q(z) / [1 + H(z)] \quad (1)$$

$$T(z) = H_S(z)X(z) + H_n(z)Q(z)$$

Где су $H(z) = (z^{-1}) / (1 - z^{-1})$ и $H_S(z)$ и $H_n(z)$ преносне функције за сигнал и шум респективно. Пожељна карактеристика $H_S(\omega)$ Δ - Σ модулятора може се описати равним фреквентним одзивом у интервалу $|f| \leq B$. Насупрот томе, $H_n(\omega)$ има висок ниво слабљења у истом интервалу.

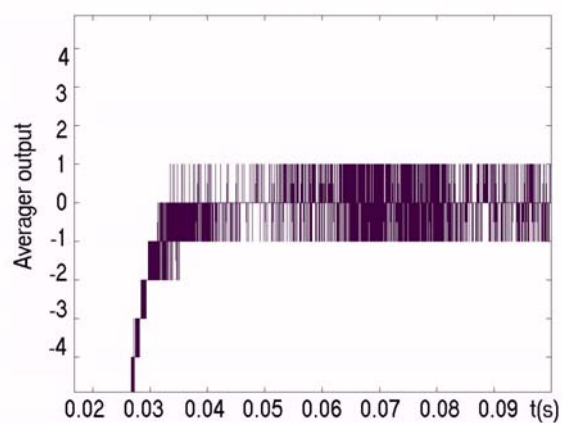
Поворке импулса добијене из Δ - Σ модулятора, могу се директно користити у аритметичким операцијама [6] и [7], што представља окосницу методе.



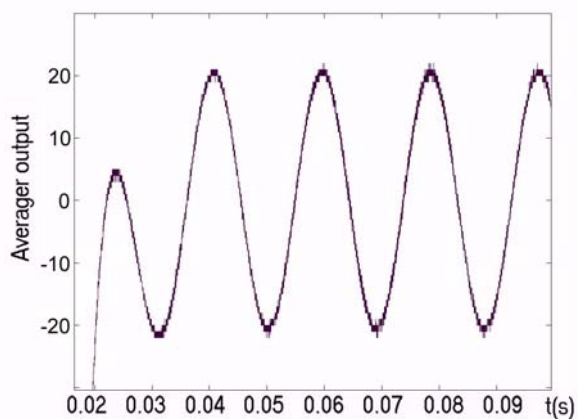
Слика 6 Приказ нове методе мерења фреквенцијске девијације

Систем се састоји од два синхрона Δ - Σ модулятора, конвенционалног бинарног пуног сабирача, реверзибилног бројача и дисплеја. Реверзибилни бројач представља демодулатор и има улогу усредњивача.

Периодични сигнал, чија се девијација фреквенције тражи, пропушта се кроз два синхрона Δ - Σ модулятора, који формирају поворке импулса X_n , Y_n . Сигнал је фазно померен и његов фазни угао дат је са $\Phi = \pi - 2 \arctg(\omega RC)$. Фазно померање је подешено на 90 степени и тада излазна секвенца S_n садржи једнак број одмерака вредности +1 и -1. Након демодулације (слика 7) уочљиво је типично време потребно да се излаз усредњивача стабилизује.



Слика 7 Излаз усредњивача, при улазној фреквенцији од 50 Hz
избалансиран мост

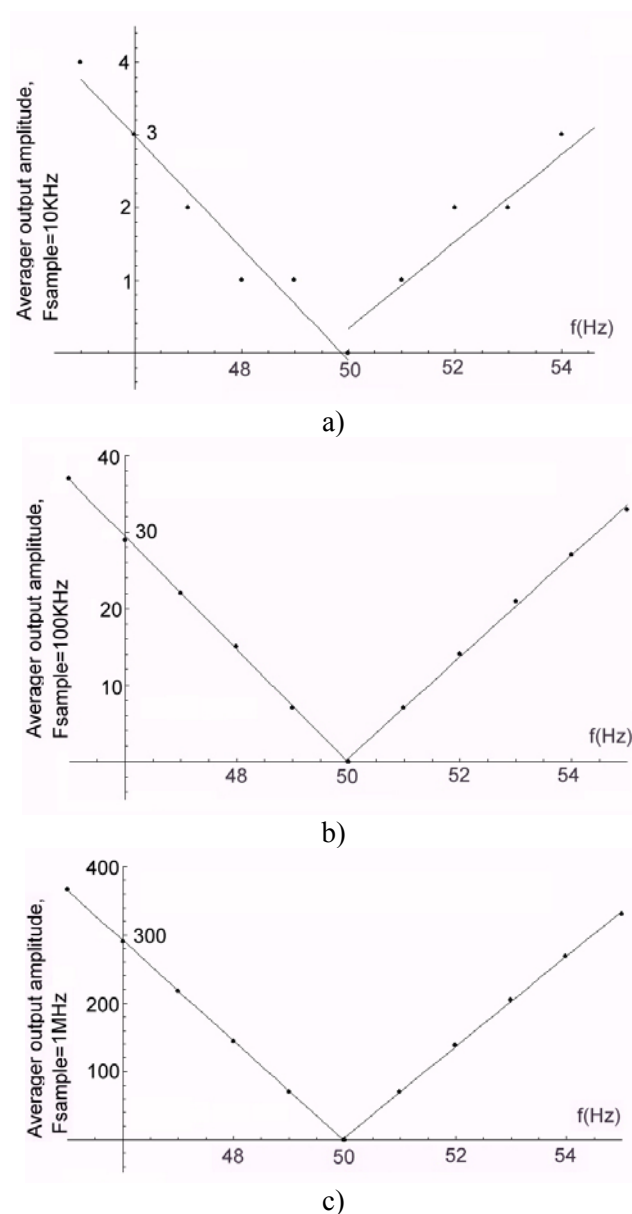


Слика 8 Излаз усредњивача, при улазној фреквенцији од 52.5 Hz (+5%)

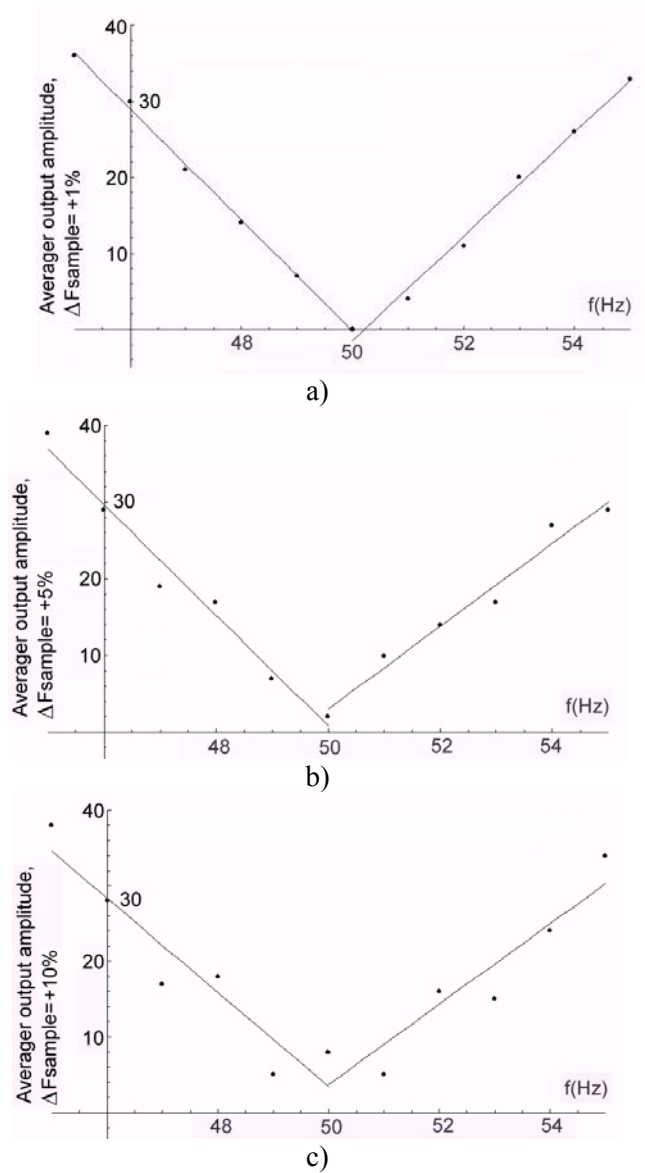
Табела 1 Нормализоване амплитуде са излаза усредњивача
у зависности од улазне фреквенције

f_{in} (Hz)	Amp. output	f_{in} (Hz)	Amp. output
45.0	37	51.0	7
46.0	29	52.0	14
47.0	22	53.0	21
48.0	15	54.0	27
49.0	7	55.0	33
50.0	0		

Комплетан систем је моделован коришћењем SIMULINK алата из MATLAB програмског пакета. Испитињање је рађено коришћењем синусоидалног улазног сигнала у опсегу фреквенција од 45Hz до 55Hz са кораком од 1.0Hz . Слика 9 показује случајеве када је учестаност одабирања Δ - Σ модулятора подешена на 10KHz, 100KHz и 1.0MHz респективно. Табела 1 приказује нумеричке резултате, описане графички сликом 9 б. У складу са очекивањем, потврђено је да се повећањем учестаности одабирања, подиже и укупна тачност мерења. У складу са [6], оба модулятора морају бити синхрони. Сlike 10 а, б, с приказују случајеве симулација за учестаност одабирања од 100KHz. Офсет учестаности одабирања у нивоу од 1%, 5% и 10%, је доведен на доњи Δ - Σ модулатор са слике 10. Линеарна интерполациона крива, добијена је коришћењем методе најмање средње квадратне грешке. Из приказаних резултата је јасно да је синхронизам оба модулятора неопходан предуслов.



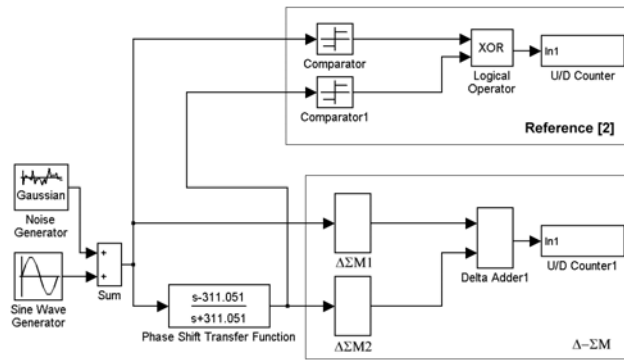
Слика 9 Амплитуда излаза усредњивача као функција броја импулса за различите фреквенције одабирања



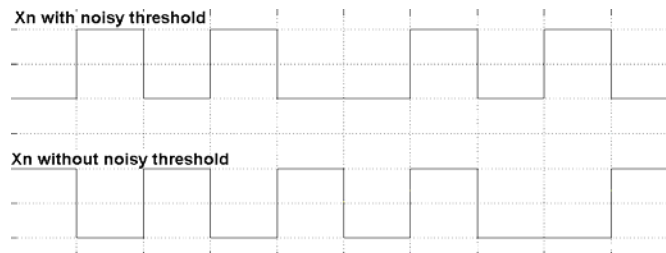
Слика 10 Амплитуда излаза усредњивача као функција броја импулса за три различита нивоа смицања фреквенције одабирања доњег модулятора

Анализа перформанси методе

Компарација је илустрована сликом 11. Блок дијаграм приказује систем из референце [2] и описану нову методу. За компарацију осетљивости оба система, као што сугерише референца [2], на оба прага бинарног квантизера суперпониран је сигнал шума варијансе 1% од амплитуде улазног сигнала. Слика 12 приказује дигиталне излазе Δ - Σ модулятора са и без присуства шума на праговима.



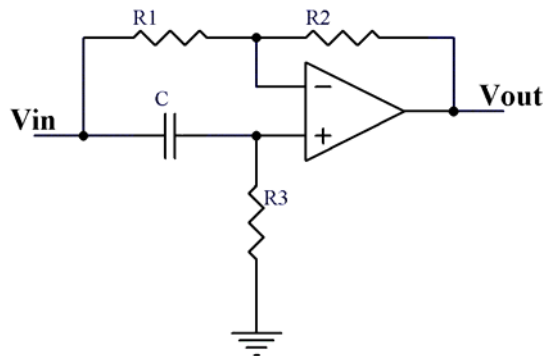
Слика 11 Симулациони блок дијаграм



Слика 10 Излаз X_n , Δ - Σ модулаора са и без зашумљених прагова

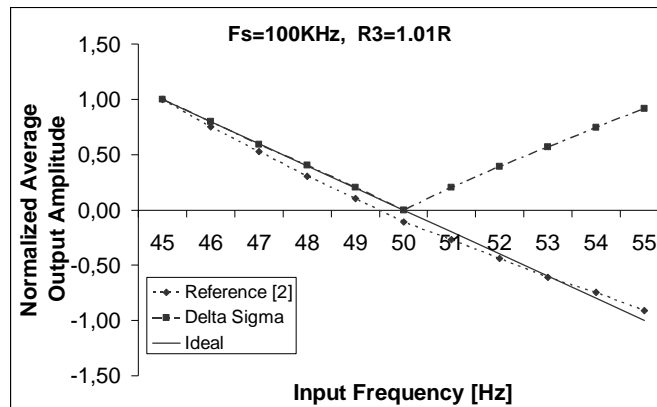
Шум додат на прагове бинарног квантизера, формира различите почетне услове Δ - Σ система, што доводи до формирања различитих поворки импулса за исти аналогни улаз.

Од значаја је и анализа осетљивости оба система на варијацију компоненти кола за фазно кашњење, слика 11, all-pass филтер је идентичан у оба случаја. Трансфер функција оваквог кола је $G(s) = \frac{sRC - 1}{sRC + 1}$, где $R_1 = R_2 = R_3 = R$.



Слика 11 Коло фазног кашњења, коришћено у оба решења

Оба система испољавају сличну осетљивост на варијацију вредности компоненти R_3 и C . Слика 12 показује симулационе резултате случаја, када $R_3 = 1.01R$



Слика 12 Осетљивост система при девијацији R_3 за 1% од идеалне вредности

Презентовани резултати методе доказују висок ниво линеарности између девијације фреквенције и избројаних импулса у оквиру дефинисаног опсега, када су оба Δ - Σ модулатора синхронизована и довољно брзо семплована. Варијација вредности компоненти Δ - Σ модулатора нема значајан утицај на линеарност мерења, захваљујући инхерентној предности њихове негативне повратне спреге. Значајно је напоменути да релативно једноставан метод описан у референци [2] има проблематично понашање у присуству шума. Имајући на уму актуелно стање VLSI технологије, имплементација ове методе у системе са фреквенцијом одмеравања реда неколико MHz не представља проблем.

РЕФЕРЕНЦЕ

- [1] T.KASPARIS, N.VOULGARIS, C.HALKIAS, "A METHOD OF THE PRECISE MEASUREMENT OF THE DIFFERENCE BETWEEN TWO LOW FREQUENCIES", IEEE TRANS. ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. IM-34, NO.1, MARCH 1985, PP. 95-96.
- [2] M.AHMED, "POWER SYSTEM FREQUENCY DEVIATION MEASUREMENT USING AN ELECTRONIC BRIDGE", IEEE TRANS. ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. IM-37, NO.1, MARCH 1988, PP. 147-148.
- [3] F.KAY, W.SOUTH, "DESIGN OF A POWER STABILIZER SENSING FREQUENCY DEVIATION", IEEE TRANS. ON POWER APPARATUS AND SYSTEMS, VOL. PAS-90, NO.2, MARCH/APRIL 1971, PP. 707-711.
- [4] J.CANDY, G.TEMES, EDITORS, "OVERSAMPLING DELTA-SIGMA DATA CONVERTERS", IEEE PRESS 1992.
- [5] R.STEELE, "DELTA MODULATION SYSTEMS", PENTECH PRESS, 1975.
- [6] N.KOUVARAS, "OPERATIONS ON DELTA MODULATED SIGNALS AND THEIR

APPLICATIONS IN THE REALIZATION OF DIGITAL FILTERS”, INSTITUTE OF ELECTRONIC AND RADIO ENGINEERS, 1978, PP. 437-438.

- [7] DJ. ZRILIC, "CIRCUITS & SYSTEMS FOR FUNCTIONAL PROCESSING OF THE MODULATED PULSE DENSITY STREAM", US PATENT #6,285,306B1

Метода мерења фреквенције сложенопериодичног сигнала развијена је на Факултету техничких наука у Новом Саду, у оквиру текућег пројекта бр. ТР-32019 код Министарства за науку и технолошки развој Републике Србије и текућег пројекта бр. 114-451-2723 код Покрајинског секретаријата за науку и технолошки развој АП Војводине.

Штампано – Децембар 2011.