

Систем за директну дигиталну синтезу учестаности

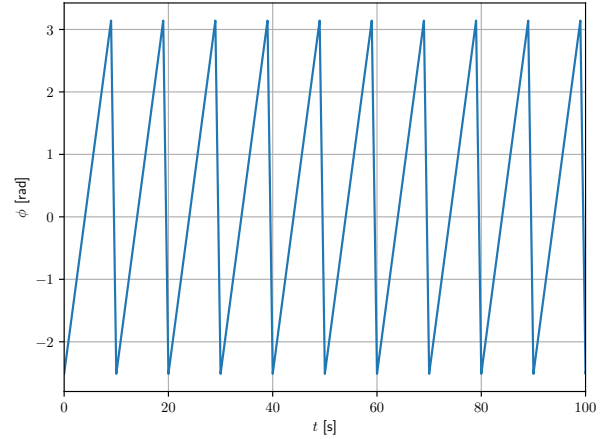
Александар Арсовић, студент
Електротехнички факултет
Универзитет у Београду

Александар Вуковић, студент
Електротехнички факултет
Универзитет у Београду

I. Увод

Циљ овог пројекта је софтверска имплементација система за директну дигиталну синтезу учестаности. Пројекат је урађен у програмском језику Python. Захтеви за овај систем су следећи:

- 1) резолуција система: $\Delta f = 100 \mu\text{Hz}$,
- 2) генерисана синусоида у опсегу од $f = [100 \mu\text{Hz}, 40 \text{MHz}]$,
- 3) спектралне реплике потиснуте бар 60 dB,
- 4) варијација амплитуде у опсегу $\pm 0.05 \text{dB}$,
- 5) генерисање сигнала у првој и трећој Никвистовој зони.



Слика 1. Излаз фазног акумулатора

II. Ширина контролне речи фазног акумулатора

Ширина контролне речи W како би резолуција била $\Delta f = 100 \mu\text{Hz}$ за сигнал такта $f_{clk} = 100 \text{MHz}$ износи.

$$f_0 = \frac{M f_{clk}}{2^W} \quad (1)$$

$$W = \log_2 \left(\frac{M f_{clk}}{f_0} \right) \quad (2)$$

$$W = \log_2 \left(\frac{100 \text{MHz}}{100 \mu\text{Hz}} \right) = 39.863 \quad (3)$$

$$W \approx 40 \quad (4)$$

од тога су два бита за квадрант, а остали за вредности унутар једног квадранта.

Фазни акумулатор ради тако што генерише одбирке фазе у опсегу од $[-\pi, \pi]$. Излаз фазног акумулатора приказан је на слици 1.

До додатне грешке у квантизацији долази и после смањења броја бита са 40 на 14, односно после генератора одбирака. Да би се смањио утицај квантизационог шума, у фазном акумулатору остављена је опција за укључивање несупстрактивног дитеринга.

III. Архитектура генератора одбирака

За генерисање одбирака $\cos(x)$ коришћен је CORDIC алгоритам чиме се постиже добар компромис између прецизности, количине потребне меморије и времена извршавања.

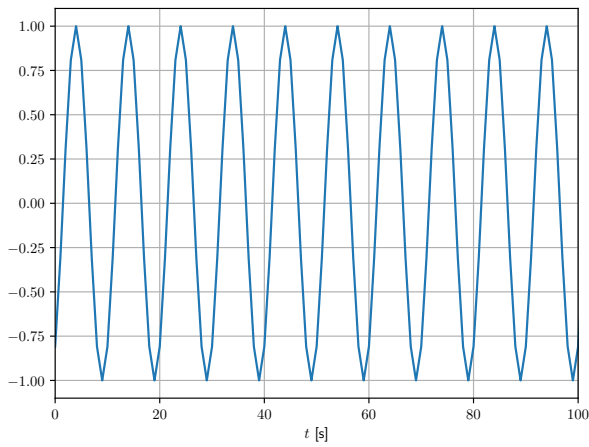
На сликама 2 и 3 приказани су временски и фреквенцијски облик сигнал на излазу генератора одбирака.

IV. FIR филтар

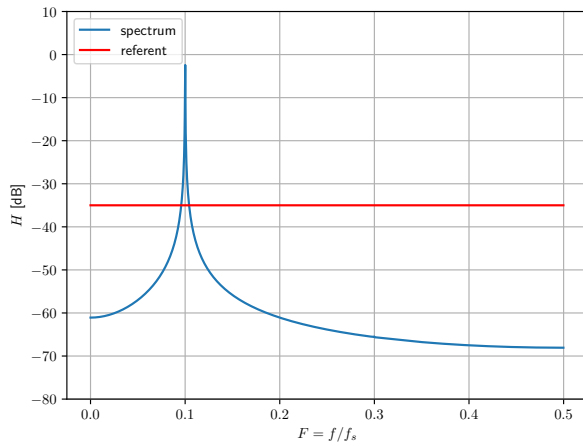
FIR филтар се користи за компензацију кола задршке нултог реда чија је фреквенцијска карактеристика $\sin(x)/x$.

За одређивање коефицијената филтра коришћена је `scipy.signal.firfs()` која за задати ред филтра, фреквенцијски опсег и фреквенцијску карактеристику израчунава потребне коефицијенте. Филтар 6. реда задовољава услов из пројекта да варијација амплитуде излазног сигнал буде $\pm 0.05 \text{dB}$.

Највеће одступање амплитуде је на 40 MHz и износи 0.035 dB.



Слика 2. Временски облик сигнала на излазу генератора одбирака



Слика 3. Спектар сигнала на излазу генератора одбирака

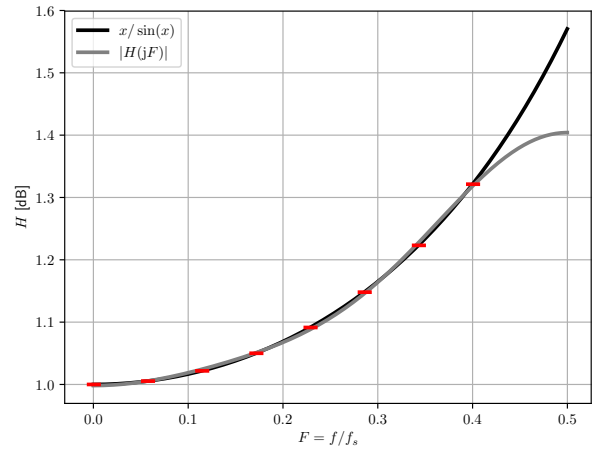
На сликама 4 и 5 приказане су карактеристика FIR филтра преклопљена са $x/\sin(x)$ и варијација амплитуде у зависности од фреквенције.

V. Аналогни филтар

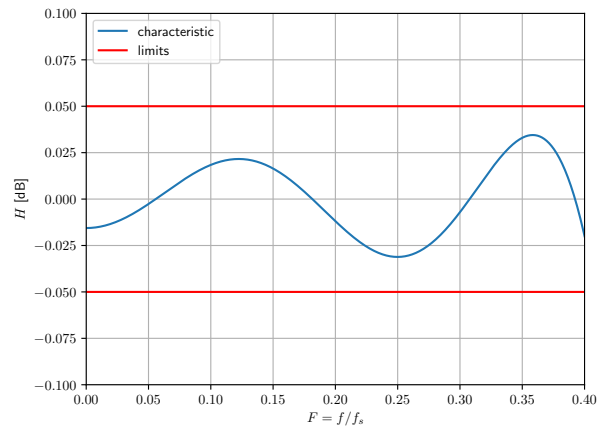
За потискивање спектралних копија у вишим Никвистовим зонама користи се нископропусни филтар. Користи се Чебишевљев филтар друге врсте, због његове равне карактеристике у пропусном опсегу. Захтев да спектралне реплике буду потиснуте бар 60dB је постигнут филтром 11. реда. Гранична учестаност пропусног опсега је 40 MHz, док је гранична учестаност непропусног опсега 60 MHz, због тога што знамо да ту неће постојати спектралне компоненте сигнала. Фреквенцијска карактеристика приказана је на слици 6.

VI. Потискивање спурова услед квантизације фазе и амплитуде

У овом систему ДА конвертор направљен је тако да квантизује сигнал да би се прецизније симулирао кван-



Слика 4. Карактеристика FIR филтра



Слика 5. Варијација амплитуде

тизациони шум. Квантизација је рађена на два начина: коришћењем квантизатора из материјала са вежби и коришћењем библиотеке гита `gwrpenney/spfpm/`.

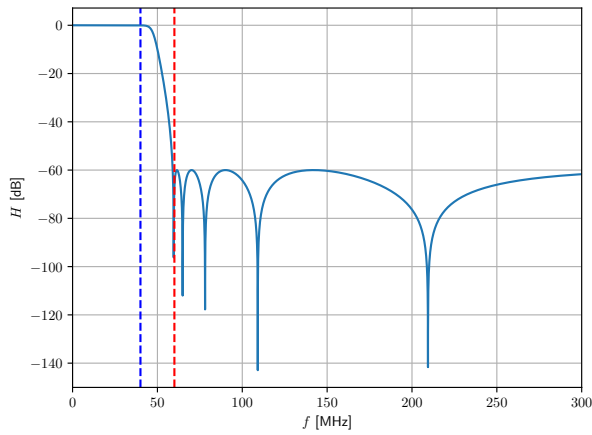
Због детерминистичке природе квантизационог шума пре ДА конвертора на сигнал се додаје несупстрактивни дитер стохастичке природе и ствара апериодичне сигнале слабљењем (разбијањем) периодичних компоненти квантизационог шума.

Модификација система је додатни сабирач и генератор псеудо случајних бројева. На слици 7 је приказан спектар сигнала на излазу система. На овој слици види се и утицај нископропусног филтра, који потискује све нежељене фреквенције према задатим спецификацијама. На слици 8 приказан је временски облик излазног сигнала.

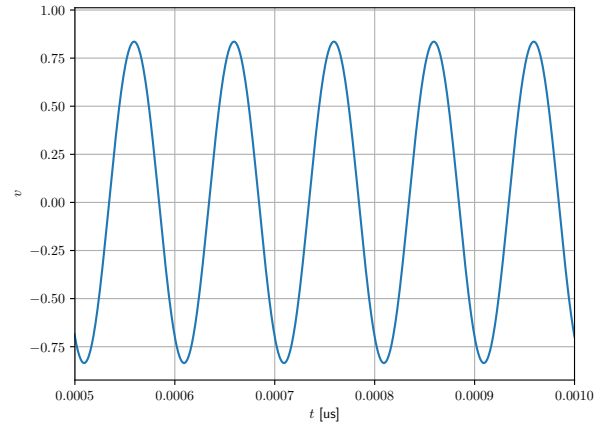
VII. Максимални дитер такта

Када се узме у обзир само шум који потиче од дитера такта тада је однос сигнал-шум:

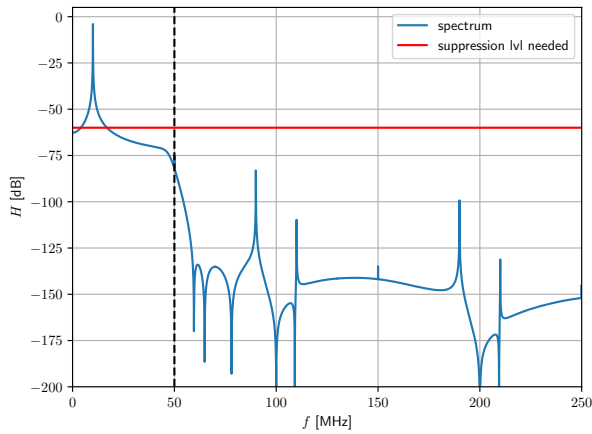
$$SNR = 20 \log_{10} \frac{1}{2\pi f t_j}. \quad (5)$$



Слика 6. Фреквенцијска карактеристика нископропусног филтра



Слика 8. Временски облик излазног сигнала



Слика 7. Спектар излазног сигнала

Ако се посматра само допринос шума услед квантизације тада је $SNR = 6.02N + 1.76$, онда је максимални цитер такта који однос сигнал-шум не деградира више од квантизационог шума:

$$t_j = \frac{1}{2\pi f_{max}} 10^{-\frac{6.02N+1.76}{20}} \quad (6)$$

$$t_j \approx 0.2 \text{ ps} \quad (7)$$

где је N број бита конвертора, f_{max} максимална улазна учестаност у конвертор.

VIII. Одабирање у трећој Никвистовој зони

Одабирањем сигнала у трећој Никвистовој зони можемо да остваримо веће излазне учестаности у односу на учестаност одабирања. У спектру излазног сигнала после ДА конвертора јављају се спектралне реплике сигнала и филтрирањем сигнала у опсегу од f_s до $\frac{3}{2}f_s$ генеришемо сигнал изнад учестаности одабирања.

Коло задршке нултог реда има лошу карактеристику у трећој Никвистовој зони, па га је потребно променити. Изабрано је биполарно коло задршке нултог реда

са повратком на нулу, које у трећој Никвистовој зони има равну фреквенцијску карактеристику.

Нископропусни филтар треба да се замени филтром пропусника опсега учестаности. Прелазне зоне за тај филтар су од 90 MHz до 100 MHz и од 140 MHz до 160 MHz. Прва прелазна зона је ужа да би сигнал из друге Никвистове зоне што мање утицао на користан сигнал. Идеално би било када би она била бесконачно уска, да би сигнали, који су на ниским учестаностима првој зони што мање утицали на излазни сигнал, јер се они у другој зони налазе на вишим учестаностима. Како би за то био потребан бесконачан ред филтра, остварен је компромис између реда филтра и ширине прелазне зоне.

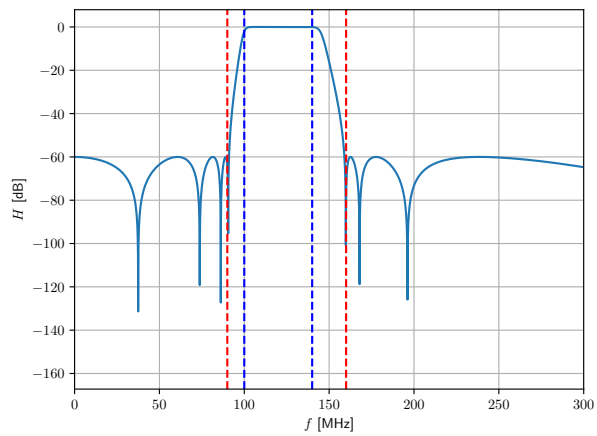
Израчунати цитер за систем са одабирањем у трећој Никвистовој зони:

$$t_j = 56 \text{ fs} \quad (8)$$

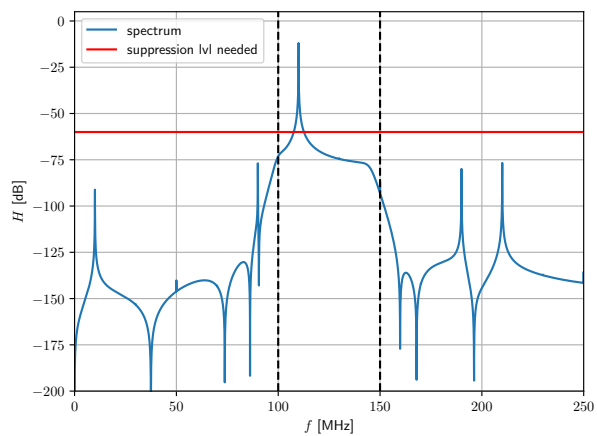
На сликама 9, 10 и 11 приказане су фреквенцијска карактеристика филтра пропусника опсега, спектар излазног сигнала у трећој Никвистовој зони и временски облик тог сигнала.

IX. Закључак

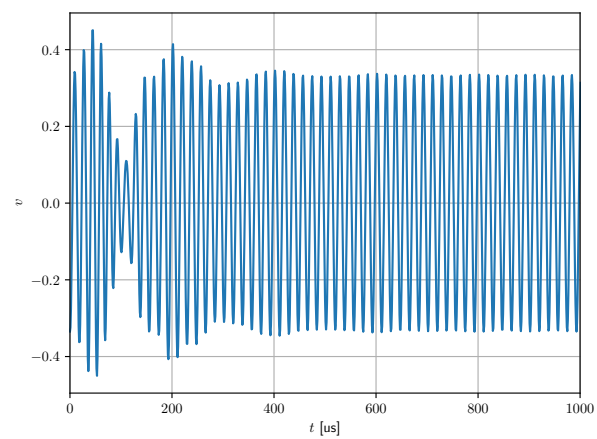
У имплементацији овог система коришћени бројеви са ограниченом прецизношћу да би се боље симулирао квантизациони шум. То је урађено тако што су се после сваког израчунавања у коду бројеви квантизовали на одређен број бита. За ограничавање прецизности коришћен је квантизатор из материјала са вежби и библиотека са гита `gwrpneu/sprfm/`. Квантизациони шум изражен је у спектру за мању резолуцију ДА конвертора, док за конвертор са 14 бита има довољну прецизност, те шум није изражен, па закључујемо да у овом систему нема потребе за дитерингом.



Слика 9. Фреквенцијска карактеристика филтра пропусника опсега



Слика 10. Спектар излазног сигнала у трећој Никвистој зони



Слика 11. Временски облик излазног сигнала у трећој Никвистој зони