

UNIVERZITET CRNE GORE
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET PODGORICA

BSc Ana Marković

KONVERTOR KVADRATNOG KORIJENA NAPONA U FREKVENCIJU
NA BAZI KOLA ZA KORJENOVANJE SA UNAPRIJEĐENOM
TEMPERATURNOM STABILNOŠĆU

MASTER RAD

Podgorica, 2023. godine

PODACI I INFORMACIJE O MAGISTRANDU

Ime i prezime: Ana Marković

Datum i mjesto rođenja: 22.01.1999. godine, Pljevlja, Crna Gora

Naziv završenog osnovnog studijskog programa i godina završetka studija: Elektronika, telekomunikacije i računari, 2020.

INFORMACIJE O MASTER RADU

Master studijski program: Elektronika

Naslov rada: Konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi kola za korjenovanje sa unaprijeđenom temperaturnom stabilnošću

Elektrotehnički fakultet UCG, Podgorica

OCJENA I ODBRANA MASTER RADA

Datum prijave master rada: 15.11.2022. godine

Datum sjednice Vijeća univerzitetske jedinice na kojoj je prihvaćena tema: 14.12.2022. godine

Komisija za ocjenu rada:

Prof. dr Nikša Tadić,
Univerzitet Crne Gore,
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Doc. dr Milena Erceg,
Univerzitet Crne Gore,
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Prof. dr Milutin Radonjić,
Univerzitet Crne Gore,
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Mentor:

Doc. dr Milena Erceg,
Univerzitet Crne Gore,
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Komisija za odbranu rada:

Prof. dr Nikša Tadić,
Univerzitet Crne Gore,
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Doc. dr Milena Erceg,
Univerzitet Crne Gore,
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Prof. dr Milutin Radonjić,
Univerzitet Crne Gore,
Elektrotehnički fakultet Podgorica

Datum odbrane:

Datum promocije:

Ime i prezime autora: Ana Marković

ETIČKA IZJAVA

U skladu sa članom 22 Zakona o akademskom integritetu i članom 18 Pravila studiranja na master studijama, pod krivičnom i materijalnom odgovornošću, izjavljujem da je master rad pod naslovom:

„Konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi kola za korjenovanje sa unaprijeđenom temperaturnom stabilnošću“

moje originalno djelo.

U Podgorici, dana 26.04.2023. godine

Podnosilac izjave:

Ana Marković, BSc



POSVETA

Ovaj rad posvećujem mom ocu Vlatku. Zahvaljujem se mojoj majci Evi na neizmjernoj podršci koju dobijam svakog dana.

ZAHVALNICA

Posebnu zahvalnost dugujem mojoj mentorki doc. dr Mileni Erceg, koja je svojim znanjem i mentorstvom dala veliki doprinos uspješnoj izradi ovog master rada. Hvala Vam na nesebičnoj pomoći i izdvojenom vremenu koje ste posvetili radu sa mnom. Nadam se da ćemo imati priliku sarađivati na nekom od narednih projekata u budućnosti.

Ana Marković

APSTRAKT

Konvertori napona u frekvenciju i konvertori struje u frekvenciju su kola koja vrše konverziju ulazne analogne veličine (napona ili struje) u periodičan talasni oblik na izlazu čija frekvencija je direktno proporcionalna ulaznoj analognoj veličini (naponu ili struji). Posebnu grupu konvertora napona (struje) u frekvenciju čine konvertori sa specifičnom nelinearnom prenosnom karakteristikom koji se koriste u cilju linearizacije prenosne karakteristike cjelokupnog mjernog sistema. Konvertori kvadratnog korijena napona (struje) u frekvenciju su kola kod kojih je frekvencija izlaznog signala proporcionalna kvadratnom korijenu ulaznog napona/struje.

U ovom master radu predstavljen je konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi kola za korjenovanje sa unaprijeđenom temperaturnom stabilnošću. Kolo je bazirano na standardnom konvertoru napona u frekvenciju asinhronog tipa kod koga je referentni napon proporcionalan kvadratnom korijenu ulaznog napona. Na taj način postiže se direktna proporcionalnost između frekvencije izlaznog signala i kvadratnog korijena ulaznog napona. Osim toga, frekvencija izlaznog signala ne zavisi od vrijednosti referentnog napona ili struje. Funkcija kvadratnog korjenovanja ulaznog napona ostvarena je pomoću kola za kvadratno korjenovanje struje koje se bazira na kvadratnoj prenosnoj karakteristici MOSFET-a u zasićenju. U cilju ostvarenja bolje temperaturne stabilnosti prilikom konverzije ulaznog napona u struju koja predstavlja ulaz kola za kvadratno korjenovanje korišćen je naponom-kontrolisan otpornik. Prototip predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovan je u diskretnoj tehnici sa naponom napajanja od 3 V. Za opseg ulaznog napona od 10 mV do 1.7 V apsolutna vrijednost relativne greške sistema je manja od 2 %. Maksimalna postignuta osjetljivost kola iznosi $16953 \text{ Hz}/\sqrt{\text{V}}$. Relativna promjena frekvencije predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju sa temperaturom je konstantna, pa je temperaturnu kompenzaciju sistema moguće vrlo jednostavno ostvariti.

Ključne riječi: konvertor napona u frekvenciju, konvertor struje u frekvenciju, konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju, konvertor kvadratnog korijena struje u frekvenciju, kolo za kvadratno korjenovanje, naponom-kontrolisani otpornik.

ABSTRACT

Voltage-to-frequency converters and current-to-frequency converters are circuits that convert an input analog quantity (voltage or current) into a periodic waveform on the output whose frequency is directly proportional to the input analog quantity (voltage or current). A special group of voltage (current)-to-frequency converters are converters with a specific nonlinear transfer characteristic that are used to linearize the transfer characteristic of the entire measurement system. Square-rooting voltage (current)-to-frequency converters are circuits where the frequency of the output signal is proportional to the square root of the input voltage/current.

This master's thesis presents a square-rooting voltage-to-frequency converter based on a square-rooting circuit with improved temperature stability. The circuit is based on a standard asynchronous voltage-to-frequency converter where the reference voltage is proportional to the square root of the input voltage. This achieves a direct proportionality between the frequency of the output signal and the square root of the input voltage. In addition, the frequency of the output signal does not depend on the value of the reference voltage or current. The function of square-rooting of the input voltage is achieved by using a current square-rooting circuit based on the square transfer characteristic of a MOSFET in saturation. In order to achieve better temperature stability during the conversion of the input voltage to current, which represents the input of the square-rooting circuit, a voltage-controlled resistor is used. A prototype of the proposed solution for a square-rooting voltage-to-frequency converter was implemented in discrete technology with a supply voltage of 3 V. For an input voltage in range of 10 mV to 1.7 V, the absolute value of the relative error of the system is less than 2%. The maximum achieved sensitivity of the circuit is 16953 Hz/ $\sqrt{\text{V}}$. The relative change in frequency of the proposed solution for the square-rooting voltage-to-frequency converter with temperature is constant, so temperature compensation of the system can be easily achieved.

Keywords: voltage-to-frequency converter, current-to-frequency converter, square-rooting voltage-to-frequency converter, square-rooting current-to-frequency converter, square-rooting circuit, voltage-controlled resistor.

SADRŽAJ

1	Uvod.....	1
2	Pregled postojećih rešenja konvertora kvadratnog korijena napona i struje u frekvenciju	5
3	Predloženo rešenje konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju	35
3.1	Princip rada konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.....	35
3.2	Kolo za korjenovanje sa unaprijedom temperaturnom stabilnošću	38
3.3	Monostabilni multivibrator	41
3.4	Kompletna šema predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.....	43
3.5	Uticaj temperature na izlaznu frekvenciju konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.....	45
4	Rezultati simulacija i eksperimentalni rezultati	47
4.1	Rezultati mjerenja u vremenskom domenu	48
4.2	Izmjerena prenosna karakteristika konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju i odgovarajuće relativne greške	121
4.3	Rezultati simulacija u okviru temperaturne analize	132
5	Zaključak.....	141
6	Dodatak-fotografije prototipa kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovanog u diskretnoj tehnici	143
	Literatura	147

1 UVOD

Konvertori napona u frekvenciju i konvertori struje u frekvenciju su kola koja vrše konverziju ulazne analogne veličine (napona ili struje) u periodičan talasni oblik na izlazu čija frekvencija je direktno proporcionalna ulaznoj analognoj veličini (naponu ili struji) [1]. Oni, dakle, predstavljaju kvazi-digitalne konvertore čiji izlazni signal je frekvencijski kodiran i koje odlikuje niz prednosti u odnosu na A/D konvertore [2] [3]. Prije svega, dizajn konvertora napona ili struje u frekvenciju je značajno jednostavniji od dizajna A/D konvertora. Kako je informacija o mjerenoj veličini sadržana u frekvenciji izlaznog signala, očigledna je značajno manja osjetljivost ovih sistema na prisustvo šuma i interferenciju. Osim toga, informacija se prenosi samo jednom linijom, a veoma je pogodna i za prenos bežičnim putem, bez potrebe za specifičnim komunikacionim protokolom. Na prijemnom kraju mjernog sistema je dovoljna upotreba digitalnog brojača koji ne mora biti sinhronizovan sa konvertorom napona (struje) u frekvenciju.

Navedene karakteristike konvertora napona (struje) u frekvenciju čine ih veoma pogodnim za primjenu u sklopu bežičnih senzorskih mreža, koje prate odgovarajuće parametre posredstvom jednostavnih senzora. Analogni izlazi senzora se upućuju prema konvertoru napona (struje) u učestanost, a potom se kvazi-digitalni signal vodi prema mikrokontroleru, gdje se konačna digitalizacija obavlja koristeći njegove interne brojače. U slučaju primjene klasičnog A/D konvertora, potreban je veći broj digitalnih portova za paralelni prenos podataka, kao i za ostvarivanje sinhronizacije i kontrole [3]. Oblast primjene konvertora napona (struje) u frekvenciju u sklopu bežičnih senzorskih mreža je veoma široka i kreće se od prenosivih uređaja za praćenje različitih zdravstvenih parametara, kontrole određenih industrijskih procesa, praćenja parametara životne sredine, pa do različitih vojnih primjena [4] [5].

Sa druge strane, kako je za digitalizaciju mjerene veličine na izlazu konvertora napona (struje) u frekvenciju dovoljno koristiti samo digitalni brojač, u kombinaciji sa odgovarajućim mikrosenzorima, ova kola su pogodna za realizaciju mjernog sistema na čipu.

Postoji nekoliko različitih pristupa u realizaciji konvertora napona u frekvenciju. Većina njih je zasnovana na istom principu rada, koji čine naizmjenična integracija ulaznog napona i generisanje periodičnog talasnog oblika na izlazu konvertora, kada se napon na izlazu integratora izjednači sa odgovarajućim referentnim naponom [6]. Uzimajući u obzir novije realizacije konvertora napona u frekvenciju, mogu se izdvojiti dvije najčešće arhitekture: multivibratorski konvertori napona u frekvenciju i *charge-balance* konvertori napona u frekvenciju [7] [8]. Multivibratorski konvertori napona u frekvenciju se sastoje od ulaznog konvertora napona u struju, bidirekcionog strujnog integratora i odgovarajućeg kontrolnog kola. Ulazni napon se konvertuje u struju koja naizmjenično puni i prazni integracioni kondenzator između odgovarajućih stabilnih granica napona, koje su obično definisane kontrolnim kolom, kao što je na primjer Šmitov trigger. Na izlazu konvertora napona u frekvenciju se dobija povorka pravougaonih impulsa čija učestanost je mjera ulazne analogne veličine. Ovaj signal ujedno predstavlja i kontrolu smjera integracione struje [2] [9]. Učestanost izlaznog signala zavisi od kapacitivnosti integracionog kondenzatora, kao i od granica napona u okviru kojih se vrši integracija. Temperaturni koeficijent kapacitivnosti kondenzatora, kao i stabilnost granica napona u okviru kojih se vrši integracija u najvećoj mjeri limitiraju performanse ovog tipa konvertora napona u frekvenciju. *Charge-balance* konvertori napona u frekvenciju mogu se podijeliti na asinhronne i sinhronne *charge-balance* konvertore napona u frekvenciju. U osnovi, asinhronni *charge-balance* konvertor napona u frekvenciju se sastoji od konvertora napona u struju, integratora, komparatora i monostabilnog kola (koji zajedno čine kontrolno kolo) i referentnog strujnog izvora struje. Naime, ulazni napon se konvertuje u struju, koja se zatim integrali, puneći na taj način kondenzator. Kada izlaz integratora dostigne napon praga koji predstavlja jedan od ulaza komparatora, komparator mijenja stanje na svom izlazu. Promjena stanja na izlazu komparatora inicira generisanje impulsa tačno određenog trajanja na izlazu monostabilnog kola. Za to vrijeme, referentna struja, koja je po apsolutnoj vrijednosti veća od ulazne struje, se vodi na ulaz, dovodeći do promjene smjera struje kroz kondenzator koji se sada prazni. Ulazna struja teče i tokom pražnjenja kondenzatora, tako da ne dolazi do gubitka ulaznog naelektrisanja. Dakle, kondenzator se prazni za vrijeme trajanja logičke jedinice na izlazu konvertora, što se označava kao kvazistabilno stanje. Po završetku trajanja impulsa na izlazu monostabilnog kola, kreće novi ciklus i na taj način se dobija povorka pravougaonih impulsa na izlazu konvertora napona u frekvenciju, čija je frekvencija proporcionalna ulaznoj struji (naponu). Izlazna frekvencija je funkcija trajanja impulsa na izlazu monostabilnog kola, kao i referentne struje, što znači da je potrebno ostvariti visoku stabilnost ovih parametara [10]. Kod sinhronih *charge-balance* konvertora napona u frekvenciju, umjesto monostabilnog, koristi se bistabilno kolo sa eksternim taktom [11]. Punjenje i pražnjenje

integracionog kondenzatora se odvija u okviru dva odgovarajuća stanja bistabilnog kola. Frekvencija izlaznog signala je funkcija referentne struje, ali i frekvencije eksternog takta.

Posebnu grupu konvertora napona (struje) u frekvenciju čine konvertori sa specifičnom nelinearnom prenosnom karakteristikom koji se koriste u cilju linearizacije prenosne karakteristike cjelokupnog mjernog sistema. Konvertori kvadratnog korijena napona (struje) u frekvenciju su kola kod kojih je frekvencija izlaznog signala proporcionalna kvadratnom korijenu ulaznog napona (struje). Sistem kod koga je mjerena veličina proporcionalna kvadratnom korijenu veličine na izlazu odgovarajućeg pretvarača može se linearizovati primjenom ovog tipa konvertora. Mjerenja zapreminskog protoka fluida na bazi cijevi sa suženjem se zasnivaju na mjerenju diferencijalnog pritiska. Zapreminski protok fluida je proporcionalan kvadratnom korijenu diferencijalnog pritiska. Upotrebom konvertora kvadratnog korijena napona (struje) u učestanost može se dobiti linearna zavisnost između frekvencije signala na izlazu sistema i zapreminskog protoka fluida. Konvertor srednje kvadratne vrijednosti signala u DC signal se može bazirati na deformaciji pokretne elektrode kondenzatora prilikom primjene AC napona [12]. Naime, pod uticajem primijenjenog AC napona na pokretnu ploču kondenzatora, dolazi do njene deformacije dok se ne uspostavi ravnotežno stanje. Tada je sila koja djeluje na pokretnu ploču kondenzatora proporcionalna kvadratu srednje kvadratne vrijednosti primijenjenog napona. Konvertor srednje kvadratne vrijednosti signala u DC signal kod koga je srednja kvadratna vrijednost signala proporcionalna izlaznoj frekvenciji se može realizovati upotrebom linearnog pretvarača sile u napon (struju) i konvertora kvadratnog korijena napona (struje) u frekvenciju. Mjerenje rastojanja se može vršiti uz pomoć ultrazvučnih senzora [13] [14]. Rastojanje je proporcionalno brzini ultrazvuka i odgovarajućeg vremenskog intervala. Međutim, brzina ultrazvuka u vazduhu je proporcionalna kvadratnom korijenu apsolutne temperature. Mjerenje brzine zvuka se može ostvariti upotrebom linearnog temperaturnog pretvarača u napon (struju) i konvertora kvadratnog korijena napona (struje) u frekvenciju. Upotrebom jednostavnog brojača koji je sinhronizovan sa ultrazvučnim pretvaračem i prijemnikom se može odrediti vremenski interval. Digitalni množač može poslužiti za određivanje traženog rastojanja.

Cilj ovog master rada bio je razvoj konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi standardnih gradivnih elemenata, sa značajno nižim naponom napajanja i većom osjetljivošću u odnosu na postojeća rešenja. Pored toga, zahtjev je bio da izlazna frekvencija ne zavisi od vrijednosti referentnog napona ili struje, da apsolutna vrijednost relativne greške cjelokupnog sistema bude manja od 2 % za što širi opseg ulaznog napona, kao i da se ostvari pogodna temperaturna kompenzacija.

Master rad sadrži pet poglavlja, sa uvodom kao prvim i zaključkom kao poslednjim poglavljem. U drugom poglavlju dat je pregled postojećih rešenja konvertora kvadratnog korijena napona i struje u frekvenciju. Izvršena je detaljna analiza principa rada, opisane pojedine funkcionalne cjeline, a istaknute su i odgovarajuće performanse pojedinih rešenja. Treće poglavlje se odnosi na konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi kola za korjenovanje sa

unaprijeđenom temperaturnom stabilnošću. Najprije je data osnovna struktura konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju. Kolo za korjenovanje koje se bazira na kvadratnoj prenosnoj karakteristici MOSFET-a u zasićenju koristi se za generisanje referentnog napona. Nakon analize rada kola za korjenovanje, dat je predlog unaprijeđenja njegove temperaturne stabilnosti upotrebom naponom-kontrolisanog otpornika prilikom konverzije ulaznog napona u struju koja predstavlja ulaznu veličinu kola za korjenovanje. Slijedi opis kompletne realizacije konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi kola za korjenovanje sa unaprijeđenom temperaturnom stabilnošću. Izvršena je odgovarajuća temperaturna analiza cjelokupnog sistema. U četvrtom poglavlju dat je pregled rezultata dobijenih eksperimentalnim putem, kao i rezultata simulacija koje se odnose na temperaturnu analizu. Dodatak radu sadrži fotografije razvijenog prototipa konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi kola za korjenovanje sa unaprijeđenom temperaturnom stabilnošću, kao i fotografije mjernog okruženja.

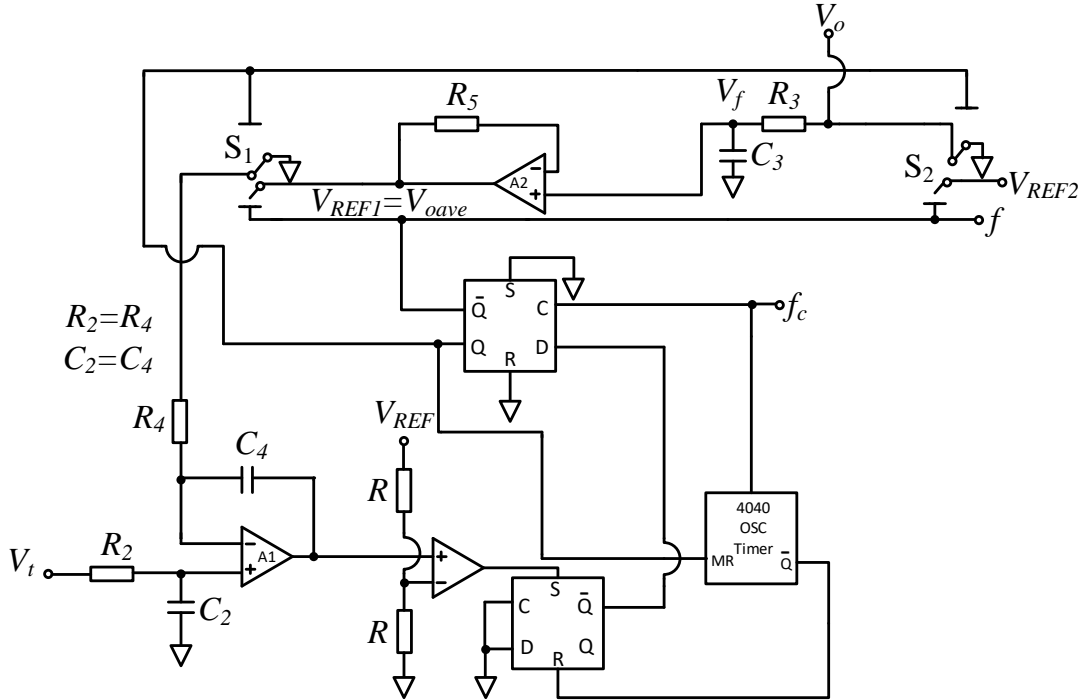
2 PREGLED POSTOJEĆIH REŠENJA KONVERTORA KVADRATNOG KORIJENA NAPONA I STRUJE U FREKVENCIJU

U ovom poglavlju su izložena postojeća rešenja konvertora kvadratnog korijena napona i struje u frekvenciju. Opisani su principi rada i uz to je priložena odgovarajuća matematička analiza. Takođe, navedene su neke od osnovnih karakteristika konvertora kvadratnog korijena napona ili struje u frekvenciju, dobijene eksperimentalnim putem, kao što su: opseg izlazne frekvencije, opseg ulaznog napona ili struje, odgovarajuće relativne greške, temperaturne varijacije frekvencije izlaznog signala, naponski ofset itd. Na osnovu izvršene analize izvedeni su odgovarajući zaključci.

F. N. Trofimenkoff, Farmarz Sabouri, Jichang Qin i J. W. Haslett projektovali su konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju čija stabilnost u prvoj aproksimaciji zavisi samo od stabilnosti takta i stabilnosti referentnog napona [15]. Navedeno kolo je realizovano na bazi standardnog konvertora napona u frekvenciju sa povratnom spregom, koja sadrži niskopropusni filter. Osnovna topologija ovog konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju je prikazana na slici 2.1.

Naime, u okviru priložene implementacije definiše se parametar M , koji predstavlja trajanje kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora. On je jednak proizvodu perioda *clock* signala T_c i N_l , koje prikazuje odgovarajuće stanje izlaza iz integrisanog kola oscilator-brojač. Otpornik R_4 je vezan za prekidače S_1 , koji se nalaze u antifazi. Tokom vremena M , otpornik R_4 je povezan na napon V_{REF1} , dok je tokom vremena $(T-M)$ uzemljen. Period trajanja oscilacija T konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju može se matematički dobiti iz jednačina koje opisuju proces punjenja i pražnjenja kondenzatora C_4 u toku jedne periode oscilacija:

$$\frac{V_{REF1}M}{R_4} - \frac{V_t T}{R_4} = 0 \quad (2.1)$$



Slika 2.1 - Konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju [15].

Daljim rešavanjem jednačine dobija se frekvencija izlaznog signala, koja je jednaka:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_t}{V_{REF1}} \frac{1}{M} = \frac{1}{N_1 T_c} \frac{V_t}{V_{REF1}} \quad (2.2)$$

Prekidači S_2 su, kao i S_1 , u protivfazi. Za vrijeme M , amplituda signala usrednjena niskopropusnim filtrom koji konfiguriraju otpornik R_3 i kondenzator C_3 je jednaka V_{REF2} , dok je za vrijeme $(T-M)$ jednaka nuli. Dakle, napon V_{oave} , koji predstavlja srednju vrijednost signala sa ulaza filtra, podrazumijevajući da je zadovoljen uslov $R_3 C_3 \rightarrow \infty$, iznosi:

$$V_{oave} = \frac{M}{T} V_{REF2} \quad (2.3)$$

Na osnovu relacija (2.1) i (2.3) slijedi da je:

$$V_{oave} = \frac{V_t V_{REF2}}{V_{REF1}} \quad (2.4)$$

Ukoliko je napon V_{oave} jednak naponu V_{REF1} , kao što je i prikazano na slici 2.1 tada se V_{oave} može izraziti kao:

$$V_{oave} = \sqrt{V_t V_{REF2}} \quad (2.5)$$

Uvrštavajući izraz (2.5) u izraz (2.2), dobija se da je frekvencija izlaznog signala data izrazom:

$$f = \frac{1}{N_1 T_c} \sqrt{\frac{V_t}{V_{REF2}}} \quad (2.6)$$

Ako se most sa mjernim trakama, napajan naponom V_{REF2} , koristi za mjerenje pada pritiska, njegov izlaz V_t će biti proporcionalan naponu V_{REF2} , što znači da će se V_{REF2} poništiti u izrazu (2.6). Ovo znači da će frekvencija izlaznog signala zavisiti samo od proizvoda T_c i N_c , kao i od svojstava samog pretvarača pritiska.

Određeni efekti kao što su: neusklađenost otpornosti prekidača S_1 , ulazne struje polarizacije operacionog pojačavača u sklopu integratora, kao i ulazni naponski ofset i faktor potiskivanja srednje vrijednosti signala (*common - mode rejection ratio - CMRR*) se moraju uzeti u obzir za navedeni konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju. Električna šema konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, koja podrazumijeva navedene nesavršenosti, je prikazana na slici 2.2.

Pomenute efekte je potrebno uključiti u matematički model koji opisuje proces punjenja i pražnjenja kondenzatora C_4 :

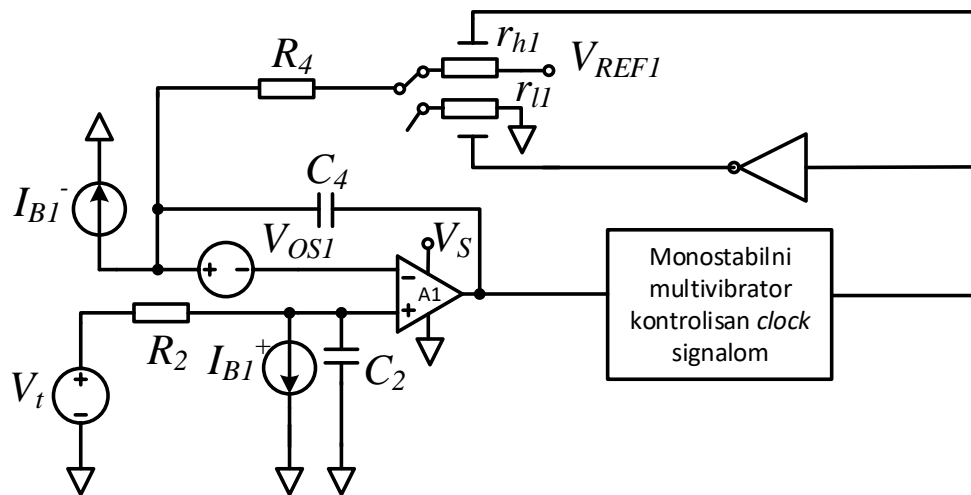
$$\frac{M}{T} = \frac{\frac{V_t'}{V_{REF1}} + \frac{I_{BI}^- (R_4 + r_{h1})}{V_{REF1}}}{1 - \left(1 - \frac{V_t'}{V_{REF1}}\right) \frac{r_{h1} - r_{l1}}{R_4 + r_{l1}}} \quad (2.7)$$

pri čemu je V_t' :

$$V_t' = V_t + V_{OS1} + \frac{\frac{V_s}{2} - V_t}{CMRR_1} - I_{BI}^+ R_2 \quad (2.8)$$

dok je I_{BI}^- ulazna struja polarizacije operacionog pojačavača u sklopu integratora na invertujućem priključku, I_{BI}^+ ulazna struja polarizacije operacionog pojačavača u sklopu integratora na neinvertujućem priključku, r_{h1} otpornost prekidača S_1 kada je otpornik R_4 povezan jednim krajem za napon V_{REF1} i r_{l1} otpornost prekidača S_1 kada je otpornik R_4 uzemljen jednim krajem.

Konačna vrijednost faktora potiskivanja srednje vrijednosti $CMRR_I$ operacionog pojačavača u sklopu integratora uzeta je u obzir dodavanjem $V_s/(2CMRR_I)$ naponskom ofsetu V_{OS1} .



Slika 2.2 - Kolo za analizu uticaja polarizacionih struja i naponskog ofseta operacionog pojačavača u sklopu integratora [15].

Sa druge strane, potrebno je razmotriti i nesavršenosti koje se odnose na ulazni naponski ofset i struje polarizacije drugog operacionog pojačavača, koji ulazi u sastav niskopropusnog filtra. Kao i kod S_1 prekidača, tako i kod S_2 prekidača, koji povezuje filter na napon V_{REF2} ili uzemljenje, promjenom svog stanja, postoje neusklađenosti otpornosti prekidača. Iz tog razloga se prilikom matematičke analize, koja opisuje proces punjenja i pražnjenja kondenzatora C_3 niskopropusnog filtra, ove neidealnosti moraju uzeti u obzir. Kolo kojim se modeluju navedeni izvori grešaka je prikazano na slici 2.3.

Matematički model koji uzima u obzir pomenute nesavršenosti, a koji se odnosi na procese punjenja i pražnjenja kondenzatora C_3 , dat je sledećim izrazom:

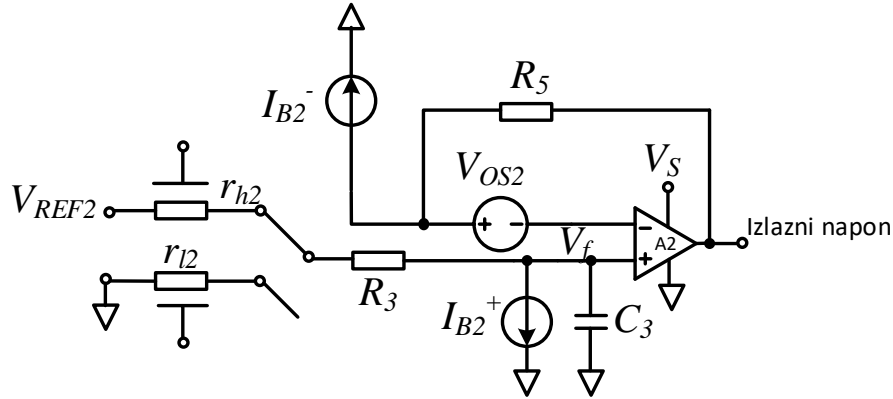
$$\frac{V_f}{V_{REF2}} = \frac{\frac{M}{T} - \frac{I_{B2}^+(R_3 + r_{h2})}{V_{REF2}}}{1 + \left(1 - \frac{M}{T}\right) \frac{r_{h2} - r_{l2}}{R_3 + r_{l2}}} \quad (2.9)$$

pri čemu je V_f napon na krajevima kondenzatora C_3 , I_{B2}^+ ulazna struja polarizacije operacionog pojačavača u sklopu niskopropusnog filtra na neinvertujućem priključku, r_{h2} otpornost prekidača S_2 kada je otpornik R_3 povezan jednim krajem za napon V_{REF2} i r_{l2} otpornost prekidača S_2 kada je otpornik R_3 uzemljen jednim krajem.

Ukoliko se konačna vrijednost faktora potiskivanja srednje vrijednosti $CMRR_2$ operacionog pojačavača u sklopu niskopropusnog filtra modeluje dodavanjem $V_S/(2CMRR_2)$ naponskom ofsetu V_{OS2} , napon V_{REF1} se može zapisati na sledeći način:

$$V_{REF1} = V_{oave} = \frac{V_f}{V_{REF2}} V_{REF2} + V_{OS2} + \frac{\frac{V_S}{2} - \frac{V_f}{V_{REF2}} V_{REF2}}{CMRR_2} + R_5 I_{B2}^- \quad (2.10)$$

gdje je I_{B2}^- ulazna struja polarizacije operacionog pojačavača u sklopu niskopropusnog filtra na invertujućem priključku.



Slika 2.3 - Kolo za analizu uticaja polarizacionih struja i naponskog ofseta operacionog pojačavača u sklopu niskopropusnog filtra [15].

Greška frekvencije izlaznog signala, izražena u procentima pune skale, koja se javlja zbog nesavršenosti prekidača S_1 i S_2 se može izraziti na sledeći način:

$$FSE[\%] = 100 \left[\frac{M}{T} - \sqrt{\frac{V_t}{V_{REF2}}} \right] \quad (2.11)$$

gdje je:

$$\frac{M}{T} = \sqrt{\frac{V_t}{V_{REF2}}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta t}{N_1 T_c}} \quad (2.12)$$

pri čemu je Δt kašnjenje usled nesavršenosti prekidača.

Sa druge strane, greška frekvencije izlaznog signala, izražena u procentima pune skale, koja se javlja usled konačne vrijednosti vremenske konstante niskopropusnog filtra, može se modelovati kao:

$$FSE[\%] = 100 \left[\frac{M}{T} - \sqrt{\frac{V_t}{V_{REF2}}} \right] \quad (2.13)$$

gdje je:

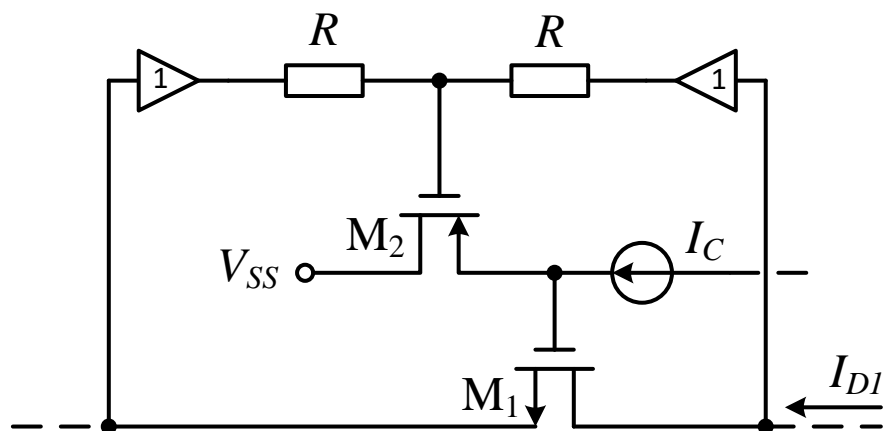
$$\frac{V_t}{V_{REF2}} = \frac{M}{T} \left[1 - \frac{\tau (1 - e^{-(T - M/\tau)}) (1 - e^{-(M/\tau)})}{1 - e^{-(T/\tau)}} \right] \quad (2.14)$$

pri čemu je $\tau = R_3 C_3$.

Prema eksperimentalnim rezultatima prikazanim u [15], frekvencija f_c clock signala iznosi 1.024 MHz, dok je $N_1 = \{1024, 512, 256, 128\}$. Frekvencija pune skale pri ovim parametrima iznosi redom: 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz i 8 kHz. Pri ulaznom naponu koji se kreće u opsegu od 1 mV do 10 V, za frekvencije pune skale od 1 kHz, 2kHz i 4 kHz, greška pune skale iznosi 0.02%. Na frekvenciji pune skale od 8 kHz uočava se da pri većim vrijednostima ulaznog napona greška raste do značajnijeg nivoa. Osjetljivost konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju se kreće od 316 Hz/ \sqrt{V} do 2530 Hz/ \sqrt{V} . Mjerenja su izvršena na temperaturama od 0 °C, 25 °C i 50 °C. Prilikom realizacije sistema korišćene su komponente dizajnirane u CMOS tehnologiji sa naponom napajanja od 18 V i *auto-zeroed* operacioni pojačavači sa naponom napajanja od 18 V.

N. Tadić i *D. Gobović* projektovali su konvertor kvadratnog korijena struje u frekvenciju na bazi relaksacionog oscilatora, gdje je umjesto pasivnog otpornika korišćen strujom-kontrolisan otpornik (*Current-controlled resistor - CCR*) realizovan u CMOS tehnologiji, baziran na principu polovljenja ulaznog napona [1]. U odnosu na prethodno predstavljeno rešenje [15], gdje je izlazna frekvencija zavisna od naponske reference, u rešenju koje su predložili *N. Tadić* i *D. Gobović* nije neophodno koristiti visoko stabilne naponske ili strujne reference, već samo jednu stabilnu otpornost. Ovaj pristup obezbeđuje strujom kontrolisanu vremensku konstantu relaksacionog oscilatora. Temperaturna stabilnost izlazne frekvencije ovog rešenja u najvećoj mjeri zavisi od procesnih parametara MOSFET-ova.

Pojednostavljena električna šema strujom-kontrolisanog otpornika koji je korišćen prilikom realizacije konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju [1], je prikazana na slici 2.4 [16]. Osnovu kola čine n-kanalni MOSFET M_1 , koji radi u omskom režimu rada, i p-kanalni MOSFET M_2 , koji radi u režimu zasićenja, ponašajući se kao *source-follower* kroz koji protiče kontrolna struja I_C . Ostatak kola čine dva naponska bafera i dva otpornika R koji formiraju razdjelnik napona.



Slika 2.4 - Pojednostavljena električna šema strujom-kontrolisanog otpornika [16].

Ekvivalentna otpornost R_{DS1} strujom-kontrolisanog otpornika se može predstaviti sledećim izrazom:

$$R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1 \left(\sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{t2} - V_{t1} \right)} \quad (2.15)$$

gdje su: β_1 faktor pojačanja MOSFET-a M_1 , β_2 faktor pojačanja MOSFET-a M_2 , V_{t1} napon praga n-kanalnog MOSFET-a M_1 i V_{t2} napon praga p-kanalnog MOSFET-a M_2 .

Najmanja vrijednost kontrolne struje I_C , koja obezbeđuje linearnu operaciju predloženog strujom-kontrolisanog otpornika je data sledećim izrazom:

$$I_{Cmin} = \frac{1}{2} \beta_2 \left(\frac{1}{2} V_{DS1} + V_{t1} + V_{t2} \right)^2 \quad (2.16)$$

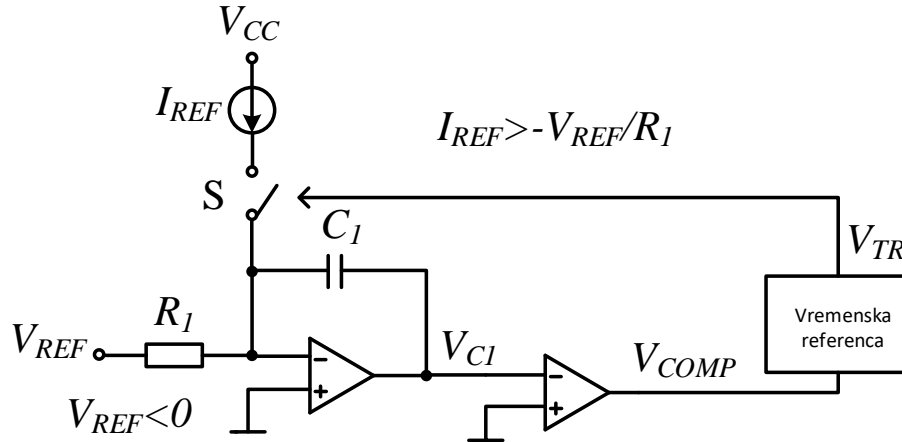
gdje je V_{DS1} napon drejn-sors n-kanalnog MOSFET-a M_1 .

Pojednostavljena električna šema konvertora napona u frekvenciju, na kome se bazira predloženo rešenje konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju, prikazano je na slici 2.5 [17].

Kolo na slici 2.5 se ponaša kao relaksacioni oscilator, gdje je ulazni promjenljivi napon zamijenjen negativnim referentnim naponom V_{REF} . Ovo kolo se sastoji od integratora, koji čine otpornik R_1 , kondenzator C_1 i operacioni pojačavač, komparatora, monostabilnog multivibratora, bilateralnog CMOS prekidača i strujnog izvora I_{REF} .

Naime, svaki put kada napon na izlazu integratora V_{CI} poraste do nule, napon na izlazu komparatora V_{COMP} prelazi sa napona V_{CC} na nulu. Monostabilni multivibrator, koji reaguje na opadajuću ivicu ulaznog napona, tada prelazi u kvazistabilno stanje. Ovo stanje traje tačno

određeno vrijeme T_{TR} , koje se može podesiti pomoću vremenskog referentnog bloka. Prekidač S se zatvara i referentna struja I_{REF} ulazi u sumirajući čvor.



Slika 2.5 - Pojednostavljena električna šema konvertora napona u frekvenciju [17].

Dakle, kada se zatvori prekidač S, kondenzator C_1 počinje da se prazni što se matematički može modelovati na sledeći način :

$$V_{C1} = -\frac{1}{C_1} \left(I_{REF} + \frac{V_{REF}}{R_1} \right) t \quad (2.17)$$

gdje je $t < T_{TR}$. Na kraju ovog procesa prekidač S se ponovo otvara i tada nastupa stabilno stanje. Integracioni kondenzator se ponovo puni, što se može prikazati izrazom:

$$V_{C1} = -\frac{V_{REF}}{R_1 C_1} t - \frac{1}{C_1} \left(I_{REF} + \frac{V_{REF}}{R_1} \right) T_{TR} \quad (2.18)$$

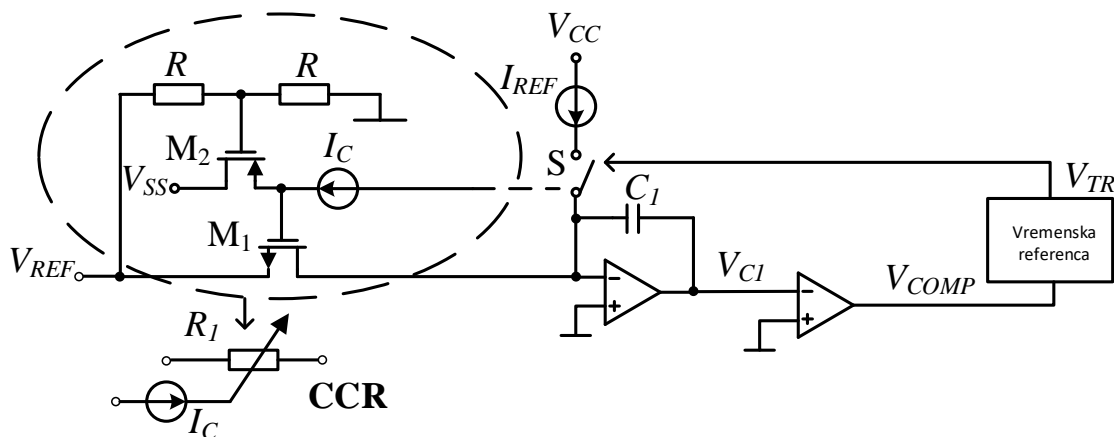
Frekvencija f izlaznog signala data je sledećim izrazom:

$$f = \frac{1}{T_1 + T_{TR}} = -\frac{V_{REF}}{R_1 I_{REF} T_{TR}} \quad (2.19)$$

Ukoliko se otpornik R_1 u sklopu VFC-a zamijeni strujom-kontrolisanim otpornikom, može se dobiti kolo za konverziju kvadratnog korijena struje u frekvenciju. Pojednostavljena električna šema ovog kola je prikazana na slici 2.6.

Sa priložene šeme se može uočiti da su sors i drejn MOSFET-a M_1 povezani na negativni napon V_{REF} i virtuelnu masu, respektivno. Shodno tome, nije potrebno koristiti naponske bafere kao na slici 2.4. Na osnovu izraza (2.15) i (2.19), može se dobiti frekvencija izlaznog signala proporcionalna kvadratnom korijenu ulazne struje I_C :

$$f = -\frac{V_{REF}}{I_{REF}} \frac{\beta_1}{T_{TR}} \left(\sqrt{\frac{2I_C}{\beta_2}} - V_{t2} - V_{t1} \right) \quad (2.20)$$



Slika 2.6 - Pojednostavljena električna šema kola za konverziju kvadratnog korijena struje u frekvenciju [1].

Poželjno je obezbijediti što veći dinamički opseg ulazne struje I_C . Prema tome, potrebno je da minimalna vrijednost ove struje bude najmanja moguća kao i da maksimalna vrijednost ove struje bude što je moguće veća. Ono što se može uočiti na osnovu izraza (2.16) jeste da se minimalna vrijednost struje I_C , odnosno $I_{Cmin}=0$, može dobiti ukoliko je zadovoljen uslov:

$$V_{DS1} = -2(V_{t1} + V_{t2}) \quad (2.21)$$

Na osnovu slike 2.6, može se zaključiti da je napon V_{DS1} jednak apsolutnoj vrijednosti negativnog referentnog napona V_{REF} , odnosno $V_{DS1} = -V_{REF}$, što znači da će napon V_{REF} biti:

$$V_{REF} = 2(V_{t1} + V_{t2}) \quad (2.22)$$

Kako je $V_{REF} < 0$, napon praga n-kanalnog MOSFET-a M_1 mora biti manji po apsolutnoj vrijednosti od napona praga p-kanalnog MOSFET-a M_2 , odnosno, $V_{t1} < -V_{t2}$.

Ukoliko nije moguće postići ovaj uslov, koristi se drugi pristup kako bi najmanja vrijednost ulazne struje I_C bila jednaka nuli. U tom smislu, vrši se modifikacija strujom-kontrolisanog otpornika, prikazanog na slici 2.4. Umjesto jednog p-kanalnog MOSFET-a, uvode se dva p-kanalna MOSFET-a M_2 i M_3 , koji se ponašaju kao *source follower*-i, kroz koje protiče struja I_C . Modifikovana šema strujom-kontrolisanog otpornika prikazana je na slici 2.7.

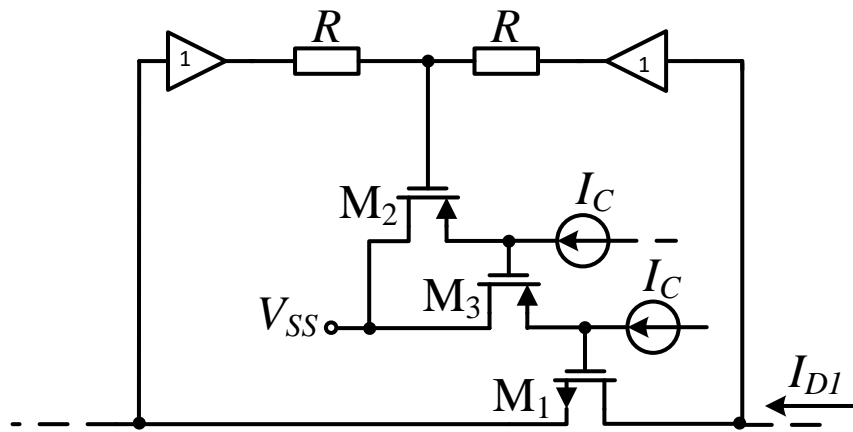
Ekvivalentna otpornost modifikovanog strujom-kontrolisanog otpornika data je sledećim izrazom:

$$R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1 \left(\sqrt{\frac{2I_C}{\beta_{23}}} - V_{t2} - V_{t1} - V_{t3} \right)} \quad (2.23)$$

gdje je V_{t3} napon praga p-kanalnog MOSFET-a M_3 , dok je β_{23} :

$$\beta_{23} = \frac{\beta_2 \beta_3}{(\sqrt{\beta_2} + \sqrt{\beta_3})^2} \quad (2.24)$$

pri čemu je β_3 faktor pojačanja p-kanalnog MOSFET-a M_3 .



Slika 2.7 - Pojednostavljena električna šema modifikovanog strujom-kontrolisanog otpornika [16].

Najmanja vrijednost ulazne struje I_C , koja obezbjeđuje linearnu operaciju predloženog kola strujom-kontrolisanog otpornika se može zapisati kao :

$$I_{Cmin} = \frac{1}{2} \beta_{23} \left(\frac{1}{2} V_{DS1} + V_{t1} + V_{t2} + V_{t3} \right)^2 \quad (2.25)$$

Sada će minimalna vrijednost struje I_C biti jednaka nuli, ukoliko je zadovoljen uslov:

$$V_{DS1} = -2(V_{t1} + V_{t2} + V_{t3}) \quad (2.26)$$

Ukoliko se umjesto otpornika R_I sa slike 2.5 iskoristi modifikovano kolo strujom-kontrolisanog otpornika prikazano na slici 2.7, tada će napon V_{DS1} biti jednak apsolutnoj vrijednosti negativnog napona V_{REF} , odnosno, važiće sledeća relacija:

$$V_{REF} = 2(V_{t1} + V_{t2} + V_{t3}) \quad (2.27)$$

Kako je V_{REF} negativan napon, potrebno je da napon praga n-kanalnog MOSFET-a M_1 bude manji od zbira apsolutnih vrijednosti napona pragova p-kanalnih MOSFET-ova M_2 i M_3 , odnosno, neophodno je da važi $V_{t1} < -(V_{t2} + V_{t3})$.

Na osnovu izraza (2.19) i (2.23), dobija se da je frekvencija izlaznog signala data izrazom:

$$f = -\frac{V_{REF}}{I_{REF}} \frac{\beta_1}{T_{TR}} \left(\sqrt{\frac{2I_C}{\beta_{23}}} - V_{t2} - V_{t1} - V_{t3} \right) \quad (2.28)$$

Kada su u pitanju maksimalne vrijednosti ulazne struje I_C , postoji ograničenje sa aspekta *Early*-jevog napona p-kanalnih MOSFET-ova M_2 i M_3 . Naime, matematički modeli predloženih strujom-kontrolisanih otpornika čije ekvivalentne otpornosti su date izrazima (2.15) i (2.23) su izvedeni pod pretpostavkom da *Early*-jevi naponi teže beskonačnosti. Precizniji matematički modeli za MOSFET-ove M_2 i M_3 , koji rade u režimu zasićenja, uzimaju u obzir uticaj konačnih vrijednosti *Early*-jevih napona [18] [19]:

$$I_C = \frac{1}{2} \beta_2 (V_{SG2} + V_{t2})^2 \left(1 + \frac{V_{SD2}}{V_{A2}} \right) \quad (2.29)$$

$$I_C = \frac{1}{2} \beta_3 (V_{SG3} + V_{t3})^2 \left(1 + \frac{V_{SD3}}{V_{A3}} \right) \quad (2.30)$$

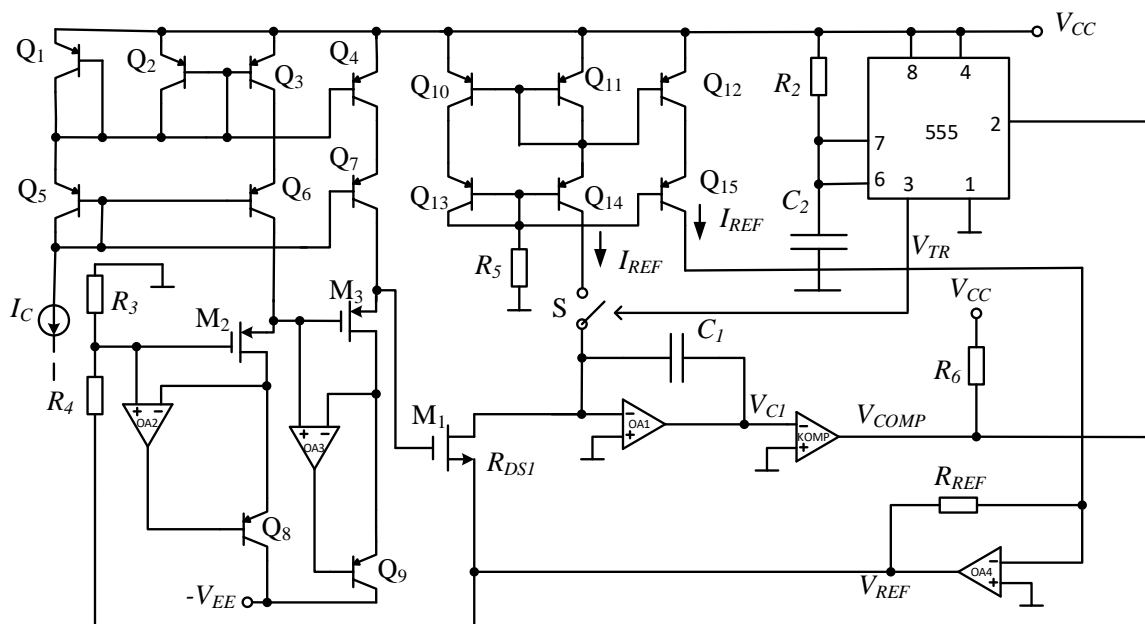
gdje su V_{SG2} i V_{SG3} naponi sors-gejt p-kanalnih MOSFET-ova M_2 i M_3 , respektivno, V_{SD2} i V_{SD3} naponi sors-drejn p-kanalnih MOSFET-ova M_2 i M_3 , respektivno, dok su V_{A2} i V_{A3} *Early*-jevi naponi p-kanalnih MOSFET-ova M_2 i M_3 , respektivno.

Kako bi se smanjio uticaj *Early*-jevih napona V_{A2} i V_{A3} potrebno je smanjiti vrijednosti napona sors-drejn V_{SD2} i V_{SD3} što je moguće više. Takođe, uticaj *Early*-jevih napona MOSFET-ova M_2 i M_3 se može smanjiti povećanjem faktora pojačanja β_2 i β_3 MOSFET-ova M_2 i M_3 , respektivno. Lako se postiže smanjenje napona V_{SD2} i V_{SD3} do nivoa napona V_{SG2} i V_{SG3} , respektivno, tako da važi $V_{SG2} = V_{SD2}$ i $V_{SG3} = V_{SD3}$. Sa druge strane, iz navedenih matematičkih modela (2.29) i (2.30), može se zaključiti da će pri nekoj određenoj vrijednosti struje I_C naponi $V_{SG2} = V_{SD2}$ i $V_{SG3} = V_{SD3}$ biti manji ukoliko su faktori pojačanja β_2 i β_3 veći. Na ovaj način se može smanjiti uticaj *Early*-jevih napona V_{A2} i V_{A3} , posebno u slučaju većih vrijednosti ulazne struje I_C . Povećanje navedenih faktora pojačanja se može ostvariti ako se p-kanalni MOSFET-ovi M_2 i M_3 realizuju kao paralelna veza više p-kanalnih MOSFET-ova. Tada su faktori pojačanja MOSFET-ova M_2 i M_3 jednaki zbiru faktora pojačanja MOSFET-ova koji konfiguriraju redom MOSFET-ove M_2 i M_3 . U tom smislu, važe relacije:

$$\beta_2 = \sum_{i=1}^n \beta_{2i} \quad , \quad \beta_3 = \sum_{j=1}^m \beta_{3j} \quad (2.31)$$

gdje su β_{2i} , β_{3j} , $i=1,2,3,\dots,n$ i $j=1,2,3,\dots,m$, faktori pojačanja paralelno vezanih MOSFET-ova koji konfiguriraju MOSFET-ove M_2 i M_3 .

Kompletna električna šema predloženog konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju je prikazana na slici 2.8.



Slika 2.8 - Kompletna električna šema konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju [1].

U kolu prikazanom na slici upotrijebljeno je strujno ogledalo, koje čine bipolarni tranzistori Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 , Q_6 i Q_7 , kako bi se postigla jednakost struja koje protiču kroz MOSFET-ove M_2 i M_3 . Strujno ogledalo se može realizovati i uz pomoć MOSFET-ova, ali prednost priložene realizacije predstavlja manja vrijednost napona napajanja. Jednakost napona $V_{SG2} = V_{SD2}$ i $V_{SG3} = V_{SD3}$ MOSFET-ova postignuta je uz pomoć operacionih pojačavača OA_2 i OA_3 . Na taj način je smanjen uticaj *Early*-jevih napona MOSFET-ova M_2 i M_3 . Bipolarni tranzistori Q_8 i Q_9 imaju ulogu smanjenja izlaznih struja operacionih pojačavača OA_2 i OA_3 . Kako su bipolarni tranzistori Q_1 i Q_2 paralelno vezani, to će polovina ulazne struje I_C proticati kroz MOSFET-ove M_2 i M_3 . Referentna struja I_{REF} generisana je pomoću dvo-izlaznog strujnog ogledala, koje čine bipolarni tranzistori Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} , Q_{14} , Q_{15} i otpornik R_5 . Prema slici 2.8 referentna struja I_{REF} je data izrazom:

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EB11} - V_{EB14}}{R_5} \quad (2.32)$$

Kolektor tranzistora Q_{14} je preko prekidača S povezan na ulazni sumirajući čvor integratora koji čine strujom-kontrolisani otpornik, kondenzator C_I i operacioni pojačavač OA_1 . Sa druge strane, kolektor tranzistora Q_{15} je povezan na jednostavni konvertor struje u napon sa operacionim pojačavačem OA_4 , u cilju generisanja negativnog referentnog napona V_{REF} . Na osnovu električne šeme prikazane na slici 2.8 se može uočiti da je napon V_{REF} :

$$V_{REF} = -R_{REF}I_{REF} \quad (2.33)$$

Kombinujući izraze (2.28) i (2.33), dobija se izraz za frekvenciju izlaznog signala:

$$f = R_{REF} \frac{\beta_1}{T_{TR}} \left(\sqrt{\frac{2I_C}{\beta_{23}}} - V_{t2} - V_{t1} - V_{t3} \right) \quad (2.34)$$

gdje je β_{23} :

$$\beta_{23} = \frac{2\beta_2\beta_3}{(\sqrt{\beta_2} + \sqrt{\beta_3})^2} \quad (2.35)$$

Vremenska referenca T_{TR} je realizovana pomoću monostabilnog multivibratora sa tajmerom 555 [19] [20] [21]. Vrijeme T_{TR} je dato izrazom:

$$T_{TR} = R_2 C_2 \ln 3 \quad (2.36)$$

Na osnovu izraza (2.34) i (2.36), može se dobiti konačan izraz za frekvenciju izlaznog signala:

$$f = R_{REF} \frac{\beta_1}{R_2 C_2 \ln 3} \left(\sqrt{\frac{2I_C}{\beta_{23}}} - V_{t2} - V_{t1} - V_{t3} \right) \quad (2.37)$$

Veoma bitno svojstvo prikazanog konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju, koje se može uočiti iz izraza (2.37), jeste nezavisnost frekvencije izlaznog signala od referentnog napona V_{REF} i referentne struje I_{REF} , a samim tim i nezavisnost od njihovih temperaturnih varijacija. Potrebno je, dakle, samo obezbijediti stabilnu vrijednost otpornosti R_{REF} , koja treba da zadovoljava izraz (2.33). Sa druge strane, prisutne su temperaturne varijacije otpornika R_2 i kondenzatora C_2 . Zbog toga se umjesto pristupa gdje se vremenska referenca T_{TR} generiše pomoću monostabilnog multivibratora sa tajmerom 555 predlaže metoda gdje se T_{TR} generiše digitalno, na

bazi kristalnog oscilatora. Sa druge strane, faktori pojačanja $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ i naponi pragova V_{t1}, V_{t2} i V_{t3} su temperaturno zavisni. Temperaturne zavisnosti navedenih parametara se mogu matematički modelovati na sledeći način [22] [23] [24] [25] [26]:

$$V_{tn} = V_{tn0} + \alpha_n(T - T_0) \quad (2.38)$$

$$V_{tp} = V_{tp0} - \alpha_p(T - T_0) \quad (2.39)$$

$$\beta_n = \beta_{n0} \left(\frac{T_0}{T} \right)^{b_n} \quad (2.40)$$

$$\beta_p = \beta_{p0} \left(\frac{T_0}{T} \right)^{b_p} \quad (2.41)$$

gdje su V_{tn} i V_{tp} naponi praga n-kanalnog i p-kanalnog MOSFET-a na temperaturi T . Naponi V_{tn0} i V_{tp0} su naponi praga n-kanalnog i p-kanalnog MOSFET-a na sobnoj temperaturi T_0 . Faktori pojačanja β_n i β_p su faktori pojačanja n-kanalnog i p-kanalnog MOSFET-a na temperaturi T , dok β_{n0} i β_{p0} predstavljaju faktore pojačanja n-kanalnog i p-kanalnog MOSFET-a na sobnoj temperaturi T_0 . Parametri α_n, b_n, α_p i b_p su temperaturni koeficijenti n-kanalnog i p-kanalnog MOSFET-a. Koeficijenti α_n i α_p imaju vrijednosti od -4 mV/K za visoko-dopirani supstrat do vrijednosti od -2 mV/K za nisko-dopirani supstrat. Koeficijenti b_n i b_p zavise, takođe, od koncentracija primjesa. Njihove vrijednosti se kreću od 1.5 za visoko-dopirani supstrat do 2.7 za nisko-dopirani supstrat, [1]. Pod pretpostavkom da su R_{REF} i T_{TR} temperaturno nezavisni, diferenciranjem izraza (2.34) dobija se:

$$\frac{\partial f}{\partial T} = \frac{R_{REF} \beta_1}{T_{TR} T} \left[\sqrt{\frac{2I_C}{\beta_{23}}} \left(\frac{b_p}{2} - b_n \right) + b_n(V_{t1} + V_{t2} + V_{t3}) + (2\alpha_p - \alpha_n)T \right] \quad (2.42)$$

Kako bi se smanjio temperaturni uticaj, potrebno je da faktor pojačanja β_1 n-kanalnog MOSFET-a M_1 , kao i otpornost R_{REF} imaju što manje vrijednosti, dok faktori pojačanja β_2 i β_3 MOSFET-ova M_2 i M_3 , treba da budu što veći. Takođe, kako bi se dodatno smanjio temperaturni uticaj, neophodno je smanjiti razliku $b_p/2 - b_n$, zatim koeficijent b_n i razliku $2\alpha_p - \alpha_n$ na najmanju moguću mjeru. U tom smislu, n-kanalni MOSFET M_1 treba da bude realizovan sa visoko-dopiranim supstratom, a pokretljivost elektrona μ_n treba da bude mala. M_2 i M_3 MOSFET-ovi treba da budu realizovani sa nisko-dopiranim supstratom, dok pokretljivost šupljina μ_p treba da bude visoka.

Prema eksperimentalnim rezultatima prikazanim u [1], izmjerena frekvencija izlaznog signala za opseg ulazne struje I_C od 35 μ A do 15 mA se kreće od 1.45 kHz do 9.80 kHz. Za ovaj

opseg ulazne struje, otpornost strujom-kontrolisanog otpornika se kreće od 1.6 k Ω do 240 Ω . Prenosna karakteristika prikazanog konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju sadrži ofset, što se može zaključiti i na osnovu relacije (2.37).

Relativna greška, koja se računa prema izrazu:

$$E_R[\%] = \frac{f_{izmjereno} - f_{izračunato}}{f_{izračunato}} 100 \quad (2.43)$$

gdje $f_{izmjereno}$ predstavlja izmjerenu vrijednost izlazne frekvencije, dok $f_{izračunato}$ predstavlja frekvenciju izračunatu prema izrazu (2.37), za opseg struje I_C od 35 μ A do 15 mA, iznosi manje od 1%. Iako je cilj bio da minimalna vrijednost struje I_C bude 0, primijećeno je da relativna greška raste za struju I_C manju od 35 μ A. Ovo je posledica toga što MOSFET-ovi koji konfigurisu MOSFET-ove M_2 i M_3 prelaze iz režima zasićenja u jakoj inverziji u slabu inverziju [26].

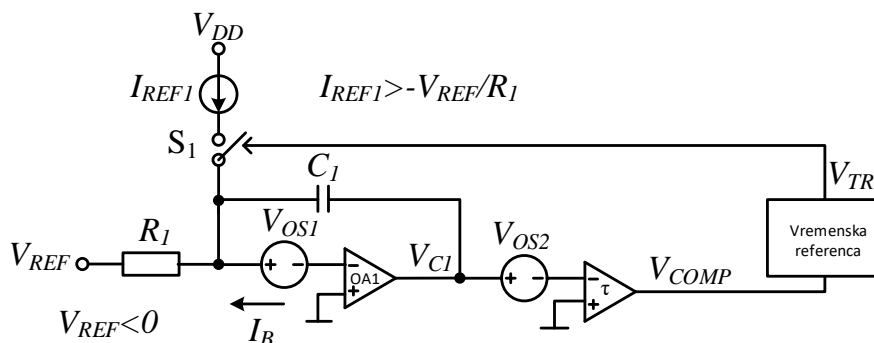
Pod pretpostavkom da su p-kanalni MOSFET-ovi M_2 i M_3 implementirani sa niskodopiranim supstratom, pri čemu su temperaturni koeficijenti α_p i b_p jednaki -2 mV/K i 2.7, respektivno, dok je n-kanalni MOSFET M_1 realizovan sa visokodopiranim supstratom, pri čemu su temperaturni koeficijenti α_n i b_n jednaki -4 mV/K i 1.5, respektivno, za sobnu temperaturu od 293 K, temperaturne varijacije izlazne frekvencije, prema izrazu (2.42), iznose:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial T} = -0.11 \frac{\text{Hz}}{\text{K}}, \quad \frac{\partial f}{f} = -7.6 \cdot 10^{-3} \frac{\%}{\text{K}} & \quad \text{za ulaznu struju } I_C = 35 \mu\text{A i izlaznu frekvenciju} \\ & \quad f = 1.45 \text{ kHz;} \\ \frac{\partial f}{\partial T} = -0.17 \frac{\text{Hz}}{\text{K}}, \quad \frac{\partial f}{f} = -1.8 \cdot 10^{-3} \frac{\%}{\text{K}} & \quad \text{za ulaznu struju } I_C = 15 \text{ mA i izlaznu frekvenciju} \\ & \quad f = 9.80 \text{ kHz.} \end{aligned}$$

MOSFET-ovi M_2 i M_3 realizovani su kao paralelna veza 12 p-kanalnih MOSFET-ova iz integrisanih kola MC14007UBCP, dok je MOSFET M_1 implementiran kao jedan n-kanalni MOSFET iz integrisanog kola MC14007UBCP. Izmjereni parametri MOSFET-ova su sledeći: $V_{t1} = 1.29$ V, $\beta_1 = 20 \mu\text{A/V}^2$, $V_{t2} = V_{t3} = -0.87$ V i $\beta_2 = \beta_3 = 7.4 \text{ mA/V}^2$. Faktor pojačanja β_{23} , izračunat prema izrazu $\beta_{23} = \frac{2\beta_2\beta_3}{(\sqrt{\beta_2} + \sqrt{\beta_3})^2}$, iznosi 3.7 mA/V². Vrijednosti otpornosti u kolu su sledeće: $R_2 = 360 \Omega$, $R_3 = R_4 = 11 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 866 \Omega$, $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$ i $R_{REF} = 90 \Omega$. Vrijednosti kapacitivnosti C_1 i C_2 iznose 46.39 nF i 97.77 nF, respektivno. Napon napajanja kola $V_{CC} = V_{EE}$ iznosi 10 V. Prema izrazu (2.27), (2.32) i (2.33) napon V_{REF} iznosi -0.9 V i struja I_{REF} iznosi 10 mA. Prema izrazu (2.36) T_{TR} iznosi 38.6 μ s. Ostale korišćene komponente su: operacioni pojačavači ELOP07E (OA_2 i OA_3), LT1056CN8 operacioni pojačavači OA_1 i OA_4 , komparator LM311P, tajmer NE555, pnp bipolarni tranzistori EP2015CN (Q_1 - Q_7 , Q_{10} - Q_{15}) i pnp bipolarni tranzistori BC212B (Q_8 i Q_9) i analogni prekidači iz integrisanog kola MC14066BCP.

Isti autori su nekoliko godina kasnije projektovali konvertor kvadratnog korijena struje u frekvenciju baziran na strujom-kontrolisanim otpornicima [27]. Za razliku od dizajna predstavljenog u [1], gdje se koristi jedan strujom-kontrolisan otpornik, kod ovog dizajna se koriste dva strujom-kontrolisana otpornika. Takođe, u odnosu na realizaciju kola koja je prikazana u [1], gdje je prisutan ofset u konačnom izrazu za frekvenciju, autori su u [27] predstavili dizajn konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju gdje se ofset eliminiše.

Bazu konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju čini konvertor napona u frekvenciju [17]. Ulazni napon koji se mijenja je zamijenjen negativnim referentnim naponom V_{REF} , tako da se u ovom slučaju konvertor napona u frekvenciju ponaša kao klasični relaksacioni oscilator. Električna šema konvertora napona u frekvenciju, modifikovanog na prethodno opisan način, prikazana je na slici 2.9.

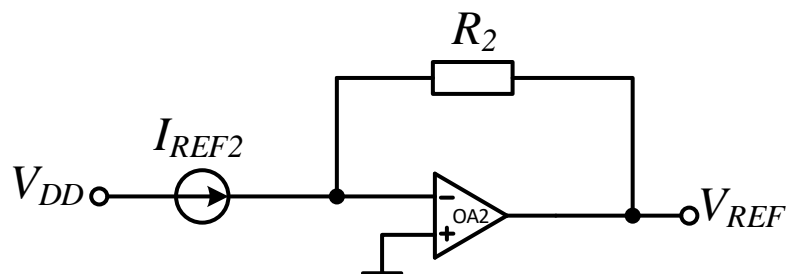


Slika 2.9 - Pojednostavljena električna šema konvertora napona u frekvenciju [17].

Zanemarujući nesavršenosti kola, kao što su: ulazni naponski ofset V_{OS1} , ulazna struja polarizacije I_B i konačna vrijednost pojačanja A operacionog pojačavača OA_1 , koji ulazi u sastav integratora, ulazni naponski ofset V_{OS2} i *delay time* τ komparatora, frekvencija je data izrazom :

$$f = \frac{1}{T_1 + T_{TR}} = -\frac{V_{REF}}{R_1 I_{REF1} T_{TR}} \quad (2.44)$$

gdje T_1 predstavlja trajanje stabilnog stanja monostabilnog multivibratora, T_{TR} je vrijeme trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora, dok struja I_{REF1} predstavlja referentnu struju. Negativna naponska referenca V_{REF} se može realizovati pomoću transimpedansnog pojačavača, realizovanog pomoću operacionog pojačavača sa otpornikom R_2 u grani negativne povratne sprege i referentnom strujom I_{REF2} , kao ulaznim signalom. Odgovarajuće kolo transimpedansnog pojačavača je prikazano na slici 2.10.



Slika 2.10 - Transimpedansni pojačavač [27].

Može se uočiti sa slike da je napon V_{REF} dat izrazom:

$$V_{REF} = -R_2 I_{REF2} \quad (2.45)$$

Kombinacijom relacija (2.44) i (2.45), dobija se sledeći izraz za frekvenciju:

$$f = \frac{1}{T_{TR}} \frac{R_2 I_{REF2}}{R_1 I_{REF1}} \quad (2.46)$$

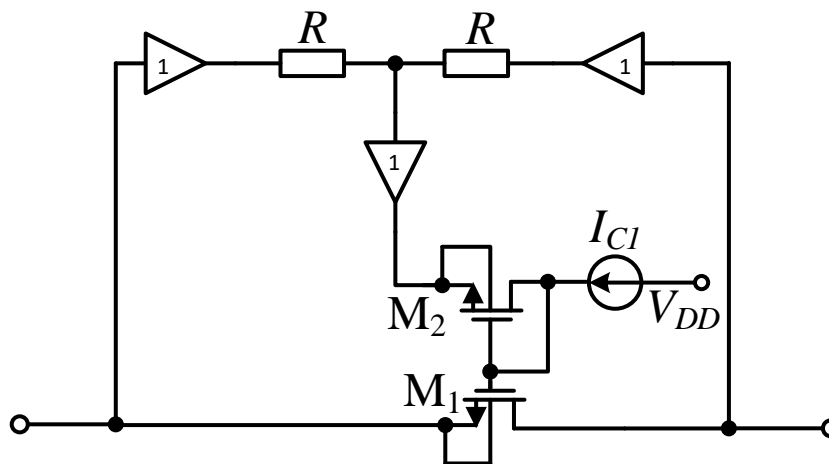
Može se primijetiti da je frekvencija izlaznog signala proporcionalna odnosu otpornosti. Dakle, ovaj tip kola se može koristiti u aplikacijama poput mjerenja temperature, koje koriste otporne temperaturene senzore. U takvim aplikacijama, otpornik R_2 bi predstavljao otporni temperaturni senzor, dok bi otpornost R_1 bila podešena na vrijednost senzora na temperaturi od 0 °C.

Umjesto običnih otpornika R_1 i R_2 , prilikom realizacije konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju, koriste se modifikovani strujom-kontrolisani otpornici [16]. U okviru strujom-kontrolisanih otpornika koristi se strujom-kontrolisan naponski izvor [1]. Umjesto p-kanalnog MOSFET-a M_2 , koji ulazi u sastav strujom-kontrolisanog otpornika u [1], slika 2.4, upotrebljava se n-kanalni MOSFET M_2 , koji radi u režimu zasićenja i koji se ponaša kao *source-follower*, kroz koji protiče struja I_{C1} . Takođe, dodatni naponski bafer je uključen u granu kojoj pripada i MOSFET M_2 . Električna šema strujom-kontrolisanog otpornika, koji zamjenjuje obični otpornik R_1 prikazana je na slici 2.11.

Ekvivalentna otpornost strujom-kontrolisanog otpornika prikazanog na slici 2.11 data je sledećim izrazom:

$$R_1 = R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1 \left(\sqrt{\frac{2I_{C1}}{\beta_2}} + V_{t2} - V_{t1} \right)} \quad (2.47)$$

gdje su V_{t1} i V_{t2} naponi pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 , β_1 i β_2 faktori pojačanja MOSFET-ova M_1 i M_2 , dok struja I_{C1} predstavlja kontrolnu struju strujom-kontrolisanog otpornika R_1 .



Slika 2.11 - Strujom-kontrolisan otpornik [16], sa strujom-kontrolisanim naponskim izvorom [1].

Na sličan način je konfigurisan i strujom-kontrolisan otpornik R_2 , pri čemu n-kanalni MOSFET-ovi M_4 i M_3 , koji ga konfiguriraju, rade u režimu zasićenja i omskom režimu rada, respektivno. Dakle, ekvivalentna otpornost strujom-kontrolisanog otpornika R_2 je data izrazom:

$$R_2 = R_{DS3} = \frac{1}{\beta_3 \left(\sqrt{\frac{2I_{C2}}{\beta_4}} + V_{t4} - V_{t3} \right)} \quad (2.48)$$

gdje su V_{t3} i V_{t4} naponi pragova MOSFET-ova M_3 i M_4 , β_3 i β_4 faktori pojačanja MOSFET-ova M_3 i M_4 , dok struja I_{C2} predstavlja kontrolnu struju strujom-kontrolisanog otpornika R_2 .

Ukoliko su naponi pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 i MOSFET-ova M_3 i M_4 međusobno jednaki, odnosno ukoliko važi da je $V_{t1} = V_{t2}$ i $V_{t3} = V_{t4}$, ekvivalentne otpornosti R_1 i R_2 se mogu izraziti na sledeći način:

$$R_1 = R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1} \sqrt{\frac{\beta_2}{2I_{C1}}} \quad (2.49)$$

$$R_2 = R_{DS3} = \frac{1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{2I_{C2}}} \quad (2.50)$$

Prema relacijama (2.46), (2.49) i (2.50) frekvencija izlaznog signala je jednaka:

$$f = \frac{1}{T_{TR}} \frac{\beta_1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{\beta_2}} \sqrt{\frac{I_{C1} I_{REF2}}{I_{C2} I_{REF1}}} \quad (2.51)$$

Može se uočiti da je frekvencija proporcionalna kvadratnom korijenu ulazne kontrolne struje I_{C1} . Takođe, nije prisutan ofset.

Pojednostavljena električna šema predloženog konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju prikazana je na slici 2.12.

Kako su drejn i sors MOSFET-ova M_1 i M_3 povezani na uzemljenje i na negativni referentni napon V_{REF} , respektivno, nije neophodno koristiti odgovarajuće naponske bafere sa slike 2.11. Naponski baferi, koji su dodati u granama MOSFET-ova M_2 i M_4 realizovani su pomoću operacionih pojačavača OA_3 i OA_4 , respektivno. MOSFET-ovi M_5 i M_6 imaju funkciju da smanje potrošnju navedenih operacionih pojačavača eliminisanjem njihovih izlaznih struja.

Uzimajući u obzir da su naponi drejn-sors MOSFET-ova M_1 i M_3 jednaki, odnosno, kako važi izraz:

$$V_{DS1} = V_{DS3} = -V_{REF} \quad (2.52)$$

i pretpostavljajući da su naponi pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 i MOSFET-ova M_3 i M_4 međusobno jednaki, najmanje vrijednosti ulazne kontrolne struje I_{C1} i kontrolne struje I_{C2} koje obezbjeđuju linearan rad strujom-kontrolisanih otpornika R_1 i R_2 , iznose:

$$I_{C1min} = \frac{1}{8} \beta_2 V_{REF}^2 \quad (2.53)$$

$$I_{C2min} = \frac{1}{8} \beta_4 V_{REF}^2 \quad (2.54)$$

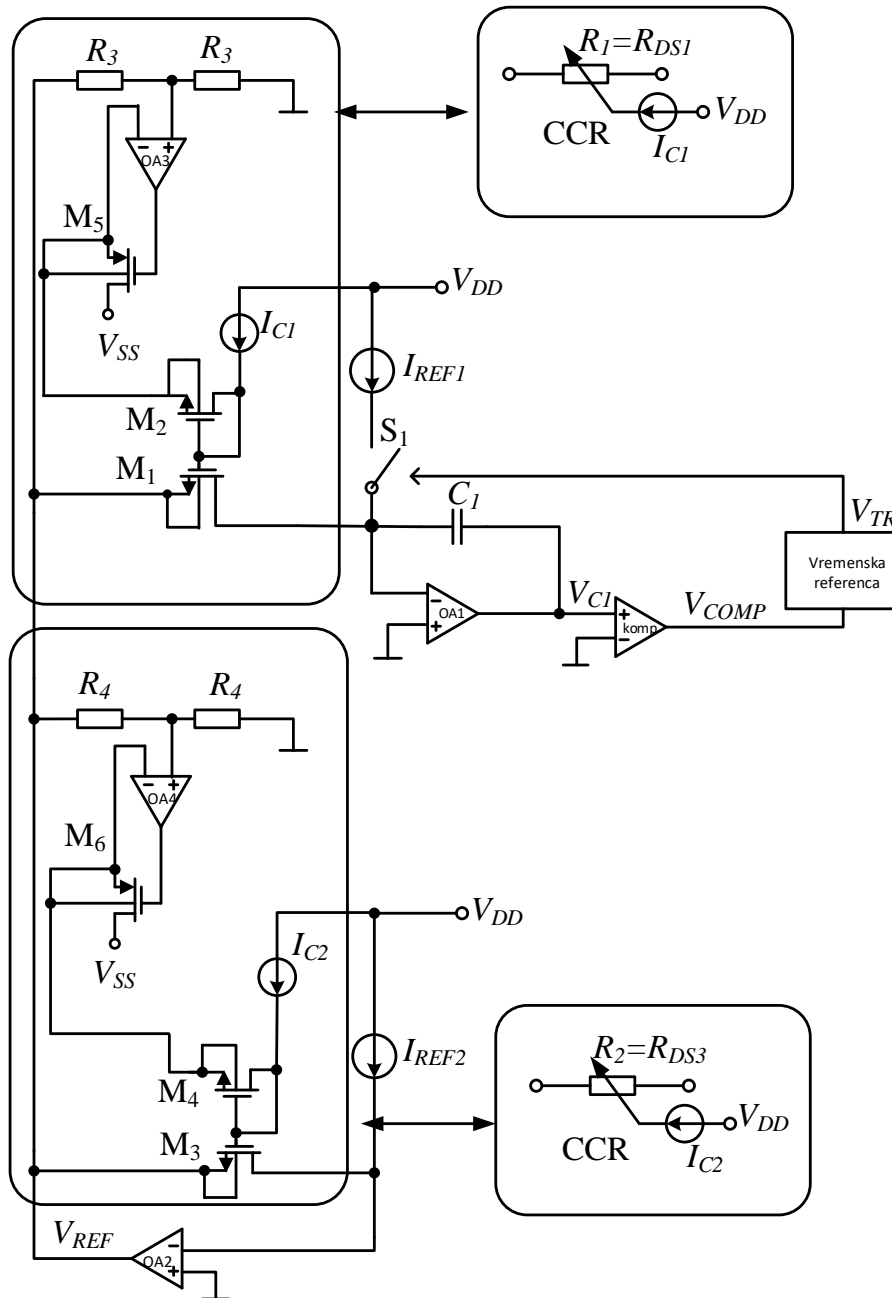
Na osnovu izraza (2.45) i (2.50), negativni referentni napon V_{REF} iznosi:

$$V_{REF} = -\frac{1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{2I_{C2}}} I_{REF2} \quad (2.55)$$

Koristeći izraze (2.53), (2.54) i (2.55), najmanje vrijednosti struja I_{C1} i I_{C2} se mogu izraziti na sledeći način:

$$I_{C1min} = \frac{1}{16} \frac{\beta_2 \beta_4}{\beta_3^2} \frac{I_{REF2}^2}{I_{C2}} \quad (2.56)$$

$$I_{C2min} = \frac{1}{4} \frac{\beta_4}{\beta_3} I_{REF2} \quad (2.57)$$



Slika 2.12 - Pojednostavljena električna šema konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju [27].

Na osnovu relacija (2.49) i (2.55) i uzimajući u obzir da je potrebno da bude ispunjen sledeći uslov [17]:

$$I_{REF1} > -\frac{V_{REF}}{R_1} \quad (2.58)$$

dobija se da je maksimalna vrijednost kontrolne struje I_{C1} data izrazom:

$$I_{C1max} = \frac{\beta_3^2 \beta_2 I_{REF1}^2}{\beta_1^2 \beta_4 I_{REF2}^2} I_{C2} \quad (2.59)$$

Uzimajući u obzir da je napon drejn-sors MOSFET-a M_4 , jednak naponu gejt-sors MOSFET-a M_4 , proporcionalan kvadratnom korijenu kontrolne struje I_{C2} i da strujni izvor I_{C2} zahtijeva minimalni pad napona, maksimalna vrijednost kontrolne struje I_{C2} zavisi od dizajna strujnog izvora i napona napajanja V_{DD} .

Dinamički opseg kontrolne struje I_{C1} iznosi:

$$\frac{I_{C1max}}{I_{C1min}} = 16 \frac{\beta_3^4}{\beta_1^2 \beta_4^2} \left(\frac{I_{REF1}}{I_{REF2}} \right)^2 \left(\frac{I_{C2}}{I_{REF2}} \right)^2 \quad (2.60)$$

Dakle, kako bi dinamički opseg kontrolne struje I_{C1} bio što veći, potrebno je da struja I_{REF2} bude što manja, dok struja I_{C2} treba da bude što veća.

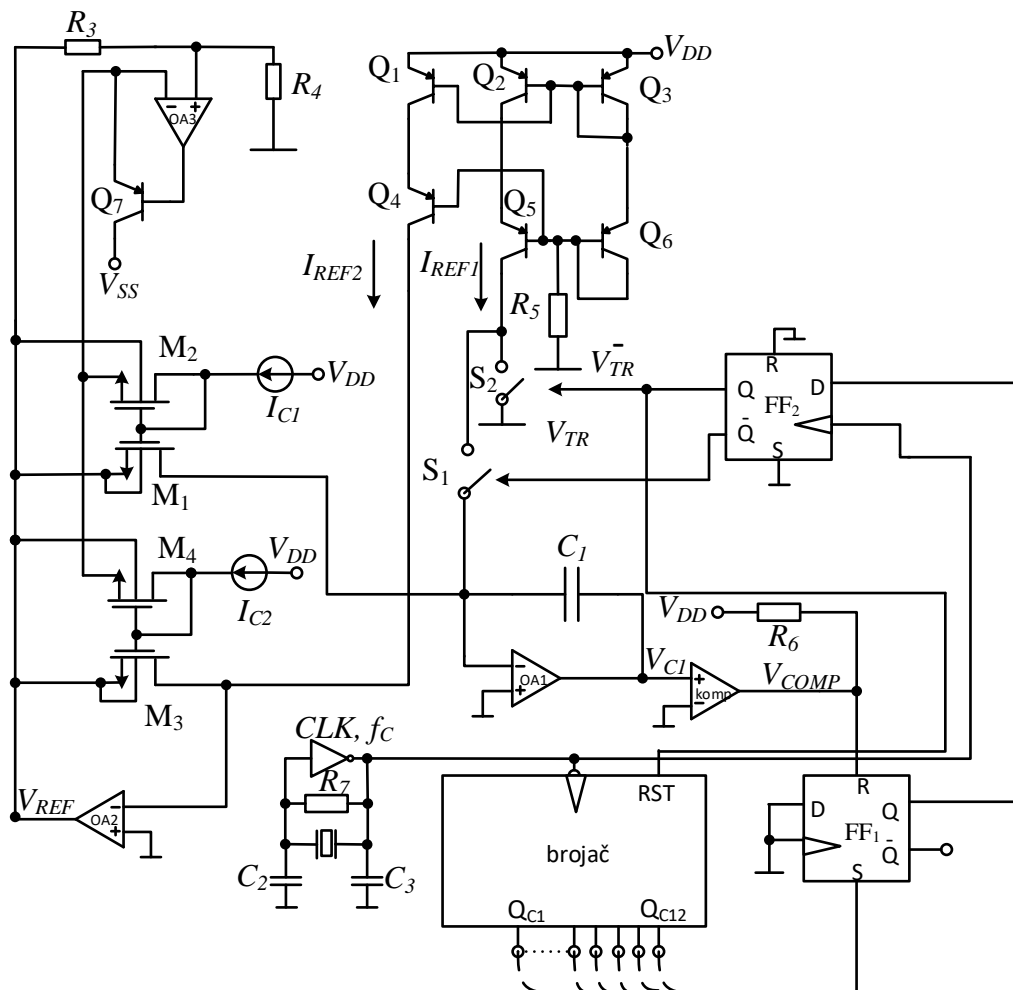
Kompletna električna šema konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju [27], prikazana je na slici 2.13.

Kako su sorsevi MOSFET-ova M_1 i M_3 povezani na referentni napon V_{REF} , dok su oba drejna MOSFET-ova M_1 i M_3 na virtuelnoj masi, to znači da će sorsevi MOSFET-ova M_2 i M_4 biti povezani na napon $V_{REF}/2$. Iz tog razloga, nema potrebe za korišćenjem oba operaciona pojačavača OA_3 i OA_4 , koji konfigurišu naponske bafere sa razdjelnicima napona $R_3 - R_3$ i $R_4 - R_4$. Dovoljno je, dakle, koristiti samo jedan naponski bafer realizovan pomoću operacionog pojačavača OA_3 i otpornog djelitelja napona $R_3 - R_4$, pri čemu je $R_3 = R_4$. Umjesto MOSFET-ova M_5 i M_6 , prikazanih na slici 2.12, koristi se bipolarni tranzistor Q_7 pnp tipa, koji smanjuje izlaznu struju operacionog pojačavača OA_3 .

Vremenska referenca, kojom se određuje trajanje kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora T_{TR} , se generiše pomoću kvarcnog kristalnog oscilatora [21]. Monostabilni multivibrator se sastoji od brojača i dva flip-flopa. Izlazni napon monostabilnog multivibratora V_{TR} predstavlja invertovani izlaz flip-flopa FF_2 .

Monostabilni multivibrator reaguje na rastuću ivicu izlaznog napona komparatora V_{COMP} . Posledično, na priključak za *reset* flip-flopa FF_1 prenosi se logička jedinica. Tada je izlaz Q_{F1} flip-flopa FF_1 jednak nuli. Sa nailaskom rastuće ivice takta CLK , generisanog pomoću kristalnog kvarcnog oscilatora, logička nula se prenosi na izlaz flip-flopa FF_2 . Tada se završava stabilno stanje monostabilnog multivibratora i počinje kvazistabilno stanje. Sa sledećom opadajućom ivicom takta CLK brojač počinje da broji. Kada odgovarajući izlaz iz brojača, povezan na

priključku za *set* flip-flopa FF₁ postane jednak jedinici, tada se flip-flop FF₁ setuje i izlaz Q_{F1} je tada jednak logičkoj jedinici. Na sledećoj rastućoj ivici takta CLK, izlaz flip-flopa FF₂ je takođe jednak logičkoj jedinici. Istovremeno, ta logička jedinica se prosleđuje na priključak za *reset* brojača i brojač prestaje da broji. Sa ovim se završava kvazistabilno stanje monostabilnog multivibratora i počinje novo stabilno stanje, sve do momenta dok ne dođe do nove rastuće ivice na izlazu komparatora.



Slika 2.13 - Kompletna električna šema konvertora kvadratnog korijena struje u frekvenciju [27].

Trajanje kvazistabilnog stanja T_{TR} je dato sledećim izrazom:

$$T_{TR} = N_C T_C = \frac{N_C}{f_C} \quad (2.61)$$

gdje T_C predstavlja periodu takta CLK generisanog pomoću kristalnog kvarcnog oscilatora, f_C je frekvencija takt signala, dok N_C predstavlja stanje brojača na kraju kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora.

Na osnovu relacija (2.51) i (2.61), dobija se da je frekvencija izlaznog signala:

$$f = \frac{1}{N_C T_C} \frac{\beta_1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{\beta_2}} \sqrt{\frac{I_{C1} I_{REF2}}{I_{C2} I_{REF1}}} \quad (2.62)$$

Referentne struje I_{REF1} i I_{REF2} realizovane su pomoću strujnih ogledala koja čine bipolarni tranzistori Q₁, Q₂, Q₃, Q₄, Q₅ i Q₆. Ove dvije struje su, kao što se može uočiti sa slike 2.13 date izrazom:

$$I_{REF1} = I_{REF2} = \frac{V_{DD} - V_{EB3} - V_{EB6}}{R_5} \quad (2.63)$$

Kako su ove dvije struje međusobno jednake, to će frekvencija izlaznog signala biti:

$$f = \frac{1}{N_C T_C} \frac{\beta_1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{\beta_2}} \sqrt{\frac{I_{C1}}{I_{C2}}} = \frac{f_C}{N_C} \frac{\beta_1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{\beta_2}} \sqrt{\frac{I_{C1}}{I_{C2}}} \quad (2.64)$$

Referentna struja I_{REF1} teče u sumirajući čvor integratora kroz prekidač S₁, koji je zatvoren tokom trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora. Sa druge strane, tokom trajanja stabilnog stanja monostabilnog multivibratora, prekidač S₁ je otvoren, dok je prekidač S₂ zatvoren. Tada struja I_{REF1} teče u uzemljenje kroz prekidač S₂. Funkcija prekidača S₂ jeste da obezbijedi da referentna struja I_{REF2} bude jednaka vrijednosti struje date izrazom (2.63) tokom trajanja i stabilnog i kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora. Ukoliko prekidač S₂ ne bi postojao, struja I_{REF1} ne bi postojala tokom trajanja stabilnog stanja monostabilnog multivibratora. Sa druge strane, struja koja bi proticala kroz bipolarne tranzistore Q₂ i Q₅ i otpornik R₅ bi bila jednaka struji koja protiče kroz tranzistore Q₃ i Q₆. Kao posledica toga, referentna struja I_{REF2} bi bila jednaka polovini vrijednosti struje date izrazom (2.63), dok bi negativni referentni napon V_{REF} bio redukovan na polovinu svoje vrijednosti, koja je data izrazima (2.33) i (2.55) tokom trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora.

Sa aspekta temperaturne stabilnosti, ovaj sistem ima bolja svojstva u odnosu na rešenje predloženo u [1]. Vremenska referenca T_{TR} se generiše digitalno pomoću kristalnog kvarcnog oscilatora. Temperaturne varijacije faktora pojačanja β_1 , β_2 , β_3 i β_4 se takođe eliminišu pošto je frekvencija izlaznog signala, prema matematičkom modelu (2.64) proporcionalna odnosima ovih faktora pojačanja. Kako su referentne struje I_{REF1} i I_{REF2} međusobno jednake prema izrazu (2.63), to će se one poništiti u izrazu (2.64). Konačno, obezbjeđujući da kontrolna struja I_{C2} bude temperaturno stabilna, temperaturni uticaj na frekvenciju izlaznog signala se može zanemariti.

Matematički modeli za izračunavanje ekvivalentnih otpornosti $R_1 = R_{DS1}$ i $R_2 = R_{DS2}$, dati izrazima (2.47) i (2.48), izvedeni su pod pretpostavkom da je modulacija dužine kanala MOSFET-ova M₂ i M₄ zanemarljiva. Takođe, matematički modeli, dati izrazima (2.49) i (2.50), polaze od

pretpostavke da su naponi pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 , kao i MOSFET-ova M_3 i M_4 međusobno jednaki. Odnosno, polazi se od pretpostavke da važi: $V_{t1} = V_{t2}$ i $V_{t3} = V_{t4}$. Značajno precizniji matematički model za izračunavanje ekvivalentnih otpornosti $R_1 = R_{DS1}$ i $R_2 = R_{DS2}$ uzima u obzir modulaciju dužine kanala MOSFET-ova M_2 i M_4 i moguće nejednakosti navedenih napona pragova. Na osnovu prethodnog, uzimajući u obzir matematički model za frekvenciju izlaznog signala, relacija (2.46), modulacija dužine kanala MOSFET-ova u zasićenju i nejednakosti napona pragova MOSFET-ova predstavljaju glavne izvore grešaka u računanju izlazne frekvencije.

Precizniji matematički model, koji prikazuje režim zasićenja MOSFET-ova M_2 i M_4 i koji uzima u obzir navedene neidealnosti je dat sledećim izrazima [18]:

$$I_{D2} = I_{C1} = \frac{1}{2}\beta_2(V_{GS2} - V_{t2})^2(1 + \lambda_2 V_{DS2}) \quad (2.65)$$

$$I_{D4} = I_{C2} = \frac{1}{2}\beta_4(V_{GS4} - V_{t4})^2(1 + \lambda_4 V_{DS4}) \quad (2.66)$$

gdje su λ_2 i λ_4 koeficijenti modulacije dužine kanala MOSFET-ova M_2 i M_4 , respektivno, dok naponi V_{DS2} i V_{DS4} predstavljaju napone drejn-sors MOSFET-ova M_2 i M_4 , respektivno. Naponi drejn-sors pomenutih MOSFET-ova su, između ostalog, jednaki naponima gej-t-sors istih MOSFET-ova. U tom slučaju, ekvivalentne otpornosti $R_1 = R_{DS1}$ i $R_2 = R_{DS2}$ se mogu matematički modelovati na sledeći način:

$$R_1 = R_{DS1} = \frac{1}{\beta_1 \left[\sqrt{\frac{2I_{C1}}{\beta_2(1 + \lambda_2 V_{DS2})}} + V_{t2} - V_{t1} \right]} \quad (2.67)$$

$$R_2 = R_{DS3} = \frac{1}{\beta_3 \left[\sqrt{\frac{2I_{C2}}{\beta_4(1 + \lambda_4 V_{DS4})}} + V_{t4} - V_{t3} \right]} \quad (2.68)$$

Na osnovu izraza (2.46), (2.67) i (2.68), dobija se da je frekvencija izlaznog signala:

$$f = \frac{1}{T_{TR}} \frac{I_{REF2}}{I_{REF1}} \left(k_1 \sqrt{\frac{I_{C1}}{1 + \lambda_2 V_{DS2}}} + k_2 \right) \quad (2.69)$$

gdje su koeficijenti k_1 i k_2 :

$$k_1 = \frac{\beta_1 \sqrt{2/\beta_2}}{\beta_3 \left[\sqrt{2I_{C2}/(\beta_4(1 + \lambda_4 V_{DS4}))} + V_{t4} - V_{t3} \right]} \quad (2.70)$$

$$k_2 = \frac{\beta_1 (V_{t2} - V_{t1})}{\beta_3 \left[\sqrt{2I_{C2}/(\beta_4(1 + \lambda_4 V_{DS4}))} + V_{t4} - V_{t3} \right]} \quad (2.71)$$

Kontrolna struja I_{C2} je konstantna, što znači da su prema izrazu (2.66), naponi $V_{DS4} = V_{GS4}$ takođe konstantni. Naponi pragova MOSFET-ova M_1, M_2, M_3 i M_4 , odnosno V_{t1}, V_{t2}, V_{t3} i V_{t4} , mogu se zapisati u sledećem obliku:

$$V_{ti} = V_{t0} + \gamma (\sqrt{\phi_0 + V_{SBI}} - \sqrt{\phi_0}) \quad (2.72)$$

gdje je V_{t0} napon praga MOSFET-ova, kada je napon sors-podloga jednak nuli. Koeficijent γ predstavlja koeficijent *body* efekta, dok važi da je $\phi_0 \approx 2\phi_F$, gdje je ϕ_F Fermijev potencijal. Pošto su sors i podloga MOSFET-ova povezani na fiksne napone, slika 2.13, to znači da će naponi V_{SBI} biti konstantni, pri čemu je $i=1,2,3,4$. Iz tog razloga su i naponi pragova V_{ti} konstantni. Na slici 2.13 se može uočiti da su podloge MOSFET-ova M_1 - M_4 povezane na referentni napon V_{REF} . Može se primijetiti da su naponi sors-podloga MOSFET-ova M_1 i M_3 jednaki nuli, dok su naponi sors-podloga MOSFET-ova M_2 i M_4 jednaki naponu $-V_{REF}/2$. To dalje znači da će prema relaciji (2.72), a pretpostavljajući da V_{t0} , γ i ϕ_0 imaju iste vrijednosti kod pomenutih MOSFET-ova, naponi pragova biti:

$$V_{t1} = V_{t3} = V_{t0} \quad (2.73)$$

$$V_{t2} = V_{t4} = V_{t0} + \gamma (\sqrt{\phi_0 - V_{REF}/2} - \sqrt{\phi_0}) \quad (2.74)$$

Kombinacijom izraza (2.73) i (2.74) dobija se:

$$V_{t2} - V_{t1} = V_{t4} - V_{t3} = \gamma (\sqrt{\phi_0 - V_{REF}/2} - \sqrt{\phi_0}) \quad (2.75)$$

Iz izraza (2.70) - (2.75) se može uočiti da koeficijenti k_1 i k_2 imaju konstantne vrijednosti.

Kako bi se procijenio uticaj koeficijenta modulacije dužine kanala λ_2 MOSFET-a M_2 na frekvenciju izlaznog signala, pretpostavlja se da su naponi pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 i

MOSFET-ova M_3 i M_4 međusobno jednaki. Relativna greška, prouzrokovana modulacijom dužine kanala MOSFET-a M_2 se može izračunati kao:

$$E_{R1}[\%] = \frac{f_1 - f_2}{f_2} 100 = \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \lambda_2 V_{DS2}}} - 1 \right) 100 \quad (2.76)$$

gdje je frekvencija f_1 određena na osnovu izraza (2.69)-(2.71), gdje važi: $V_{t1} = V_{t2}$, $V_{t3} = V_{t4}$, $\lambda_2 \neq 0$ V^{-1} i $\lambda_4 \neq 0$ V^{-1} koja iznosi:

$$f_1 = \frac{1}{T_{TR}} \frac{I_{REF2}}{I_{REF1}} \frac{\beta_1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{\beta_2}} \sqrt{\frac{1 + \lambda_4 V_{DS4}}{1 + \lambda_2 V_{DS2}}} \sqrt{\frac{I_{C1}}{I_{C2}}} \quad (2.77)$$

dok je frekvencija f_2 određena na osnovu izraza (2.69) -(2.71), gdje važi: $V_{t1} = V_{t2}$, $V_{t3} = V_{t4}$, $\lambda_2 = 0$ V^{-1} i $\lambda_4 \neq 0$ V^{-1} i iznosi:

$$f_2 = \frac{\sqrt{1 + \lambda_4 V_{DS4}}}{T_{TR}} \frac{I_{REF2}}{I_{REF1}} \frac{\beta_1}{\beta_3} \sqrt{\frac{\beta_4}{\beta_2}} \sqrt{\frac{I_{C1}}{I_{C2}}} \quad (2.78)$$

Inače, vrijednost koeficijenta modulacije dužine kanala MOSFET-a M_4 λ_4 je fiksna zbog toga što je kontrolna struja I_{C2} , koja protiče kroz MOSFET M_4 konstantna, a takođe je i napon $V_{GS4} = V_{DS4}$ konstantan. Relativna greška E_{R1} je uvijek negativna, a njena apsolutna vrijednost se povećava sa povećanjem napona $V_{DS2} = V_{GS2}$. Ovaj napon se povećava sa povećanjem kontrolne ulazne struje I_{C1} , relacija (2.65). Uticaj koeficijenta modulacije dužine kanala se može smanjiti ukoliko se poveća faktor pojačanja β_2 MOSFET-a M_2 . Tada će i relativna greška, data izrazom (2.76) biti manja.

Kako bi se procijenio uticaj nejednakosti napona pragova $V_{t1} \neq V_{t2}$ i $V_{t3} \neq V_{t4}$ na frekvenciju izlaznog signala, pretpostavlja se da su koeficijenti modulacije dužine kanala MOSFET-ova M_2 i M_4 jednaki nuli. Tada je relativna greška E_{R2} , koja se javlja usled nejednakosti navedenih napona pragova MOSFET-ova, data izrazom:

$$E_{R2}[\%] = \frac{f_3 - f_4}{f_4} 100 = \frac{\sqrt{2I_{C2}/\beta_4} (V_{t2} - V_{t1}) - \sqrt{2I_{C1}/\beta_2} (V_{t4} - V_{t3})}{\sqrt{2I_{C1}/\beta_2} (\sqrt{2I_{C2}/\beta_4} + V_{t4} - V_{t3})} 100 \quad (2.79)$$

gdje je frekvencija f_3 određena na osnovu izraza (2.69) -(2.71), gdje važi: $V_{t1} \neq V_{t2}$, $V_{t3} \neq V_{t4}$, $\lambda_2 = 0$ V^{-1} i $\lambda_4 = 0$ V^{-1} i iznosi:

$$f_3 = \frac{1}{T_{TR}} \frac{I_{REF2}}{I_{REF1}} \frac{\beta_1}{\beta_3} \frac{\sqrt{2I_{C1}/\beta_2} + V_{t2} - V_{t1}}{\sqrt{2I_{C2}/\beta_4} + V_{t4} - V_{t3}} \quad (2.80)$$

dok je frekvencija f_4 određena na osnovu izraza (2.69) -(2.71), gdje važi: $V_{t1} = V_{t2}$, $V_{t3} = V_{t4}$, $\lambda_2 = 0 \text{ V}^{-1}$ i $\lambda_4 = 0 \text{ V}^{-1}$, odnosno, frekvencija f_4 jeste frekvencija data izrazom (2.51). Posmatrajući izraze (2.75) i (2.79), može se zaključiti da se relativna greška E_{R2} povećava sa smanjenjem kontrolne struje I_{C1} , a posebno može dostići velike vrijednosti ukoliko je struja I_{C1} mnogo manja u odnosu na kontrolnu struju I_{C2} . Kako bi se smanjila vrijednost relativne greške E_{R2} potrebno bi bilo da naponi pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 i MOSFET-ova M_3 i M_4 budu približno jednaki. U skladu sa relacijom (2.75), ovo bi se moglo postići ukoliko bi važilo [26]:

$$-V_{REF}/2 \ll \phi_0 \approx 2\phi_F \approx 0.7 \text{ V} \quad (2.81)$$

Prema matematičkom modelu (2.75) ne može se postići da naponi pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 i MOSFET-ova M_3 i M_4 budu potpuno jednaki zbog *body* efekta. Ipak, ovaj problem može biti riješen ukoliko bi se koristila standardna *n-well* CMOS ili BiCMOS tehnologija. Tada bi se umjesto *n*-kanalnih MOSFET-ova M_1 - M_4 koristili *p*-kanalni MOSFET-ovi napravljeni u *n-well*-u, koji je povezan na odgovarajuće sorseve MOSFET-ova M_1 - M_4 . U tom slučaju ne bi dolazilo do pojave *body* efekta.

Između ostalog, izvor grešaka predstavljaju i nesavršenosti operacionog pojačavača, koji čini dio integratora kao i nesavršenosti komparatora. Ulazni naponski ofset V_{OS1} , ulazna struja polarizacije I_B i konačna vrijednost naponskog pojačanja A , kao što se može vidjeti sa slike 2.9, predstavljaju nesavršenosti operacionog pojačavača u sklopu integratora. Što se tiče nesavršenosti komparatora, to su ulazni naponski ofset V_{OS2} i *delay time* τ . Ulazna struja polarizacije I_B i naponi V_{OS1} i V_{OS2} mogu biti pozitivni ili negativni. Kako bi se procijenio uticaj ulaznog naponskog ofseta V_{OS1} , ulazne struje polarizacije I_B , kao i ulaznog naponskog ofseta komparatora V_{OS2} i *delay time*-a τ komparatora, polazi se od pretpostavke da pojačanje A operacionog pojačavača, koji ulazi u sastav integratora, teži beskonačnosti. Relativna greška će u ovom slučaju biti jednaka:

$$E_{R3}[\%] = \frac{f_5 - f_6}{f_6} 100 E_{R3}[\%] = \frac{R_1 I_B - V_{OS1}}{V_{REF}} 100 \quad (2.82)$$

gdje je frekvencija f_5 izračunata u slučaju kada: $A \rightarrow \infty$, $V_{OS1} \neq 0 \text{ V}$, $I_B \neq 0 \text{ A}$, $V_{OS2} \neq 0 \text{ V}$ i $\tau \neq 0 \text{ s}$ i iznosi:

$$f_5 = \frac{1}{T_{TR}} \frac{V_{OS1} - R_1 I_B - V_{REF}}{R_1 I_{REF1}} \quad (2.83)$$

dok je frekvencija f_6 za slučaj: $A \rightarrow \infty$, $V_{OS1} = 0 \text{ V}$, $I_B = 0 \text{ V}$, $V_{OS2} = 0 \text{ V}$ i $\tau = 0 \text{ s}$ data izrazom (2.44).

Ono što se može uočiti u izrazu (2.82) jeste da je relativna greška E_{R3} nezavisna od ulaznog naponskog ofseta komparatora V_{OS2} i *delay time*-a τ komparatora. Takođe, može se primijetiti da je frekvencija f_5 nezavisna od vremena ΔT_{TR} između pojave rastuće ivice na izlazu komparatora i

početka kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora. Kako bi se smanjila relativna greška E_{R3} , potrebno je da ulazni naponski ofset V_{OS1} i ulazna struja polarizacije I_B budu što manji. Takođe, kako bi se dodatno smanjila relativna greška, neophodno je da napon V_{REF} prema matematičkim modelima (2.45) i (2.55) bude što veći. Međutim, sa druge strane, prema uslovu (2.81) koji bi trebalo da bude ispunjen kako bi relativna greška E_{R2} bila što manja, ovaj napon treba da bude što manji.

U cilju procjene uticaja konačne vrijednosti naponskog pojačanja A operacionog pojačavača u sklopu integratora na izlaznu frekvenciju, polazi se od pretpostavke da važi sledeće: $V_{OS1} = 0$ V, $I_B = 0$ A, $V_{OS2} = 0$ V i $\tau = 0$ s. Relativna greška u ovom slučaju se može izraziti na sledeći način:

$$E_{R4}[\%] = \frac{f_7 - f_8}{f_8} 100$$

$$= - \frac{R_1 I_{REF1} + V_{REF}}{V_{REF}} \frac{100}{1 + \frac{R_1 I_{REF1} \alpha(T_{TR})}{V_{REF} [\alpha(T_{TR}) - \alpha(T_1)] + \left[\frac{T_{TR}}{(1+A)C_1} \right] \left(I_{REF1} + \frac{V_{REF}}{R_1} \right) \alpha(T_{TR}) a}} \quad (2.84)$$

gdje je frekvencija f_7 određena za slučaj konačne vrijednosti naponskog pojačanja A operacionog pojačavača u sklopu integratora i u slučaju kada važi: $V_{OS1} = 0$ V, $I_B = 0$ A, $V_{OS2} = 0$ V i $\tau = 0$ s i iznosi:

$$f_7 = \frac{1}{T_{TR}} \frac{1}{1 - \frac{(R_1 I_{REF1} + V_{REF}) \alpha(T_{TR})}{\left\{ V_{REF} - \left[\frac{T_{TR}}{(1+A)C_1} \right] \left(I_{REF1} + \frac{V_{REF}}{R_1} \right) \alpha(T_{TR}) \right\} \alpha(T_1)}} \quad (2.85)$$

gdje je $\alpha(x)$:

$$\alpha(x) = 1 - \frac{1}{2!} \frac{x}{(1+A)R_1 C_1} + \frac{1}{3!} \left[\frac{x}{(1+A)R_1 C_1} \right]^2 - \frac{1}{4!} \left[\frac{x}{(1+A)R_1 C_1} \right]^3 + \dots \quad (2.86)$$

Frekvencija f_8 je data izrazom (2.44) u slučaju kada važi sledeće: $A \rightarrow \infty$, $V_{OS1} = 0$ V, $I_B = 0$ A, $V_{OS2} = 0$ V i $\tau = 0$ s. Naime, relativna greška E_{R4} je izračunata korišćenjem razvojem funkcije e^x u *Taylor*-ov red. U idealnom slučaju, kada naponsko pojačanje A operacionog pojačavača u sklopu integratora teži beskonačnosti, relativna greška E_{R4} teži nuli. U cilju smanjenja relativne greške E_{R4} , važno je postići da je $\alpha(x) \approx 1$. Potrebno je da frekvencija jediničnog pojačanja, $\omega_t = A\omega_p$ operacionog pojačavača u sklopu integratora bude što veća. Dakle, potrebno je da konstanta $R_1 C_1$ bude što veća. Kako je $R_I = R_{DS1}$ otpornost zavisna od kontrolne struje I_{C1} , potrebno je da kapacitivnost C_1 bude što veća.

Prilikom mjerenja, sprovedenih u [27], parametri kola su izabrani tako da relativne greške E_{R1} , E_{R2} , E_{R3} i E_{R4} , date izrazima (2.76), (2.79), (2.82) i (2.84), budu što manje. Otpornici korišćeni u kolu imaju sledeće vrijednosti: $R_3 = R_4 = 11 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 47.4 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$ i $R_7 = 10 \text{ M}\Omega$. Vrijednosti kapacitivnosti kondenzatora korišćenih u kolu su: $C_1 = 100.35 \text{ nF}$ i $C_2 = C_3 = 33 \text{ pF}$. Što se tiče operacionih pojačavača, upotrijebljeni su PMIOP97FP (OA_2 i OA_3) i LT1056CN8 (OA_1). Model komparatora je LM311P, dok su MOSFET-ovi iz integrisanog kola MC14007UBCP. Bipolarni tranzistori pnp tipa (Q_1 - Q_6) su modela EP2015CN, dok je Q_7 bipolarni tranzistor modela BC212B. Analogni prekidači su iz integrisanog kola MC14066BCP, flip-flopovi iz integrisanog kola HEF4013BP, dok je korišćen binarni brojač TC4040BP. Frekvencija kvarcnog oscilatora iznosi 5 MHz. Napon napajanja kola je $V_{DD} = -V_{SS} = 6 \text{ V}$. Fiksna vrijednost kontrolne struje I_{C2} je izabrana da bude 1.3 mA.

Kako bi se potvrdila tvrdnja da se relativna greška E_{R1} , data izrazom (2.76), može smanjiti ukoliko se poveća faktor pojačanja MOSFET-a M_2 , sprovedena su dva eksperimenta. Prilikom prvog mjerenja MOSFET M_2 je realizovan kao jedan MOSFET iz integrisanog kola MC14007UBCP, dok je u drugom mjerenju MOSFET M_2 realizovan kao paralelna veza dva MOSFET-a iz integrisanog kola MC14007UBCP. Ekvivalentni faktor pojačanja u drugom mjerenju je jednak $2\beta_2$, gdje β_2 predstavlja faktor pojačanja MOSFET-a M_2 korišćenog u prvom eksperimentu.

Takođe, kako bi se smanjila relativna greška E_{R2} , data izrazom (2.79), upotrijebljena je mala vrijednost negativnog napona V_{REF} , koji je jednak -32 mV. Prema izrazu (2.55), kontrolna struja I_{C2} treba da bude što veća, dok referentna struja I_{REF2} treba da bude što manja. Ovo je takođe potrebno kako bi se postigao što veći dinamički opseg kontrolne struje I_{C1} , relacija (2.60).

U cilju smanjenja relativnih grešaka E_{R3} i E_{R4} , koje su izražene relacijama (2.82) i (2.84), respektivno, u okviru integratora je korišćen operacioni pojačavač LT1056CN8. Tipične vrijednosti ulaznog naponskog ofseta V_{OS1} , ulazne struje polarizacije I_B i jediničnog pojačanja su 140 μV , 30 pA i 5.5 MHz, respektivno.

Prema eksperimentalnim rezultatima [27], frekvencija izlaznog signala je $\sqrt{2}$ puta veća u slučaju realizacije $1xM_2$ u odnosu na frekvenciju u slučaju $2xM_2$ realizacije, gdje je MOSFET M_2 realizovan kao paralelna veza dva MOSFET-a, što potvrđuje relacije (2.51), (2.62) i (2.64). Relativne greške su manje od 1% za vremensku referencu $T_{TR} = 204.8 \mu\text{s}$, pri čemu je stanje brojača na kraju kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora $N_C = 1024$ i frekvencija kvarcnog oscilatora 5 MHz. Opseg kontrolne (ulazne) struje I_{C1} za realizaciju $1xM_2$ se kreće od 6.8 μA do 280 μA , dok se za realizaciju $2xM_2$ ulazna struja mijenja od 12 μA do 650 μA . Za navedene opsege ulazne kontrolne struje, a pri istoj vremenskoj referenci T_{TR} , frekvencija izlaznog signala za $1xM_2$ realizaciju se mijenja od 261 Hz do 2.513 kHz, dok se za $2xM_2$ realizaciju mijenja u opsegu od 231 Hz do 2.625 kHz.

Eksperimenti pokazuju da je gornja granica ulazne kontrolne struje I_{C1} veća u slučaju $2xM_2$ realizacije, za uslov da apsolutna vrijednost relativne greške bude manja ili jednaka od 1%. Sa

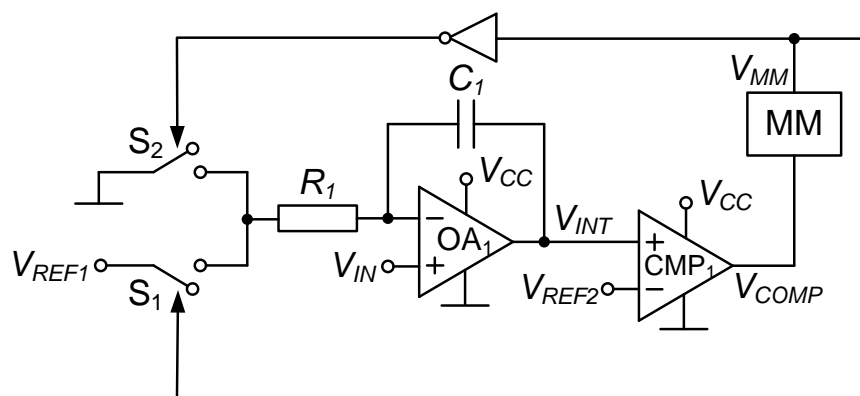
druge strane, za relativnu grešku $|E_R| \leq 1\%$, donja granica kontrolne struje I_{CI} je aproksimativno dva puta veća u slučaju $2xM_2$ realizacije u odnosu na $1xM_1$ realizaciju. Ovo se i očekuje zbog toga što MOSFET M_2 u okviru $1xM_2$ realizacije prelazi iz režima zasićenja u režim umjerene i slabe inverzije za struju drejna manju od nekoliko μA . Ovo predstavlja glavni izvor greške za struju I_{CI} manju od $5 \mu A$ u slučaju $1xM_2$ realizacije i za I_{CI} manju od $10 \mu A$ u slučaju $2xM_2$ realizacije. Eksperimentalni rezultati, takođe, pokazuju da se relativna greška E_R povećava za kontrolnu struju I_{CI} manju od donje granice ove struje. U slučaju $2xM_2$ realizacije, kontrolna struja I_{CI} se dijeli na dvije struje koje protiču kroz dva paralelno vezana MOSFET-a. Upravo zbog toga je kontrolna struja I_{CI} dva puta veća u slučaju $2xM_2$ realizacije u odnosu na $1xM_2$ realizaciju. Ukoliko bi se koristio jedan MOSFET M_2 , čiji je faktor pojačanja β_2 dva puta veći od faktora pojačanja MOSFET-a $1xM_2$ realizacije, donja granica kontrolne struje I_{CI} bi bila ista kao u slučaju $1xM_2$ realizacije, dok bi gornja granica ulazne kontrolne struje bila ista kao u slučaju $2xM_2$ realizacije. Može se zaključiti da se dinamički opseg ulazne kontrolne struje može povećati ukoliko se koristi jedan MOSFET M_2 sa većim faktorom pojačanja β_2 . Prema izrazu (2.60) može se zaključiti da dinamički opseg ulazne struje I_{CI} ne zavisi od faktora pojačanja β_2 . Međutim, ovaj matematički model je izveden pod pretpostavkom da su koeficijenti modulacije dužine kanala MOSFET-ova M_2 i M_4 jednaki nuli. Razmatrajući izraz (2.79), za malu vrijednost kontrolne struje I_{CI} , ali veću od njene donje granice, može se zaključiti da je glavni izvor greške nejednakost napona pragova MOSFET-ova M_1 i M_2 i MOSFET-ova M_3 i M_4 .

Rezultati pokazuju da se za vrijednosti vremenske reference $T_{TR} < 204.8 \mu s$ ($N_C < 1024$, dok je frekvencija takta 5 MHz) izlazna frekvencija povećava. Međutim, pojačanje operacionog pojačavača u okviru integratora se tada smanjuje. Tada se i $\alpha(x)$ smanjuje, prema izrazu (2.86). Iz izraza (2.84) se može uočiti da se relativna greška E_{RA} povećava. Dakle, za iste vrijednosti kontrolnih (ulaznih) struja I_{CI} , relativne greške E_R se povećavaju za vrijednosti $N_C < 1024$ stanja brojača na kraju kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora, što je i eksperimentalno potvrđeno [27].

3 PREDLOŽENO REŠENJE KONVERTORA KVADRATNOG KORIJENA NAPONA U FREKVENCIJU

3.1 Princip rada konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju

Predloženo rešenje konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju bazira se na standardnom konvertoru napona u frekvenciju čija je šema prikazana na slici 3.1. Sastoji se od integratora, komparatora i monostabilnog multivibratora MM koji se okida na rastuću ivicu napona na izlazu komparatora i čijem stabilnom stanju odgovara nivo logičke nule. Podrazumijeva se da je $V_{REF1} > V_{IN} > 0$ i $V_{REF2} > V_{IN} > 0$.



Slika 3.1 - Šema standardnog konvertora napona u frekvenciju.

U prvoj fazi, dok je prekidač S_2 zatvoren, a prekidač S_1 otvoren, uz pretpostavku da je kondenzator C_1 u početnom trenutku prazan, napon na izlazu integratora linearno raste prema sledećem izrazu:

$$V_{INT} = \frac{V_{IN}}{R_1 C_1} t + V_{IN} \quad (3.1)$$

U ovoj fazi napon na izlazu komparatora jednak je logičkoj nuli, dok je monostabilni multivibrator u stabilnom stanju. Kada napon na izlazu integratora dostigne vrijednost referentnog napona V_{REF2} , napon na izlazu komparatora se mijenja sa logičke nule na logičku jedinicu. Monostabilni multivibrator se prevodi u kvazistabilno stanje trajanja T_{MM} . U tom periodu, prekidač S_1 je zatvoren, dok je prekidač S_2 otvoren. Napon na izlazu integratora u ovoj fazi se mijenja na sledeći način:

$$V_{INT} = -\frac{V_{REF1} - V_{IN}}{R_1 C_1} t + V_{REF2} \quad (3.2)$$

Kako napon na izlazu integratora mora biti u okviru granica napona napajanja, sledi da maksimalno trajanje kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora može da bude:

$$T_{MMmax} = R_1 C_1 \frac{V_{REF2}}{V_{REF1} - V_{IN}} \quad (3.3)$$

Po završetku trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora, monostabilni multivibrator se vraća u stabilno stanje, napon na njegovom izlazu je jednak logičkoj nuli, pa je prekidač S_2 zatvoren, dok je prekidač S_1 otvoren. Napon na izlazu integratora raste prema sledećoj relaciji:

$$V_{INT} = \frac{V_{IN}}{R_1 C_1} t - \frac{V_{REF1} - V_{IN}}{R_1 C_1} T_{MM} + V_{REF2} \quad (3.4)$$

Kada napon na izlazu integratora dostigne vrijednost referentnog napona V_{REF2} , dolazi do promjene stanja na izlazu komparatora sa logičke nule na logičku jedinicu i monostabilni multivibrator opet prelazi u kvazistabilno stanje. Trajanje ove faze T_2 je dato sledećom relacijom:

$$T_2 = \left(\frac{V_{REF1}}{V_{IN}} - 1 \right) T_{MM} \quad (3.5)$$

Slijedi da je frekvencija f napona na izlazu konvertora napona u frekvenciju data izrazom:

$$f = \frac{1}{T_{MM} + T_2} = \frac{1}{T_{MM}} \frac{V_{IN}}{V_{REF1}} \quad (3.6)$$

Odgovarajući vremenski dijagrami napona na izlazu integratora, napona na izlazu komparatora i napona na izlazu monostabilnog multivibratora konvertora napona u frekvenciju prikazani su na slici 3.2.

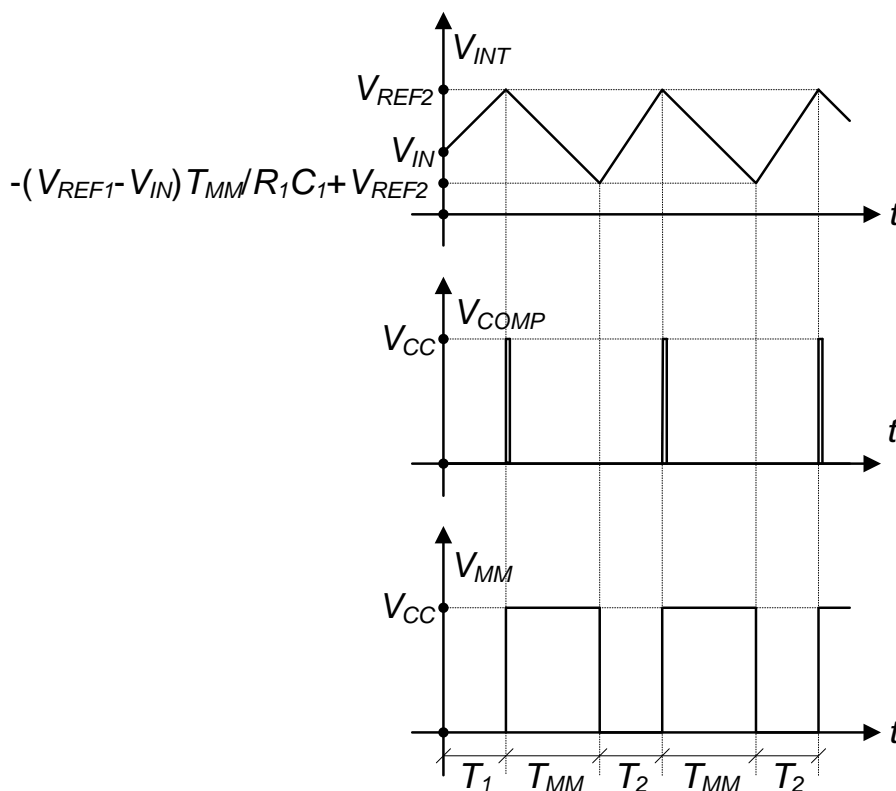
Ukoliko je referentni napon V_{REF1} proporcionalan kvadratnom korijenu ulaznog napona V_{IN} , izraz za frekvenciju ima sledeći oblik:

$$f = \frac{k_1}{T_{MM}} \sqrt{V_{IN}} \quad (3.7)$$

pri čemu je:

$$V_{REF1} = \frac{1}{k_1} \sqrt{V_{IN}} \quad (3.8)$$

Dakle, na bazi standardnog konvertora napona u frekvenciju, uz upotrebu odgovarajućeg kola za korjenovanje, može se realizovati konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju. Izlazna frekvencija zavisi od koeficijenta k_1 , kao i od trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora T_{MM} .



Slika 3.2 - Vremenski dijagrami karakterističnih napona konvertora napona u frekvenciju čija je šema prikazan na slici 3.1.

3.2 Kolo za korjenovanje sa unaprijedom temperaturnom stabilnošću

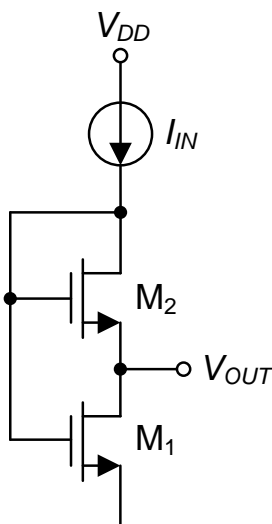
Na slici 3.3 je prikazana električna šema kola za korjenovanje [28]. Kolo se sastoji od dva MOSFET-a u tzv. *nested* konfiguraciji. MOSFET M_2 je u zasićenju, dok je MOSFET M_1 u omskom režimu rada. Na osnovu analize kola dobija se da je izlazni napon V_{OUT} dat sledećom relacijom:

$$V_{OUT} = \sqrt{2} \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} - \frac{1}{\sqrt{\beta_2}}} \right) \sqrt{I_{IN}} \quad (3.9)$$

pri čemu su β_1 i β_2 transkonduktanski parametri MOSFET-ova M_1 i M_2 , respektivno. Relacija (3.9) izvedena je pod pretpostavkom da su naponi praga V_{m1} i V_{m2} MOSFET-ova M_1 i M_2 međusobno jednaki. Ukoliko su MOSFET-ovi realizovani u posebnim *well*-ovima, ova pretpostavka je donekle opravdana. Međutim, ako je podloga MOSFET-a M_2 vezana za najniži potencijal u kolu tj. uzemljena, usljed izraženog *body* efekta dolazi do povećanja napona praga V_{m2} . U slučaju približnih vrijednosti napona pragova V_{m1} i V_{m2} , izlazni napon ima sledeći oblik:

$$V_{OUT} = \sqrt{2} \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} - \frac{1}{\sqrt{\beta_2}}} \right) \sqrt{I_{IN}} + (V_{tn1} - V_{tn2}) \left[1 - \frac{\sqrt{\beta_1/\beta_2}}{\sqrt{(\beta_1/\beta_2) + 1}} \right] \quad (3.10)$$

Dakle, izlazni napon V_{OUT} je proporcionalan kvadratnom korijenu ulazne struje I_{IN} i zavisi od transkonduktansnih parametara β_1 i β_2 MOSFET-ova koji su temperaturno zavisni.



Slika 3.3 - Električna šema kola za korjenovanje [28].

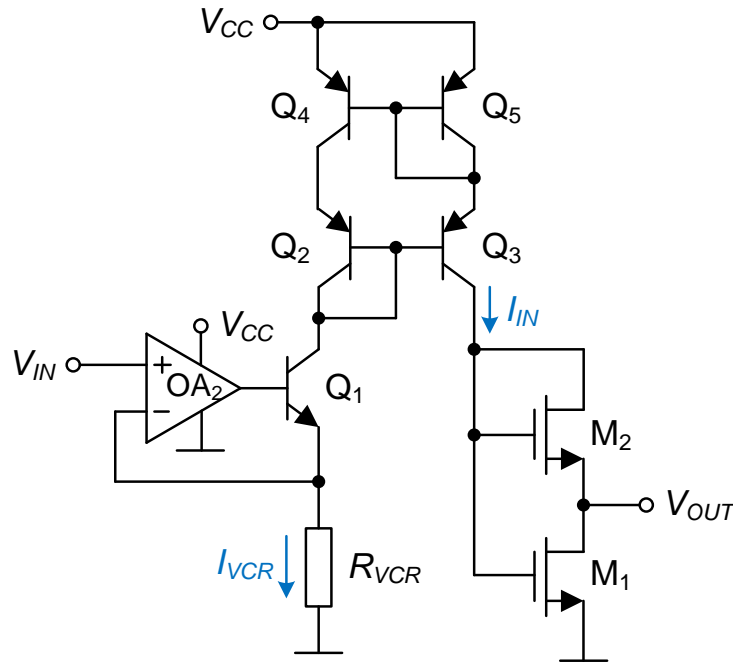
U cilju postizanja većeg stepena temperaturne stabilnosti kolo za korjenovanje [28] je modifikovano na način prikazan na slici 3.4. Konverzija ulaznog napona V_{IN} u struju izvršena je pomoću operacionog pojačavača OA_2 , bipolarnog tranzistora Q_1 i otpornika R_{VCR} . R_{VCR} je

realizovan kao naponom-kontrolisan otpornik čija električna šema je prikazana na slici 3.5. Otpornost naponom-kontrolisanog otpornika jednaka je otpornosti kanala MOSFET-a M_{VCR} u omskom režimu rada. Ukoliko su otpornosti R_2 i R_3 međusobno jednake, napon gejst-sors MOSFET-a M_{VCR} jednak je sumi kontrolnog napona V_{C1} i polovine napona drejn-sors MOSFET-a M_{VCR} : $V_{GSVCR} = V_{C1} + V_{DSVCR}/2$. Slijedi da je otpornost naponom-kontrolisanog otpornika data sledećim izrazom:

$$R_{VCR} = \frac{1}{\beta_{VCR}(V_{C1} - V_{tnVCR})} \quad (3.11)$$

Struja I_{VCR} koja protiče kroz naponom-kontrolisan otpornik preslikava se posredstvom *Wilson*-ovog strujnog ogledala koga čine bipolarni tranzistori Q_2 , Q_3 , Q_4 i Q_5 . Struja I_{IN} jednaka je struji I_{VCR} i data je sledećom relacijom:

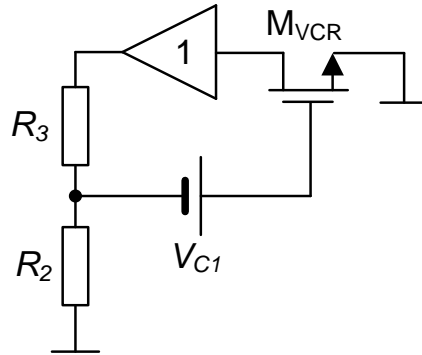
$$I_{IN} = I_{VCR} = \frac{V_{IN}}{R_{VCR}} = \beta_{VCR}(V_{C1} - V_{tnVCR})V_{IN} \quad (3.12)$$



Slika 3.4 - Električna šema predloženog kola za korjenovanje sa unaprijedom temperaturnom stabilnošću.

Uz pretpostavku da su naponi praga MOSFET-ova M_1 , M_2 i M_{VCR} međusobno jednaki, $V_{m1} = V_{m2} = V_{mVCR} = V_m$, napon V_{OUT} na izlazu kola za korjenovanje se može zapisati na sledeći način:

$$V_{OUT} = \sqrt{2} \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} - \frac{1}{\sqrt{\beta_2}}} \right) \sqrt{\beta_{VCR}(V_{C1} - V_{tn})} \sqrt{V_{IN}} \quad (3.13)$$



Slika 3.5 - Električna šema naponom-kontrolisanog otpornika [16].

Ukoliko se izaberu dimenzije MOSFET-ova M_1 i M_2 tako da važi da je $\beta_2 = k_2 \beta_1$ izlazni napon V_{OUT} ima sledeći oblik:

$$V_{OUT} = \sqrt{2} \left(\frac{\sqrt{k_2 + 1} - 1}{\sqrt{k_2 \beta_1}} \right) \sqrt{\beta_{VCR} (V_{C1} - V_{tn})} \sqrt{V_{IN}} \quad (3.14)$$

Ukoliko se izaberu dimenzije MOSFET-ova M_1 i M_{VCR} tako da važi da je $\beta_1 = k_3 \beta_{VCR}$ izlazni napon V_{OUT} ima sledeći oblik:

$$V_{OUT} = \sqrt{2} \left(\frac{\sqrt{k_2 + 1} - 1}{\sqrt{k_2 k_3}} \right) \sqrt{(V_{C1} - V_{tn})} \sqrt{V_{IN}} \quad (3.15)$$

Izlazni napon V_{OUT} kola za korjenovanje proporcionalan je kvadratnom korijenu ulaznog napona V_{IN} , pri čemu je uticaj temperaturno zavisnih transkonduktansnih parametara MOSFET-ova eliminisan. Izlazni napon V_{OUT} kola za korjenovanje zavisi od napona praga MOSFET-a koji u značajno manjoj mjeri zavisi od temperature u odnosu na transkonduktansni parametar [29].

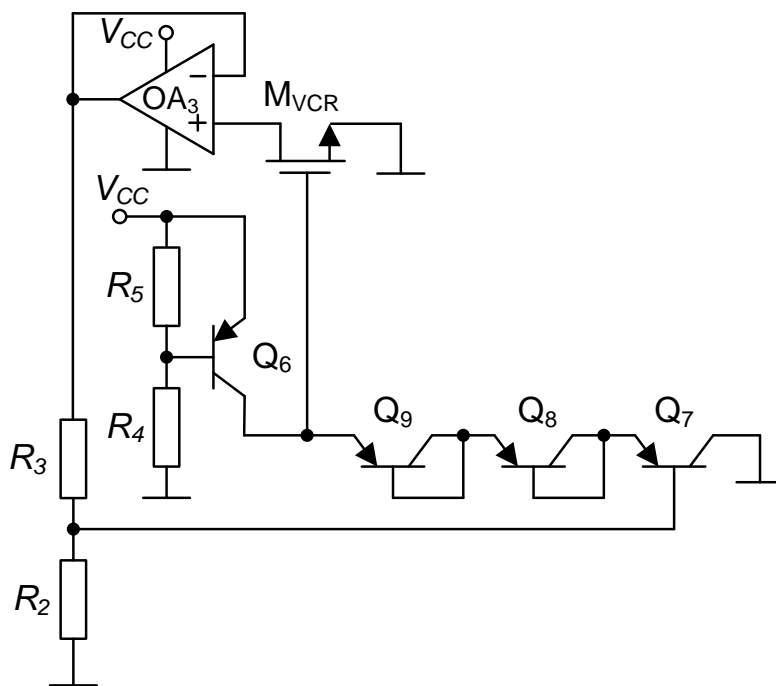
Kako bi MOSFET M_{VCR} bio u omskom režimu rada, potrebno je da napon V_{C1} zadovoljava sledeći uslov:

$$V_{C1} > V_{tn} + \frac{V_{IN}}{2} \quad (3.16)$$

Kompletna električna šema naponom-kontrolisanog otpornika prikazana je na slici 3.6. Naponski bafer realizovan je pomoću operacionog pojačavača OA_3 u konfiguraciji jediničnog pojačavača. Kontrolni napon V_{C1} realizovan je upotrebom strujnog izvora koga čine bipolarni tranzistor Q_6 i otpornici R_4 i R_5 za odgovarajuću polarizaciju. Struja ovog strujnog izvora protiče kroz rednu vezu bipolarnih tranzistora Q_7 , Q_8 i Q_9 od kojih su Q_8 i Q_9 diodno vezani. Ukoliko su bipolarni tranzistori Q_6 , Q_7 , Q_8 i Q_9 identičnih karakteristika, kroz njih protiče ista jednosmjerna

struja, onda su i odgovarajući naponi emitor-baza međusobno jednaki, $V_{EB6}=V_{EB7}=V_{EB8}=V_{EB9}$. Na ovaj način generiše se kontrolni napon V_{C1} koji ima vrijednost:

$$V_{C1} = V_{EB7} + V_{EB8} + V_{EB9} = 3V_{EB6} \approx \frac{3R_5}{R_4 + R_5} V_{CC} \quad (3.17)$$

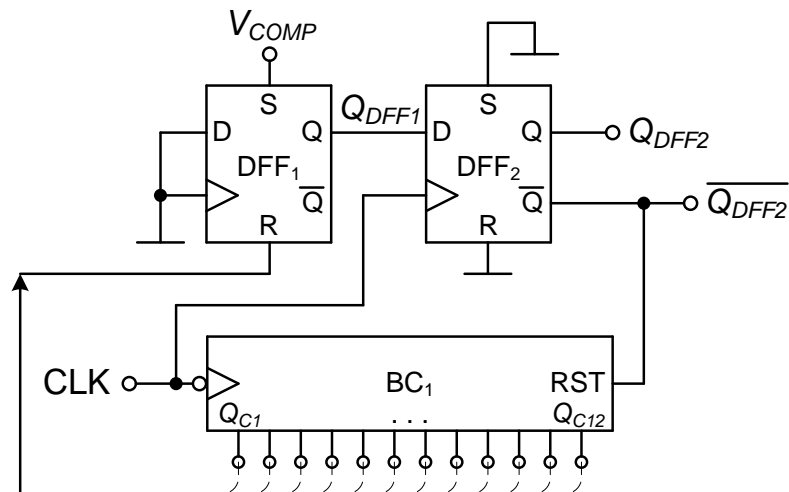


Slika 3.6 - Električna šema naponom-kontrolisanog otpornika korišćenog prilikom realizacije konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.

3.3 Monostabilni multivibrator

Monostabilni multivibrator u sklopu konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovan je kako je prikazano na slici 3.7. Sastoji se od brojača BC_1 i dva flip-flopa DFF_1 i DFF_2 . Odgovarajući vremenski dijagrami za slučaj kada je izlaz brojača Q_{C4} povezan na priključak za reset flip-flopa DFF_1 prikazani su na slici 3.8. Monostabilni multivibrator se okida na rastuću ivicu napona na izlazu komparatora V_{COMP} . Signal Q_{DFF1} tada ima vrijednost logičke jedinice. Sa nailaskom prve rastuće ivice takta CLK, signal Q_{DFF2} takođe poprima vrijednost logičke jedinice, dok se na priključak za reset RST brojača BC_1 dovodi logička nula. Sa nailaskom naredne opadajuće ivice takta CLK, brojač počinje da broji. Brojač će brojati sve dok odgovarajući izlaz brojača koji je povezan na reset priključak flip-flopa DFF_1 ne dobije vrijednost logičke jedinice. Tada se flip-flop DFF_1 resetuje i napon Q_{DFF1} poprima vrijednost logičke nule. Sa nailaskom naredne rastuće ivice takta CLK napon Q_{DFF2} na izlazu flip-flopa DFF_2 takođe poprima vrijednost

logičke nule i brojač se resetuje. Tada je završeno kvazistabilno stanje monostabilnog multivibratora i on prelazi u stabilno stanje. Sledeće kvazistabilno stanje monostabilnog multivibratora će se desiti po nailasku rastuće ivice napona na izlazu komparatora V_{COMP} .

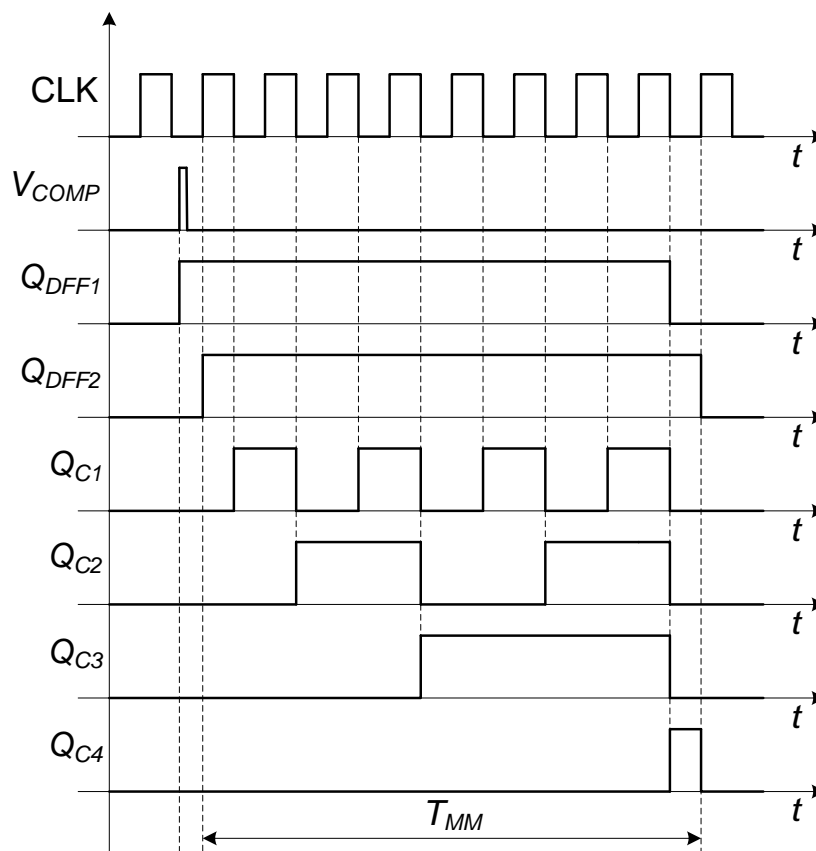


Slika 3.7 - Električna šema monostabilnog multivibratora korišćenog prilikom realizacije konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.

Na osnovu prethodnog, kvazistabilno stanje monostabilnog multivibratora se može zapisati kao:

$$T_{MM} = \frac{N_C}{f_{CLK}} \quad (3.18)$$

gdje je f_{CLK} učestanost takt impulsa CLK, dok je N_C vrijednost do koje je izbrojao brojač na kraju kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora. Ova vrijednost se može definisati odgovarajućim odabirom izlaza brojača BC_1 koji se povezuje na priključak za reset flip-flopa DFF_1 .



Slika 3.8 - Vremenski dijagrami monostabilnog multivibratora prikazanog na slici 3.7 za slučaj kada je izlaz Q_{C4} brojača BC1 povezan na priključak za reset flip-flopa DFF1.

3.4 Kompletna šema predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju

Kako referentni napon V_{REF1} treba da bude veći od ulaznog napona V_{IN} , poglavlje 3.1, napon sa izlaza kola za korjenovanje se pojačava, kako je prikazano na slici 3.9 i dat je sledećom relacijom:

$$V_{REF1} = \sqrt{2} \left(\frac{\sqrt{k_2 + 1} - 1}{\sqrt{k_2 k_3}} \right) \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) \sqrt{(V_{C1} - V_{tn})} \sqrt{V_{IN}} \quad (3.19)$$

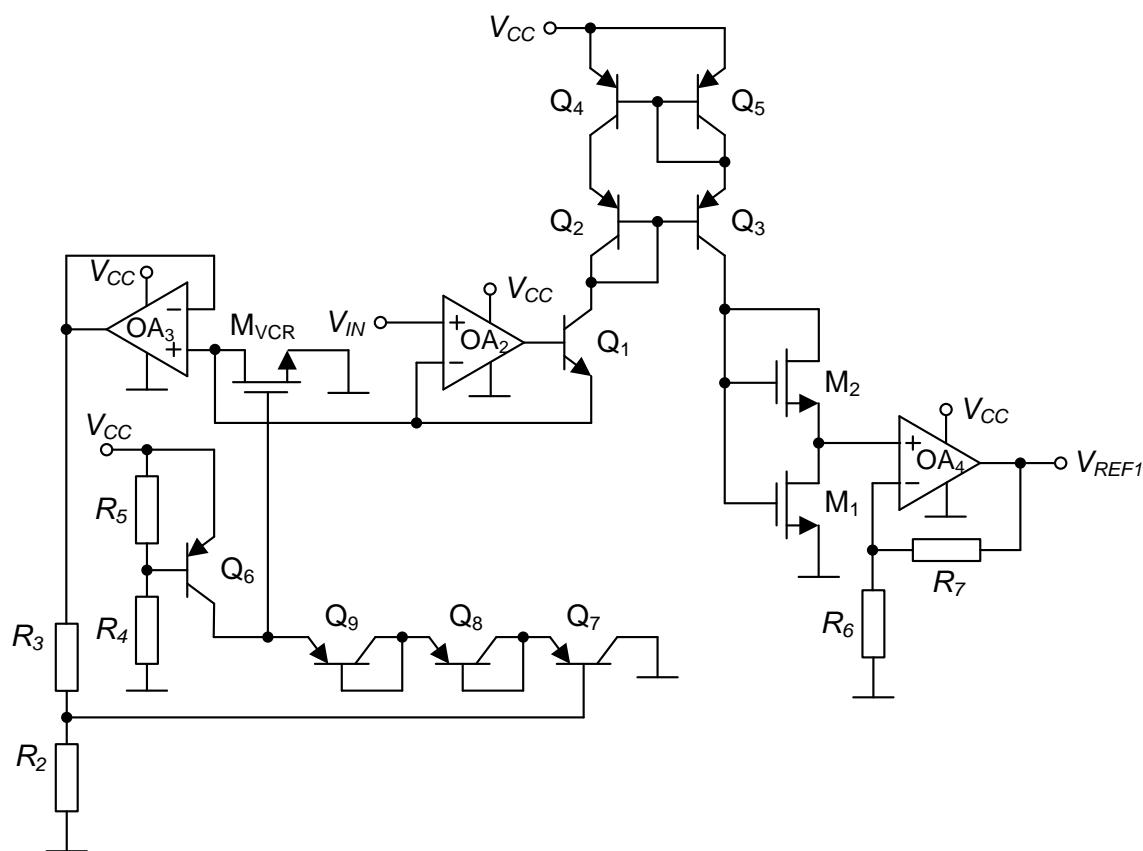
Odabir odnosa otpornosti R_7 i R_6 se vrši tako da referentni napon V_{REF1} bude veći od ulaznog napona V_{IN} za cjelokupan opseg ulaznog napona od interesa.

Izlazna frekvencija konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju sada se može zapisati na sledeći način:

$$f = \frac{f_{CLK}}{N_C} \frac{1}{\sqrt{2} \left(\frac{\sqrt{k_2 + 1} - 1}{\sqrt{k_2 k_3}} \right) \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) \sqrt{(V_{C1} - V_{tn})}} \sqrt{V_{IN}} \quad (3.20)$$

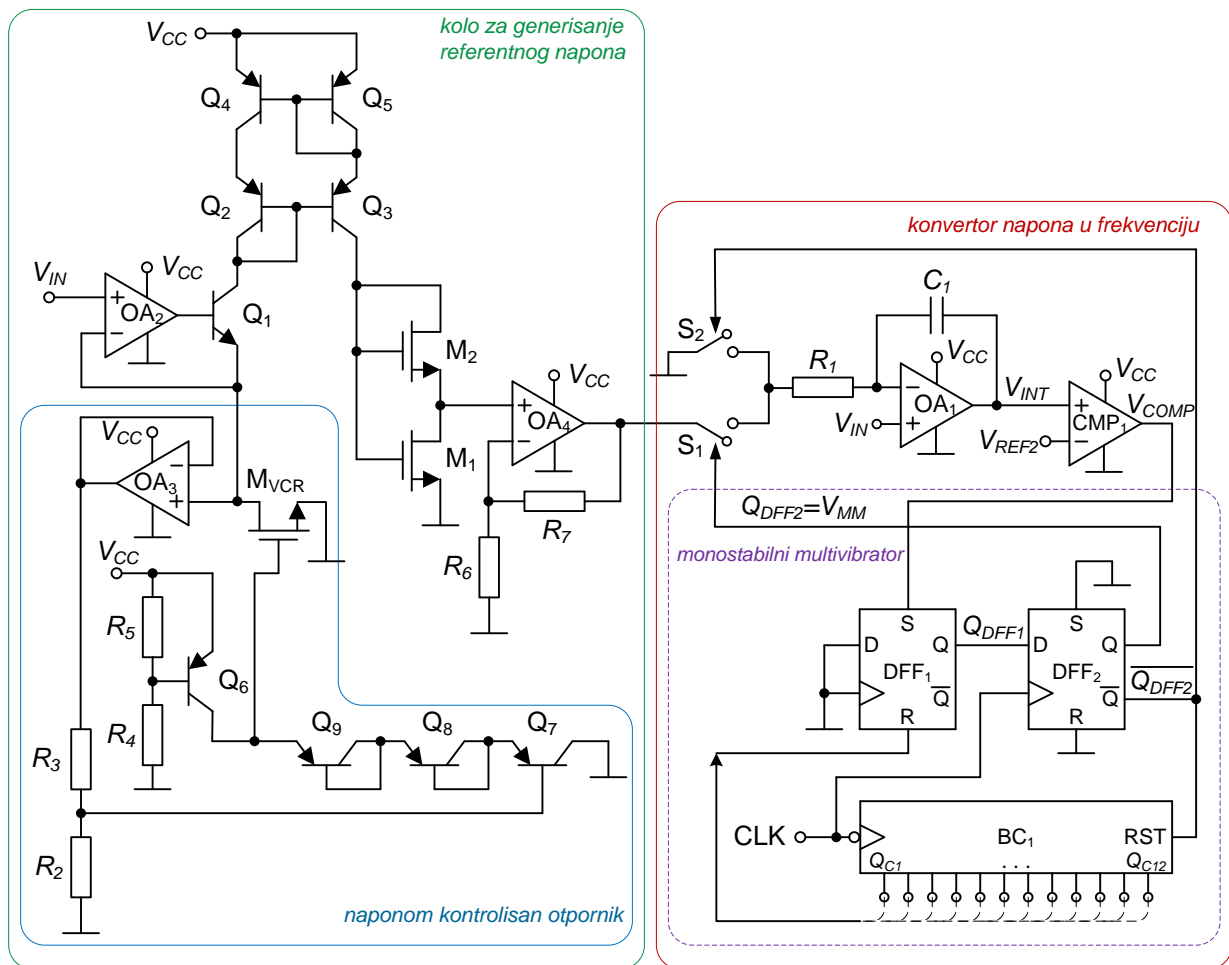
Izlazna frekvencija konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju je direktno proporcionalna kvadratnom korijenu ulaznog napona. Na njenu vrijednost se može uticati odabirom dimenzija MOSFET-ova u sklopu kola za korjenovanje i dimenzija MOSFET-a koji konfiguriše naponom-kontrolisan otpornik, kao i odabirom odnosa otpornosti R_7 i R_6 . Napon V_{C1} treba da ispunjava uslov dat relacijom (3.16).

Kontrolni napon V_{C1} može se realizovati korišćenjem kola za ekstrakciju napona praga n-kanalnog MOSFET-a [30]. Na ovaj način bi se eliminisao uticaj temperature na varijacije izlazne frekvencije.



Slika 3.9 - Realizacija referentnog napona V_{REF1} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.

Kompletna električna šema predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, sa označenim pojedinim funkcionalnim cjelinama, prikazana je na slici 3.10.



Slika 3.10 - Kompletna električna šema predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.

3.5 Uticaj temperature na izlaznu frekvenciju konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju

Veoma značajna karakteristika predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju jeste što izlazna frekvencija zavisi samo od trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora i napona praga n-kanalnog MOSFET-a. Poznato je da se može postići veoma visok stepen temperaturne stabilnosti vremenske reference. U nastavku je analiziran uticaj temperature na izlaznu frekvenciju predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju.

Zavisnost napona praga V_m n-kanalnog MOSFET-a od temperature data je relacijom:

$$V_{tn} = V_{tn0} + \alpha_n(T - T_0) \quad (3.21)$$

pri čemu je V_{m0} napon praga n-kanalnog MOSFET-a na sobnoj temperaturi T_0 , dok je α_n temperaturni koeficijent napona praga n-kanalnog MOSFET-a i nalazi se u opsegu od $-0.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

do $-4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ [31]. Na osnovu relacije (3.21), dobija se da je uticaj temperature na izlaznu frekvenciju konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju dat sledećim izrazom:

$$\frac{\partial f}{\partial T} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{V_{IN}}}{\sqrt{2} \left(\frac{\sqrt{k_2 + 1} - 1}{\sqrt{k_2 k_3}} \right) \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) T_{MM}} \frac{1}{(V_{C1} - V_{tn})^{3/2}} \alpha_n \quad (3.22)$$

Na osnovu prethodnog izraza može se zaključiti da će sistem biti manje osjetljiv na promjene temperature ukoliko kontrolni napon V_{C1} ima veću vrijednost. Takođe, poželjno je da koeficijent k_3 ima što manju vrijednost. Konačno, za koeficijent k_2 je potrebno odabrati optimalnu vrijednost kako bi se dodatno redukovao uticaj temperature na učestanost izlaznog napona.

Relativna varijacija izlazne frekvencije sa temperaturom za sve vrijednosti ulaznog napona je konstantna i data sledećim izrazom:

$$\frac{\frac{\partial f}{\partial T}}{f} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_n}{V_{C1} - V_{tn}} \quad (3.23)$$

Kako se frekvencija sa promjenom temperature mijenja za približno isti relativan iznos, moguće je vrlo jednostavno ostvariti odgovarajuću temperaturnu kompenzaciju.

4 REZULTATI SIMULACIJA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Predloženo rešenje konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovano je u diskretnoj tehnici, upotrebom univerzalne razvojne ploče, na kojoj su pojedine elektronske komponente povezivane odgovarajućim metalizacijama i *jumper*-ima. Prilikom realizacije korišćeni su operacioni pojačavači MCP6021-E/P (OA₁, OA₂ i OA₃), operacioni pojačavač OPA350 (OA₄), npn bipolarni tranzistori BC32740BU (Q₁), pnp bipolarni tranzistori BC33740BU (Q₂-Q₉), nizovi n-kanalnih MOSFET-ova ALD1106PBL, komparator TLC372 (CMP₁), D flip-flop (DFF₁ i DFF₂) iz integrisanog kola CD4013B, 12-bitni obostrani brojač CD74HCT4040E (BC₁), bilateralni CMOS prekidači iz integrisanog kola 74HCT4066E (S₁ i S₂), kao i otpornici $R_1 = 4.644 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 22.071 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 4.572 \text{ k}\Omega$, $R_6 = \{9.84 \text{ k}\Omega, 14.31 \text{ k}\Omega, 16.61 \text{ k}\Omega\}$, $R_7 = 46.75 \text{ k}\Omega$ i kondenzator $C_1 = 10.36 \text{ nF}$.

Za mjerenje performansi razvijenog prototipa korišćena je sledeća mjerna instrumentacija:

- stabilisani izvor za napajanje RIGOL DP832A,
- generator proizvoljnih talasnih oblika *Peak Tech* P 4125
- digitalni multimeter Rigol DM3085E,
- osciloskop Rigol DS1074.
- frekvencmetar PHILIPS PM 6612

Napon napajanja kola je $V_{CC} = 3 \text{ V}$. Frekvencija takt impulsa iznosi $f_{CLK} = 5 \text{ MHz}$. Koeficijenti k_2 i k_3 imaju vrijednosti $k_2 = 2$ i $k_3 = 2$. Konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi kola za korjenovanje sa unaprijеđenom temperaturnom stabilnošću testiran je za opseg ulaznog napona V_{IN} od 10 mV do 1.8 V.

U cilju analize temperaturne stabilnosti kola izvršene su odgovarajuće simulacije uz pomoć *LTspice* softverskog paketa za dizajn i simulaciju rada elektronskih kola.

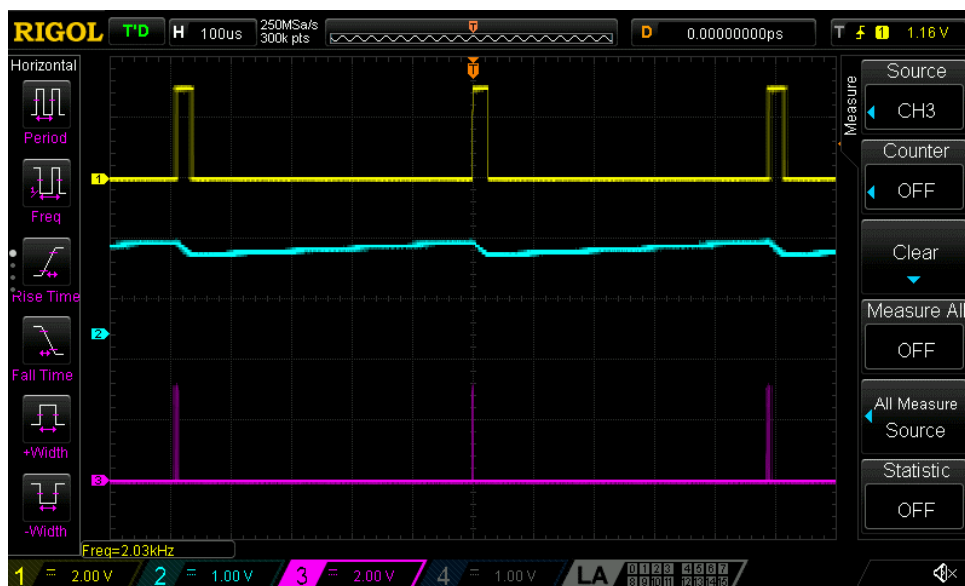
4.1 Rezultati mjerenja u vremenskom domenu

Predloženo rešenje konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju testirano je za različite vrijednosti trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora T_{MM} , za $N_C = \{128, 256, 512\}$.

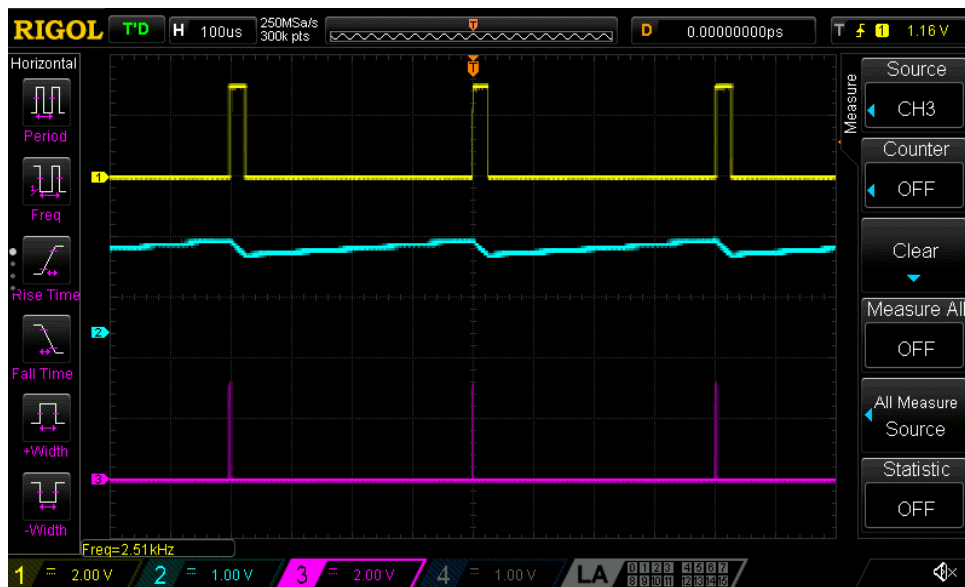
Izmjereni talasni oblici napona na izlazu integratora V_{INT} (plava boja), napona na izlazu komparatora V_{COMP} (roza boja) i napona na izlazu monostabilnog multivibratora V_{MM} (žuta boja), za $N_C = 128$, za različite vrijednosti ulaznog napona V_{IN} prikazani su na slikama 4.1-4.49.

Izmjereni talasni oblici napona na izlazu integratora V_{INT} (plava boja), napona na izlazu komparatora V_{COMP} (roza boja) i napona na izlazu monostabilnog multivibratora V_{MM} (žuta boja), za $N_C = 256$, za različite vrijednosti ulaznog napona V_{IN} prikazani su na slikama 4.50-4.97.

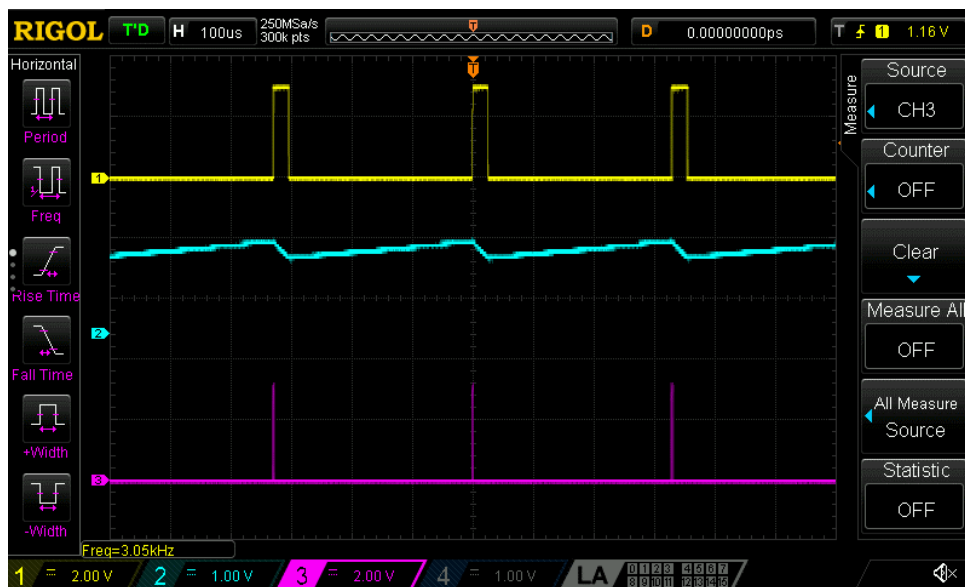
Izmjereni talasni oblici napona na izlazu integratora V_{INT} (plava boja), napona na izlazu komparatora V_{COMP} (roza boja) i napona na izlazu monostabilnog multivibratora V_{MM} (žuta boja), za $N_C = 512$, za različite vrijednosti ulaznog napona V_{IN} prikazani su na slikama 4.98-4.145.



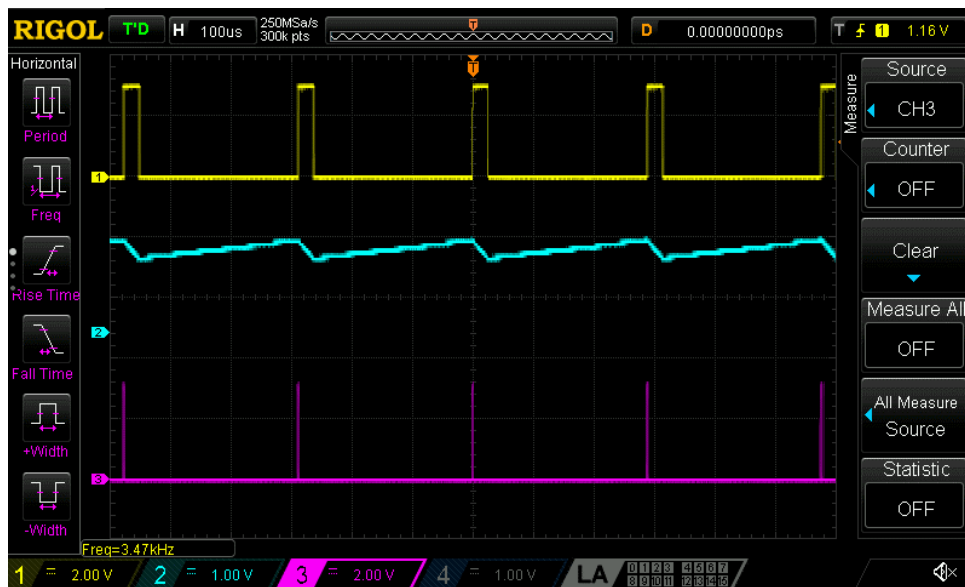
Slika 4.1 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 10$ mV, $N_C = 128$.



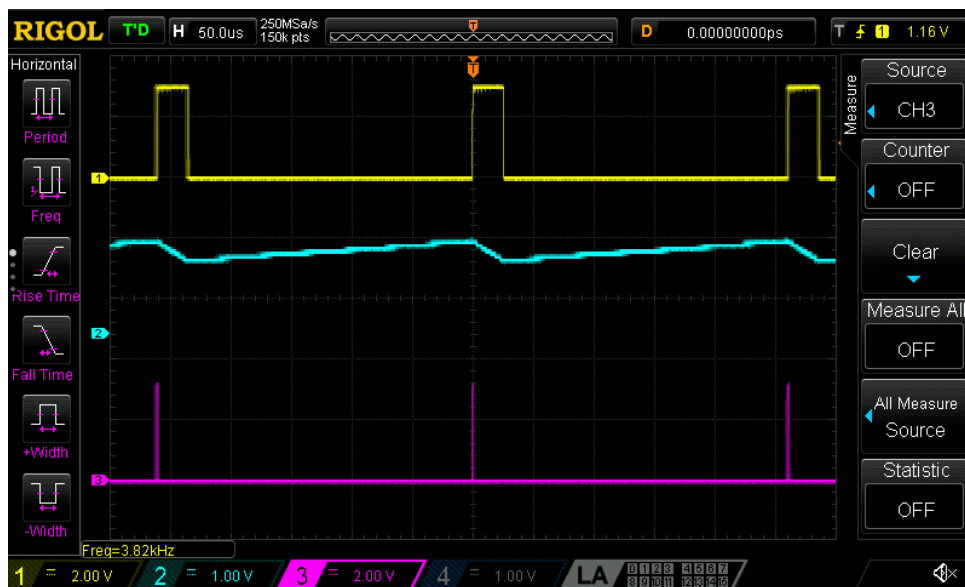
Slika 4.2 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 20$ mV, $N_C = 128$.



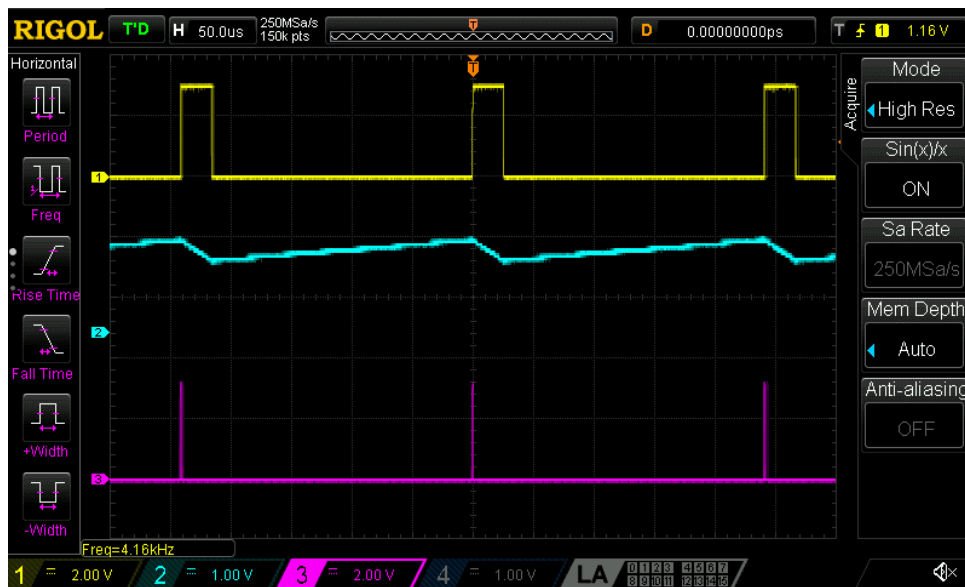
Slika 4.3 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 30$ mV, $N_C = 128$.



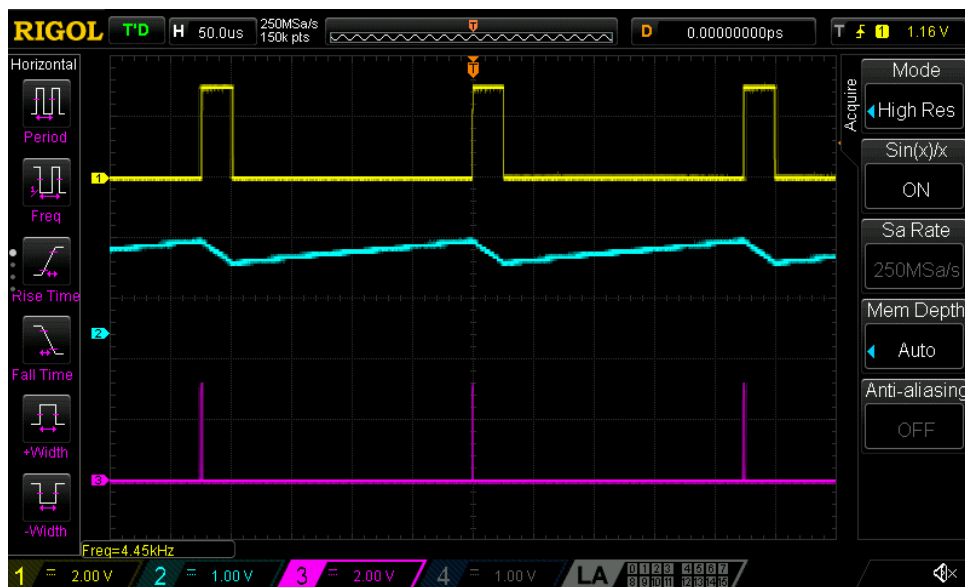
Slika 4.4 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 40$ mV, $N_C = 128$.



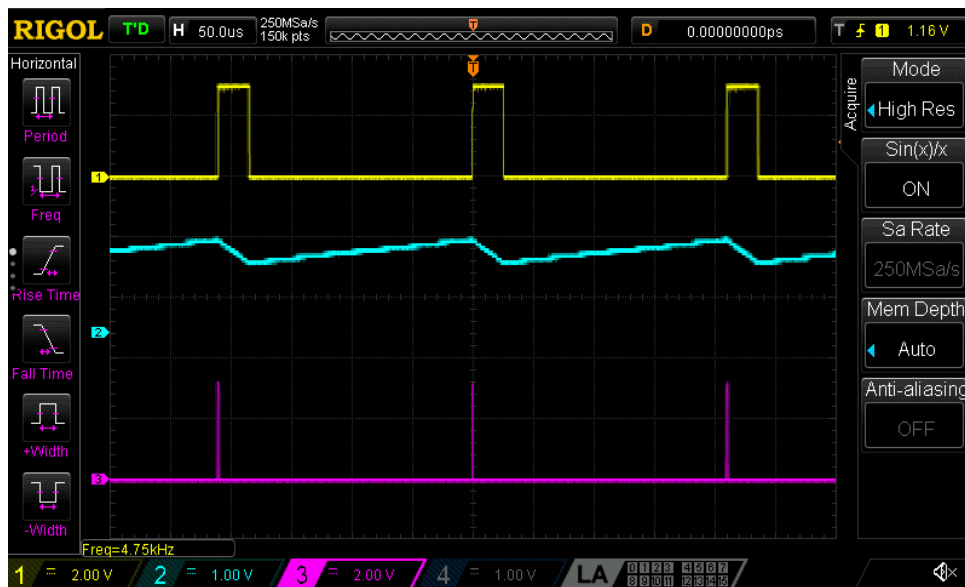
Slika 4.5 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 50$ mV, $N_C = 128$.



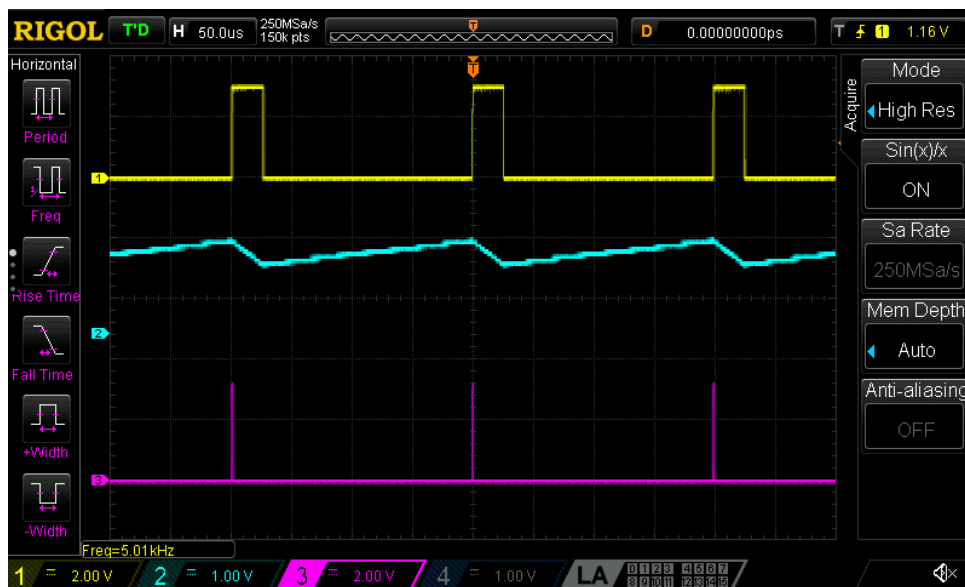
Slika 4.6 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 60$ mV, $N_C = 128$.



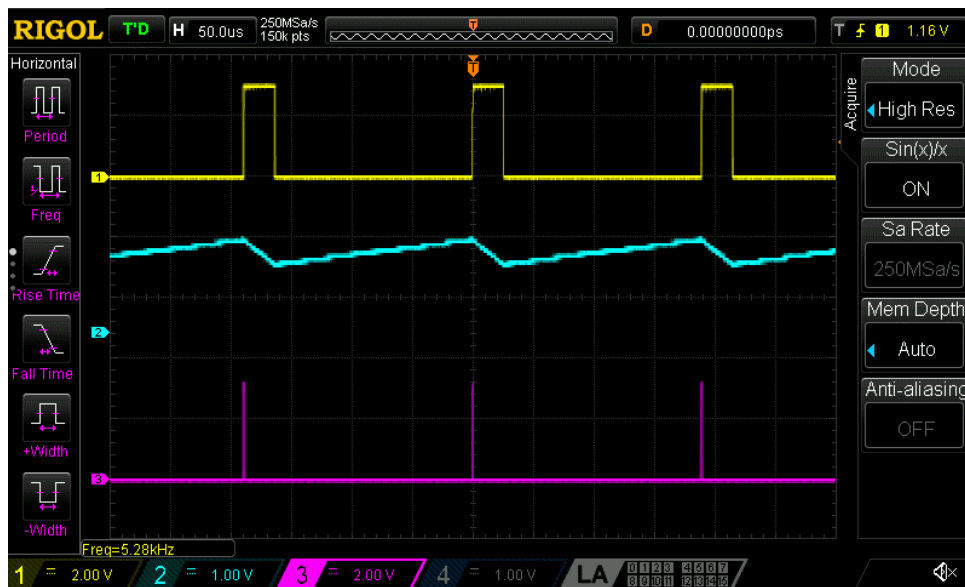
Slika 4.7 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 70$ mV, $N_C = 128$.



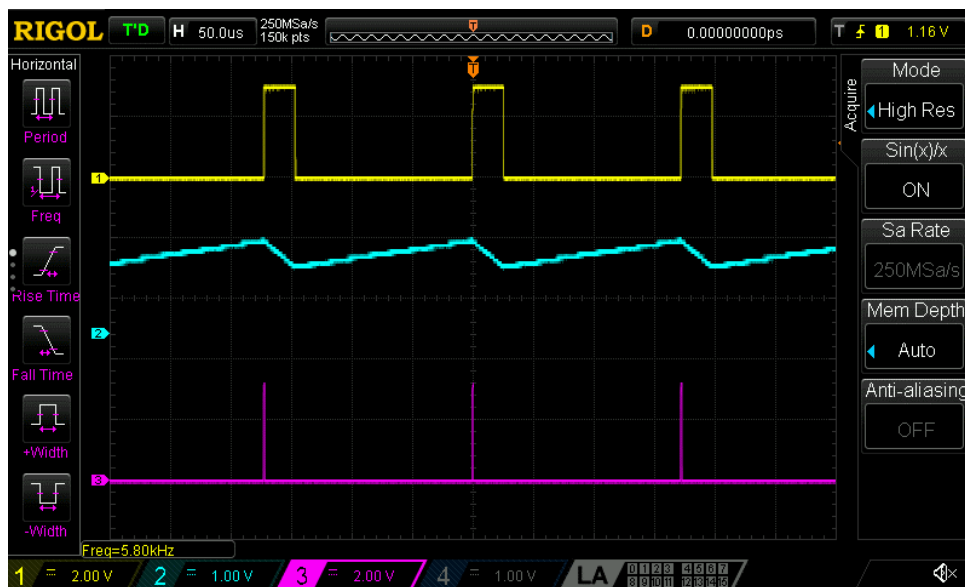
Slika 4.8 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 80$ mV, $N_C = 128$.



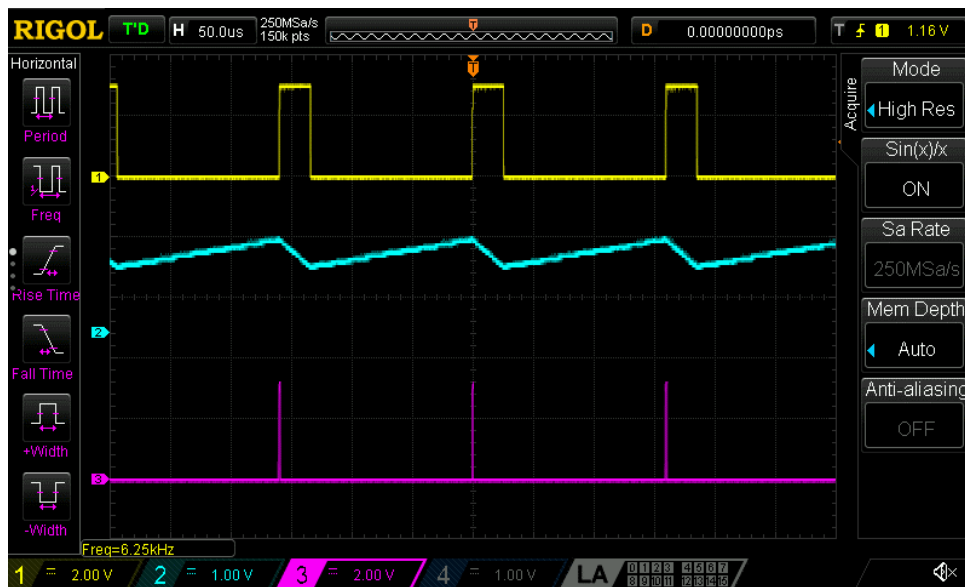
Slika 4.9 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 90$ mV, $N_C = 128$.



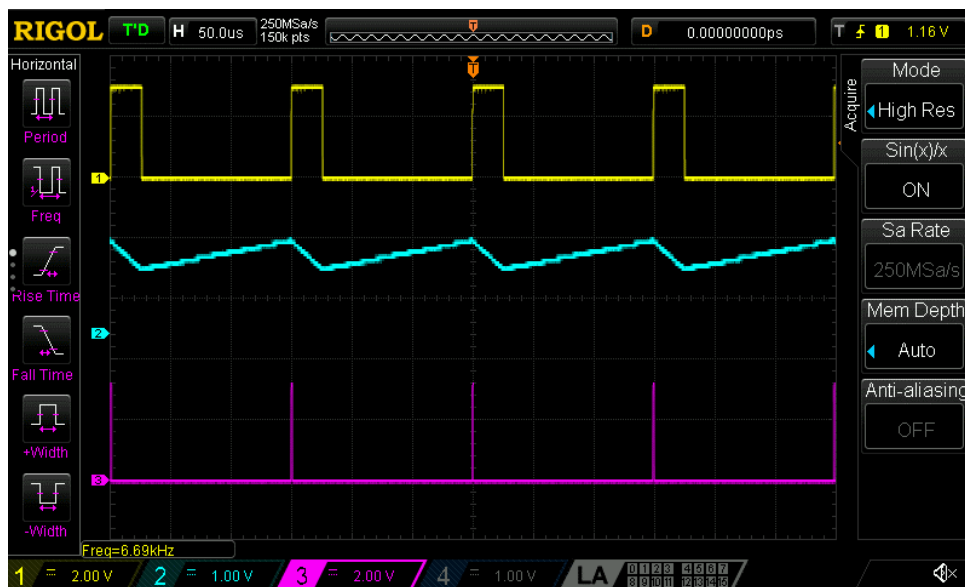
Slika 4.10 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 100\text{ mV}$, $N_C = 128$.



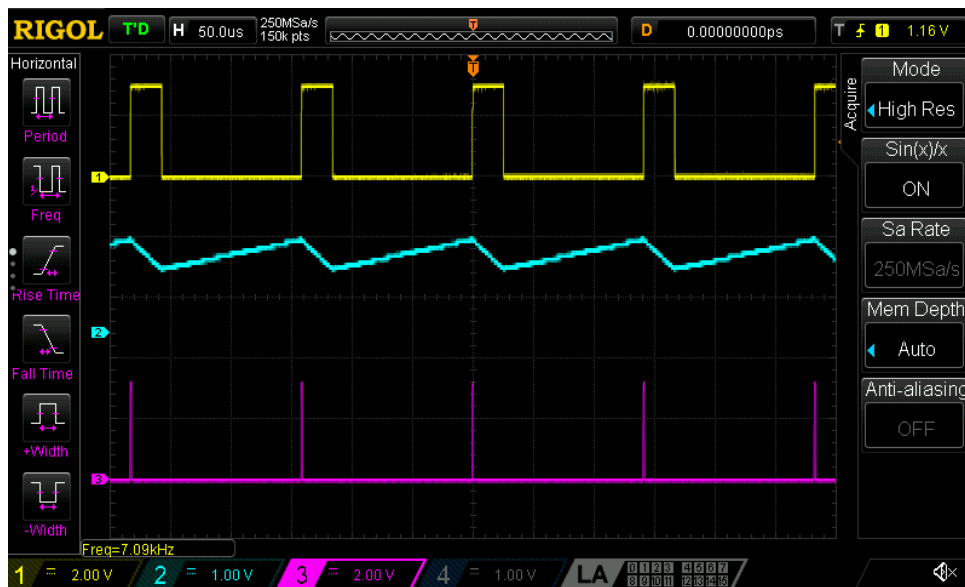
Slika 4.11 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 120\text{ mV}$, $N_C = 128$.



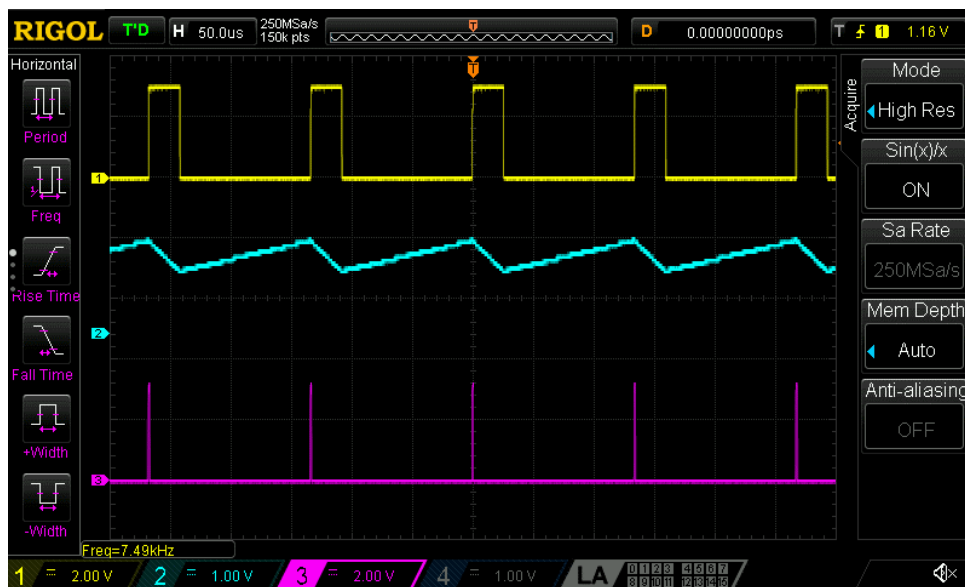
Slika 4.12 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 140$ mV, $N_C = 128$.



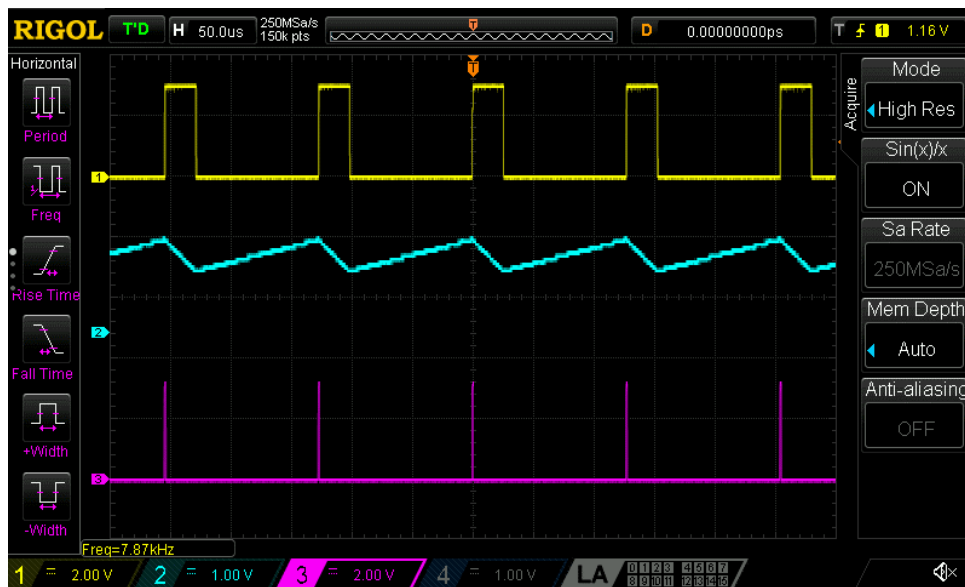
Slika 4.13 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 160$ mV, $N_C = 128$.



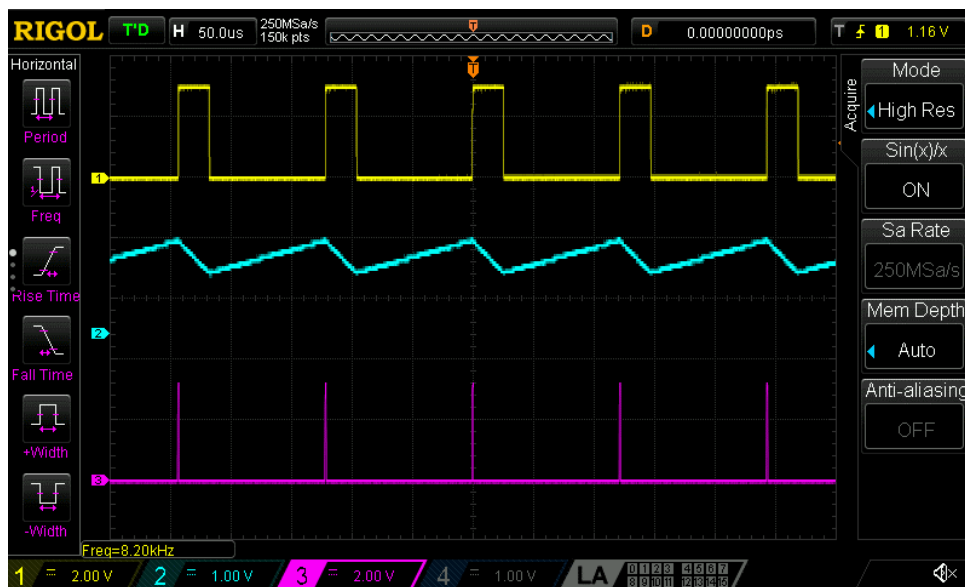
Slika 4.14 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 180$ mV, $N_C = 128$.



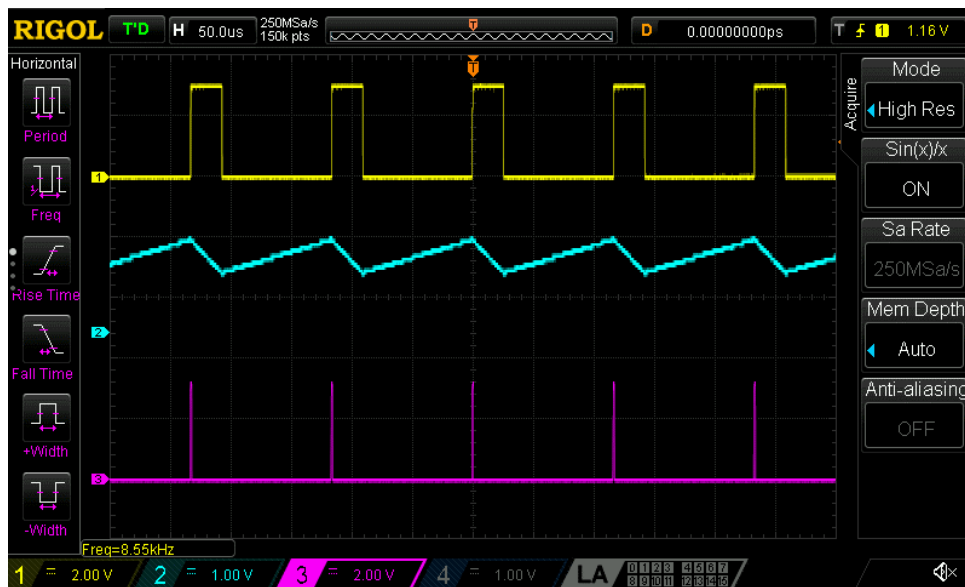
Slika 4.15 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 200$ mV, $N_C = 128$.



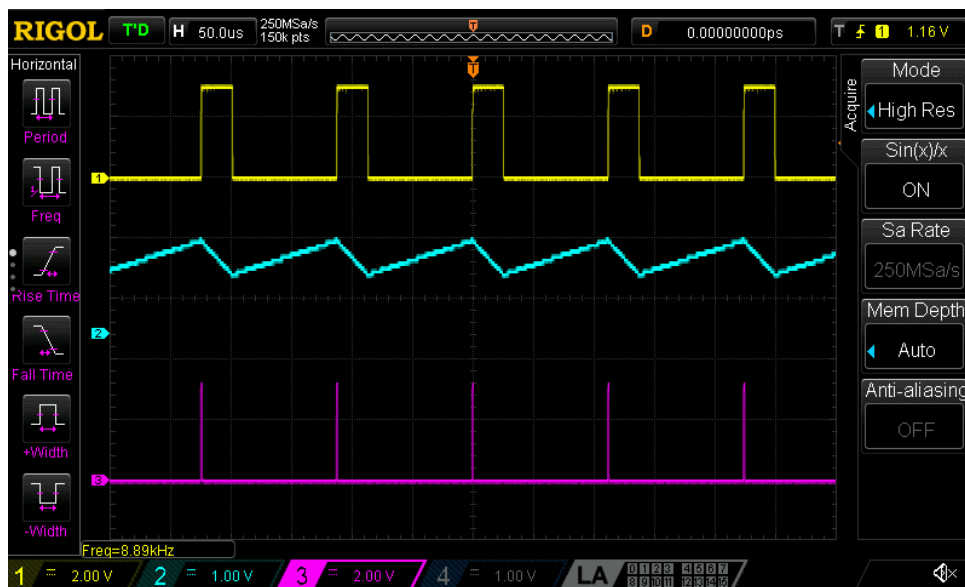
Slika 4.16 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 220$ mV, $N_C = 128$.



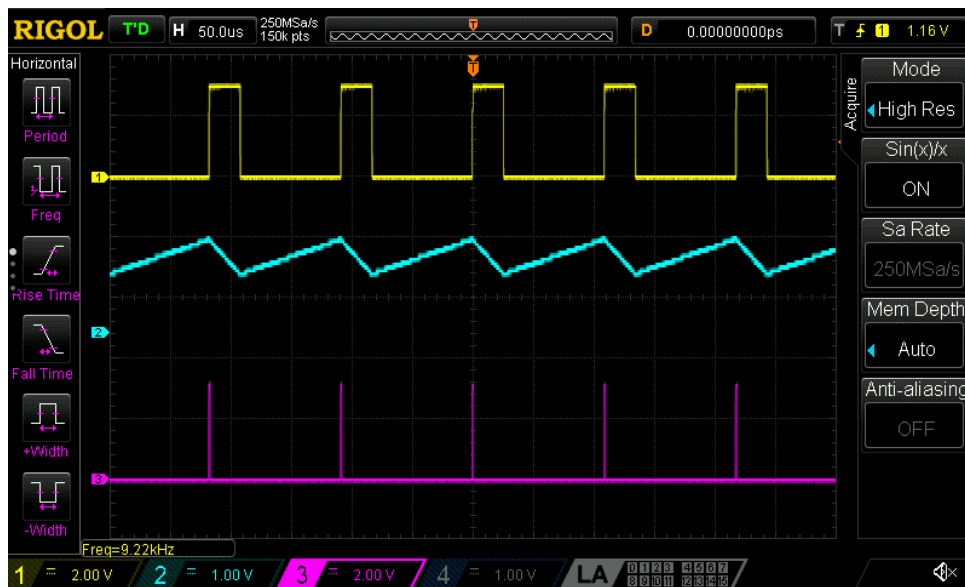
Slika 4.17 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 240$ mV, $N_C = 128$.



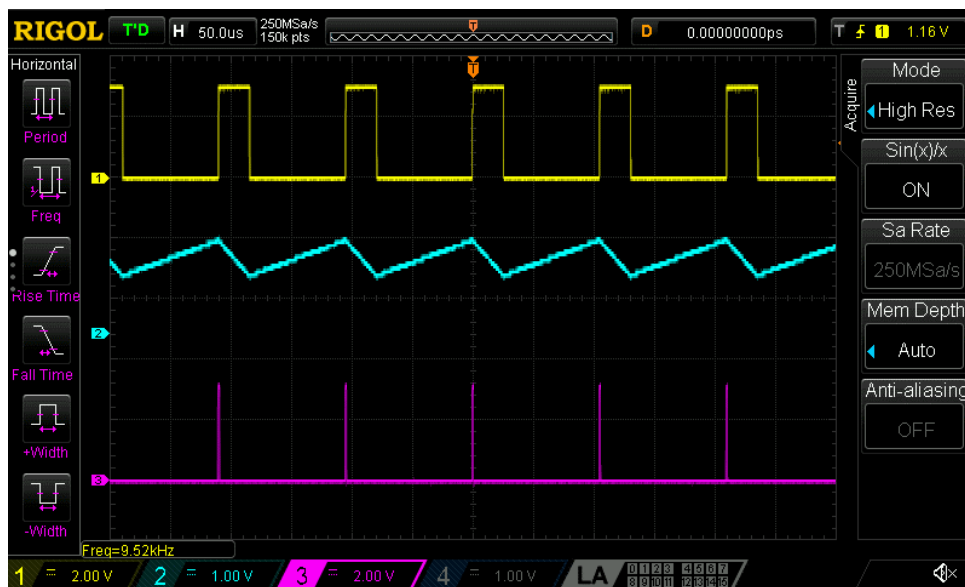
Slika 4.18 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 260$ mV, $N_C = 128$.



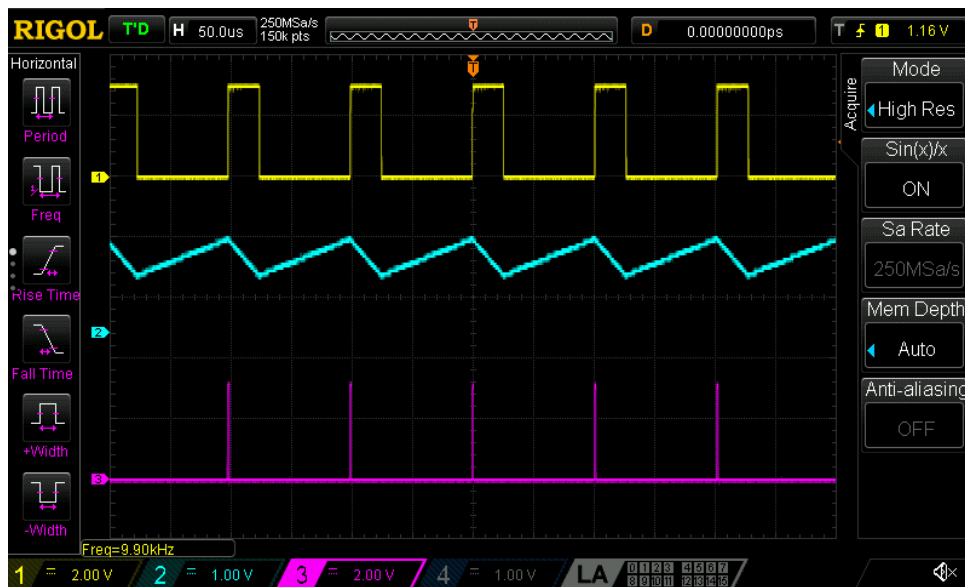
Slika 4.19 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 280$ mV, $N_C = 128$.



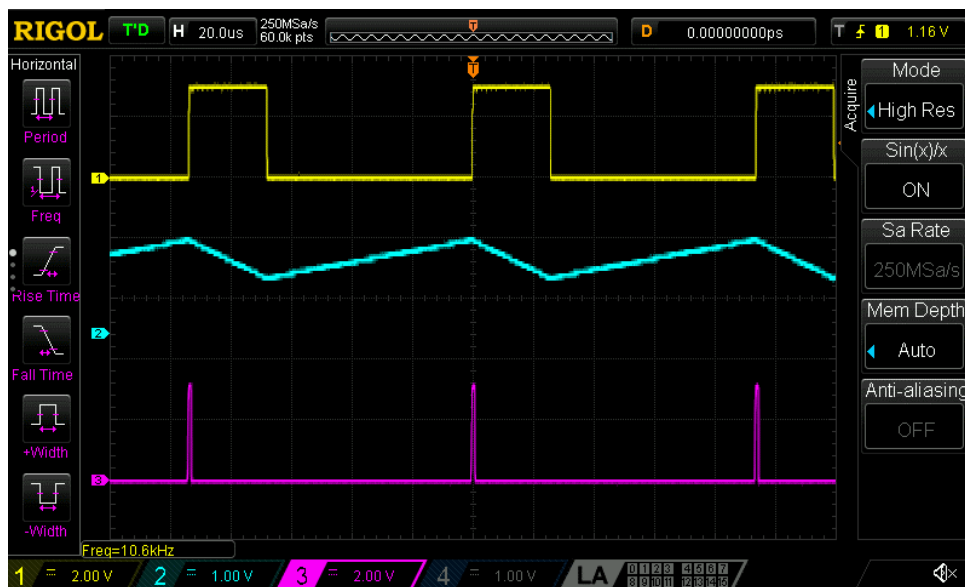
Slika 4.20 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 300$ mV, $N_C = 128$.



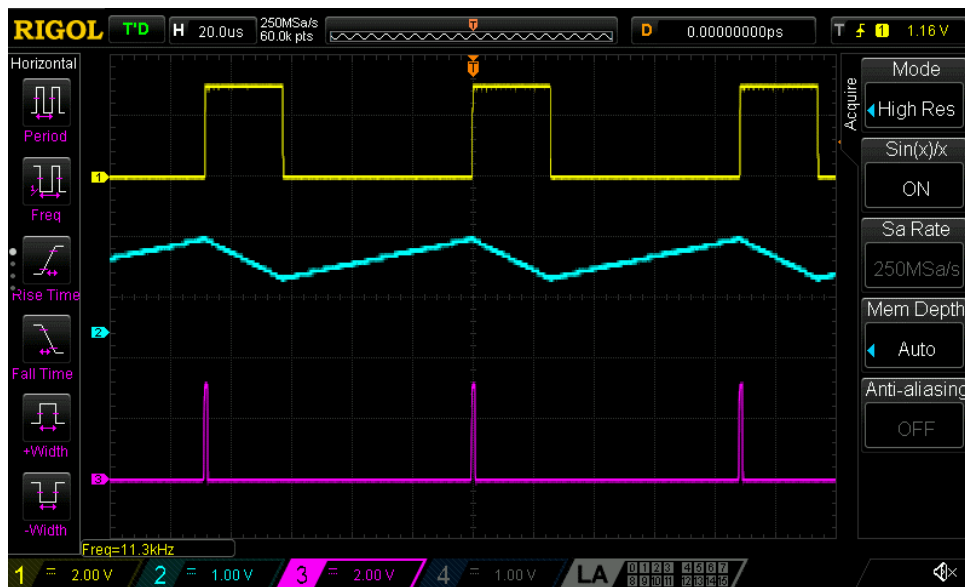
Slika 4.21 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 320$ mV, $N_C = 128$.



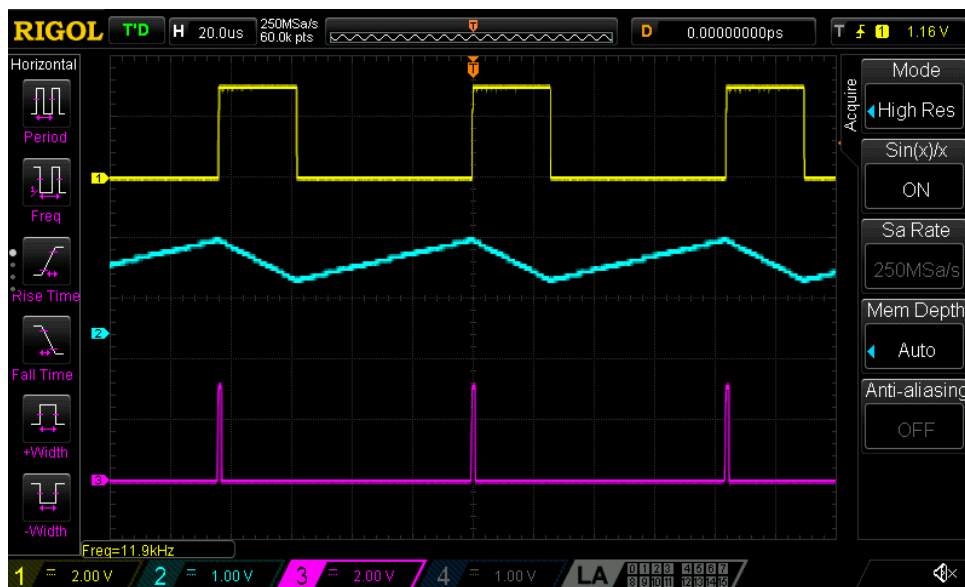
Slika 4.22 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 350$ mV, $N_C = 128$.



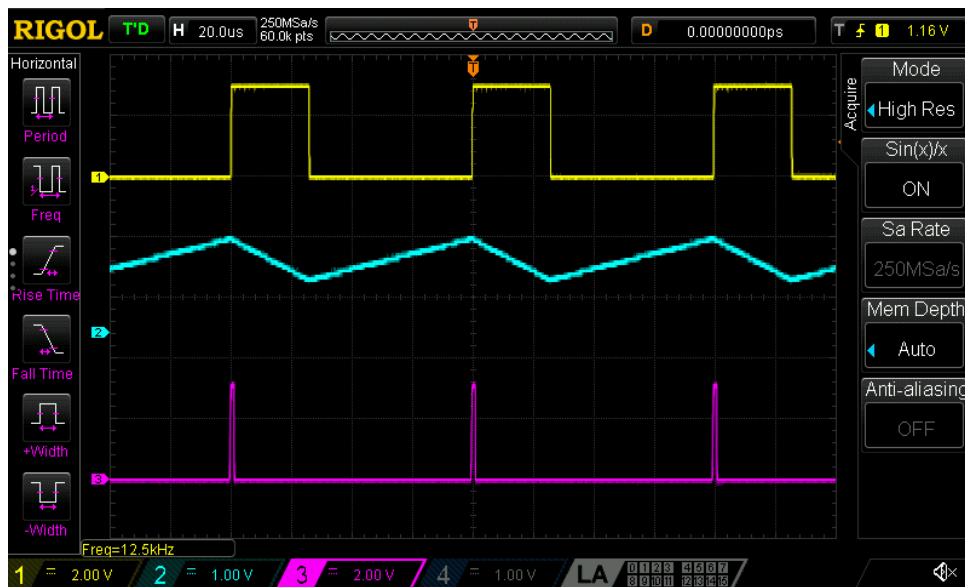
Slika 4.23 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 400$ mV, $N_C = 128$.



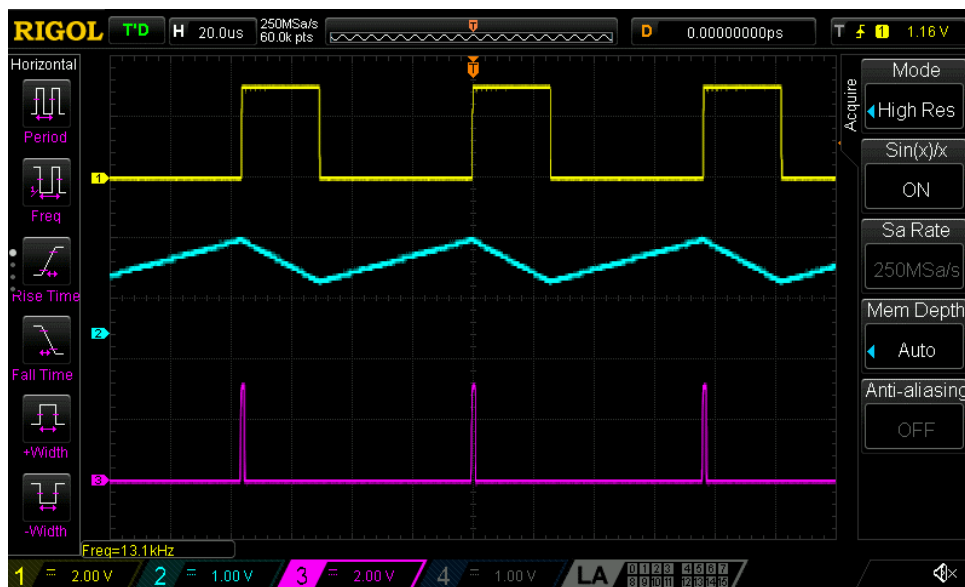
Slika 4.24 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 450$ mV, $N_C = 128$.



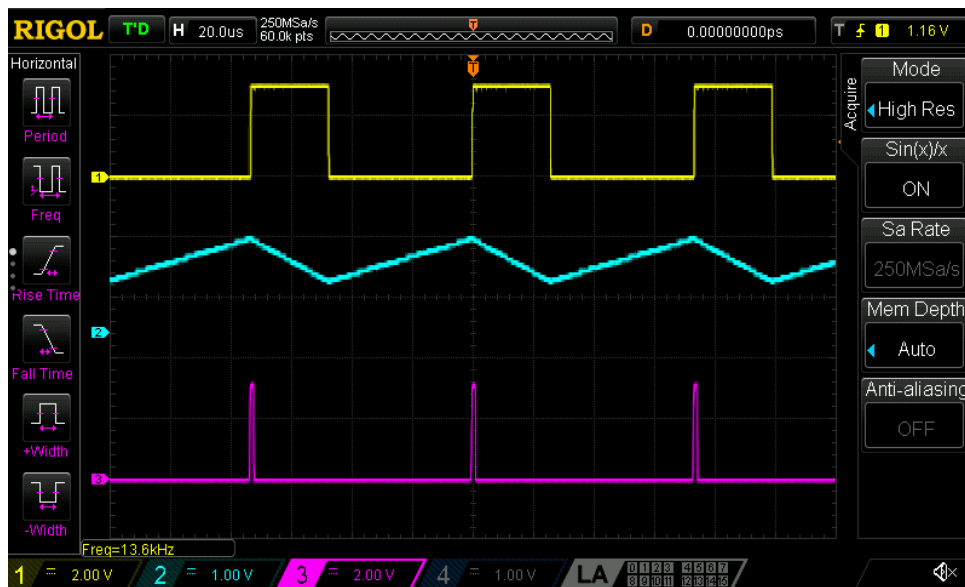
Slika 4.25 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 500$ mV, $N_C = 128$.



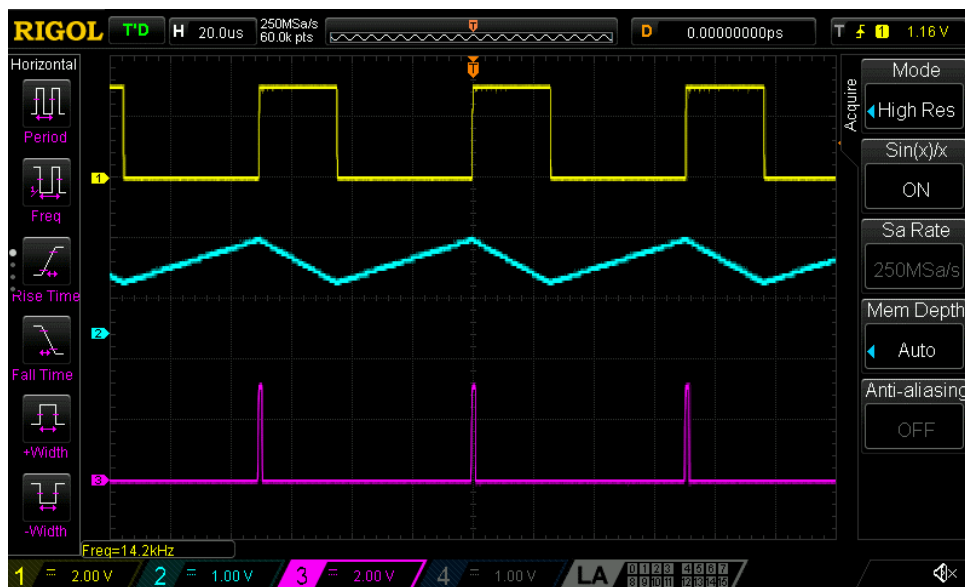
Slika 4.26 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 550$ mV, $N_C = 128$.



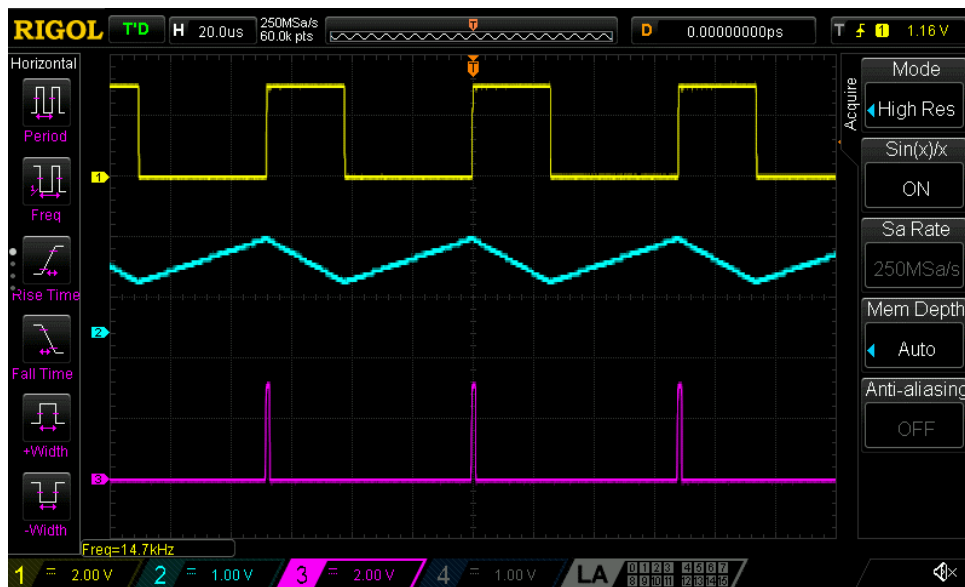
Slika 4.27 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 600$ mV, $N_C = 128$.



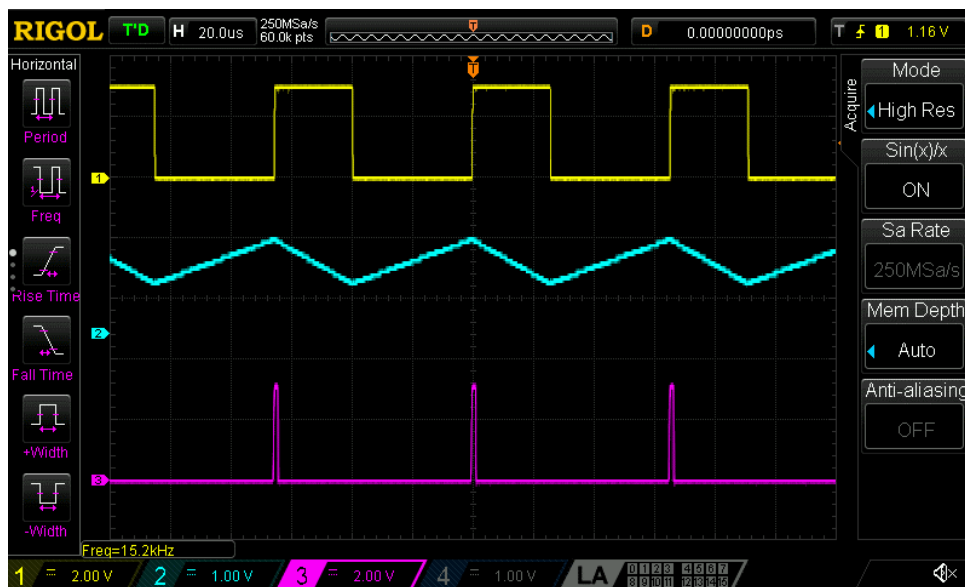
Slika 4.28 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 650$ mV, $N_C = 128$.



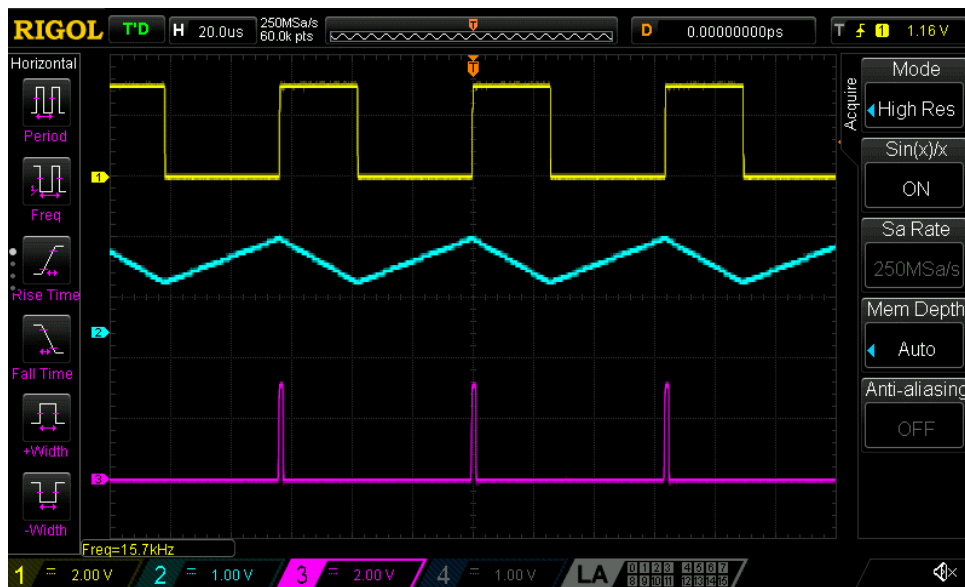
Slika 4.29 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 700$ mV, $N_C = 128$.



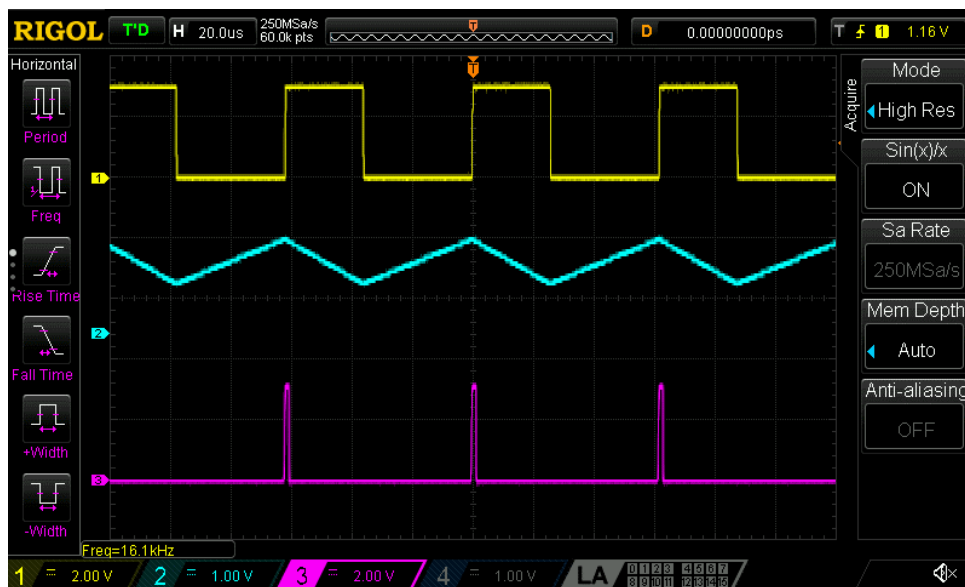
Slika 4.30 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 750$ mV, $N_C = 128$.



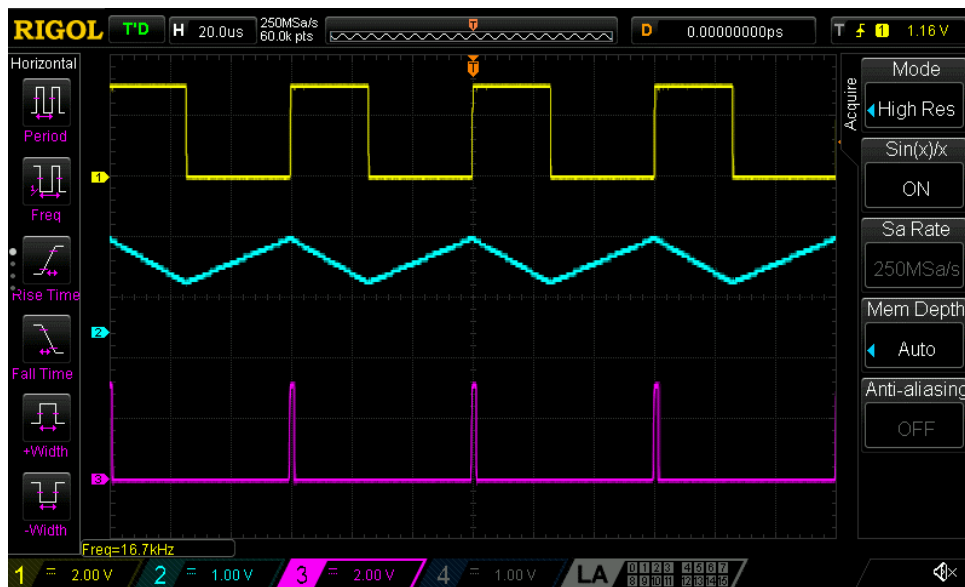
Slika 4.31 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 800$ mV, $N_C = 128$.



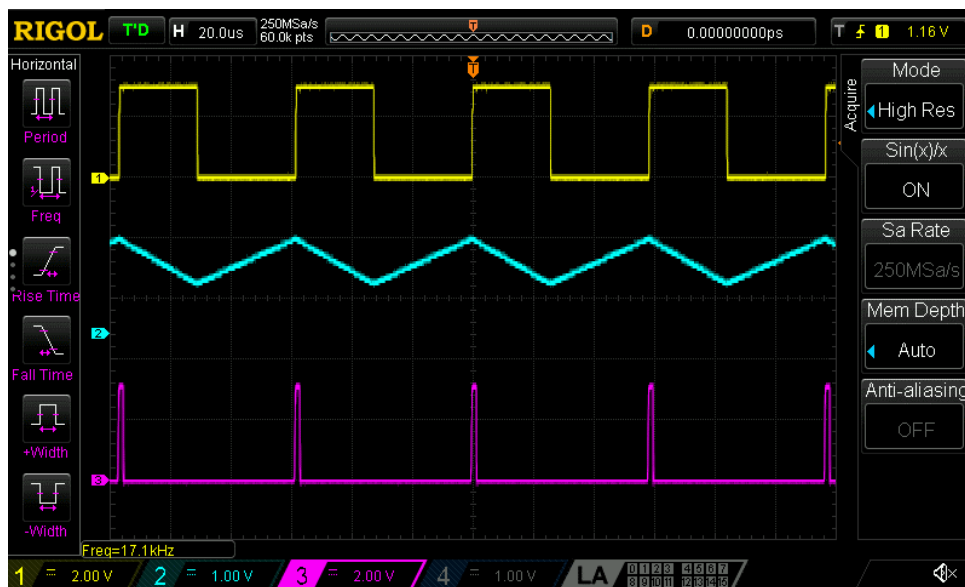
Slika 4.32 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 850$ mV, $N_C = 128$.



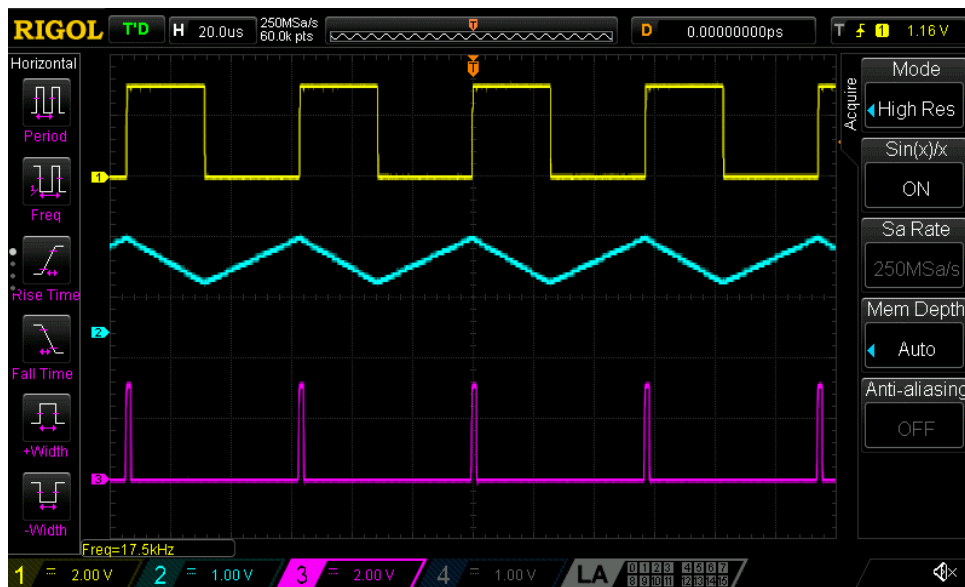
Slika 4.33 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 900$ mV, $N_C = 128$.



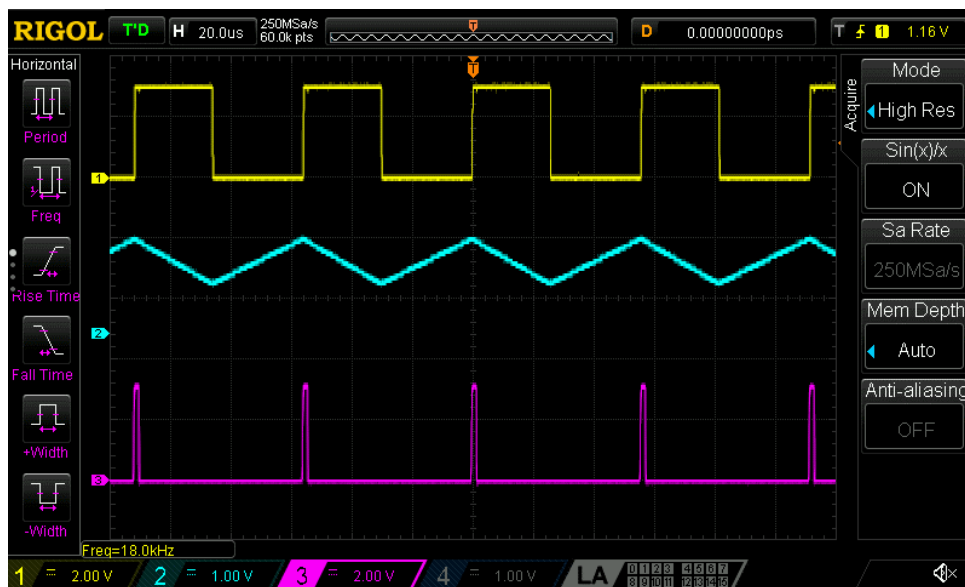
Slika 4.34 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 950$ mV, $N_C = 128$.



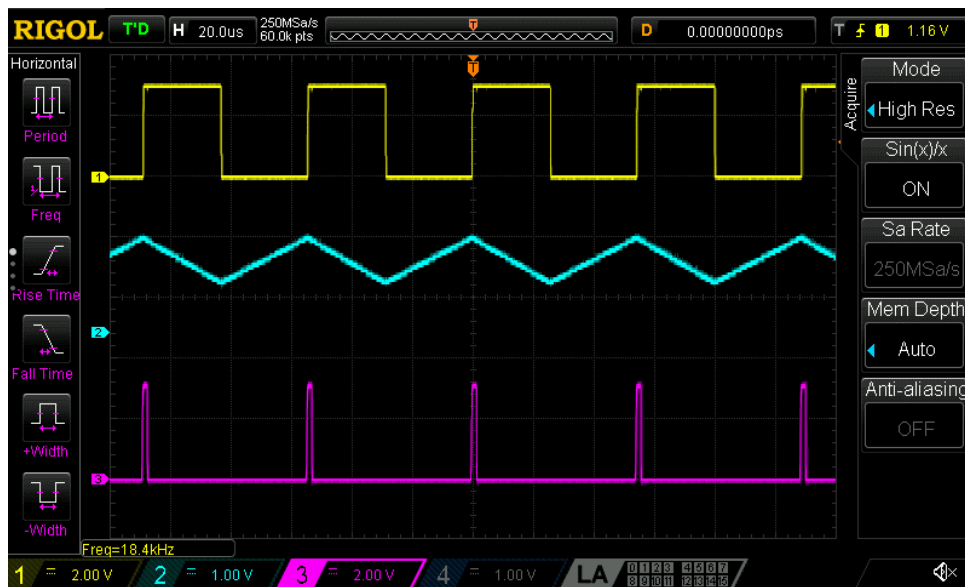
Slika 4.35 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1000$ mV, $N_C = 128$.



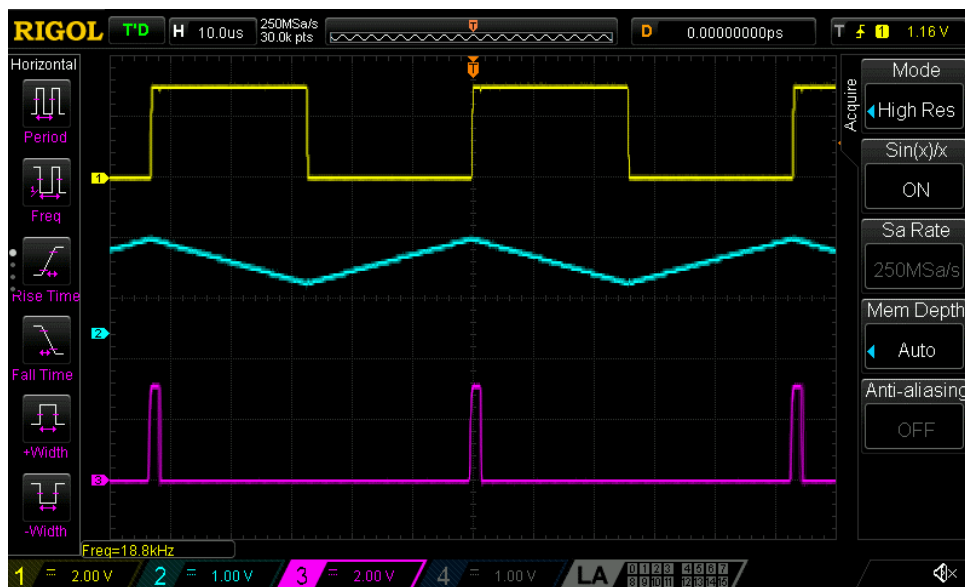
Slika 4.36 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1050$ mV, $N_C = 128$.



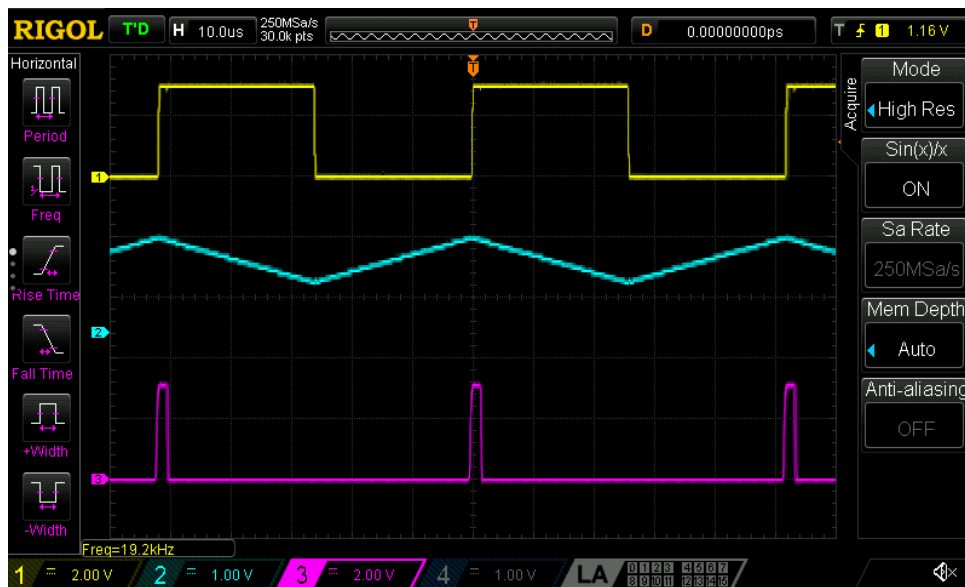
Slika 4.37 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1100$ mV, $N_C = 128$.



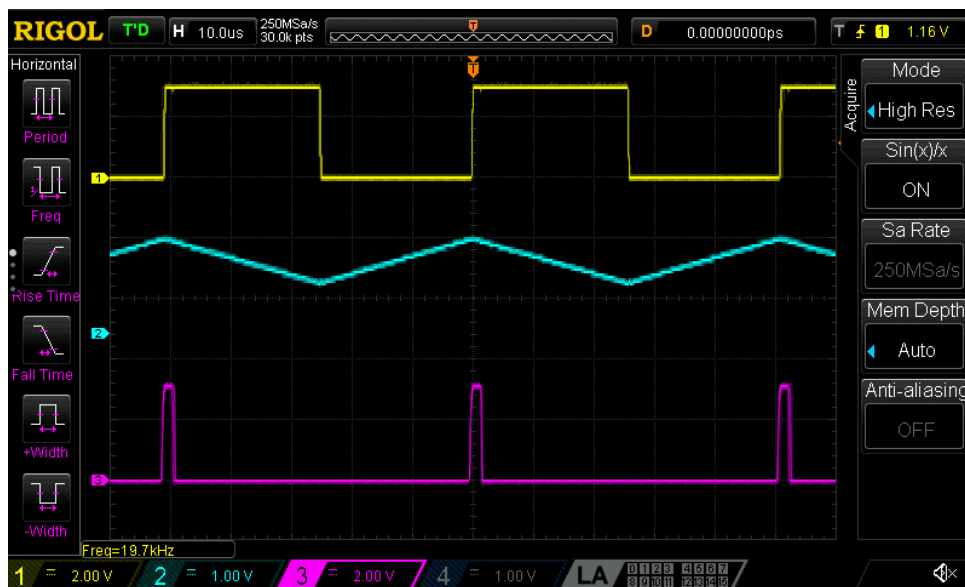
Slika 4.38 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1150$ mV, $N_C = 128$.



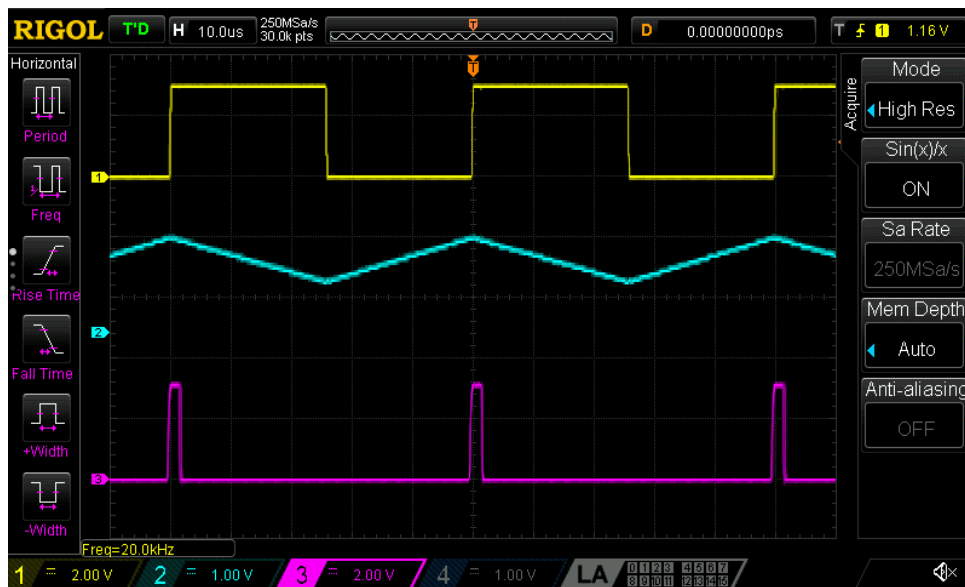
Slika 4.39 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1200$ mV, $N_C = 128$.



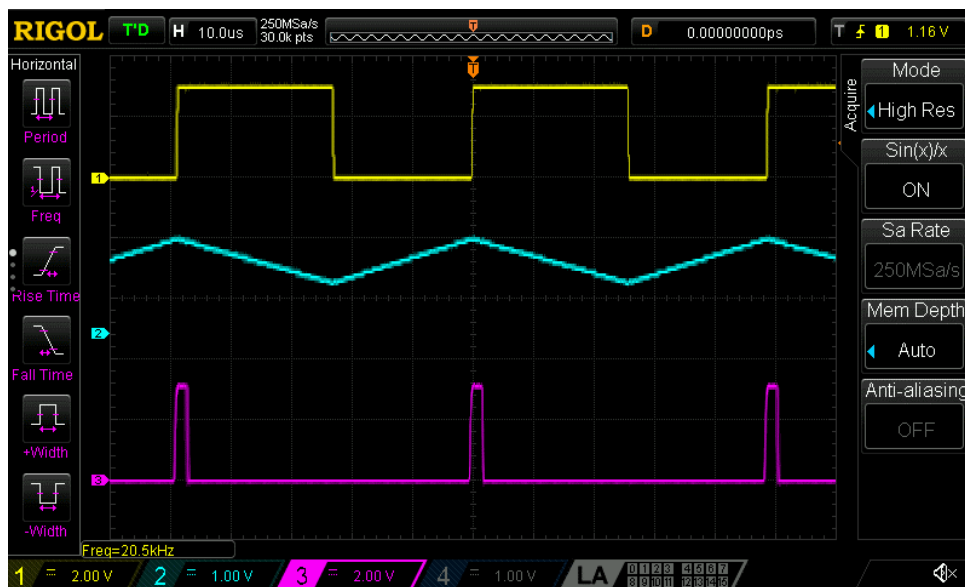
Slika 4.40 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1250$ mV, $N_C = 128$.



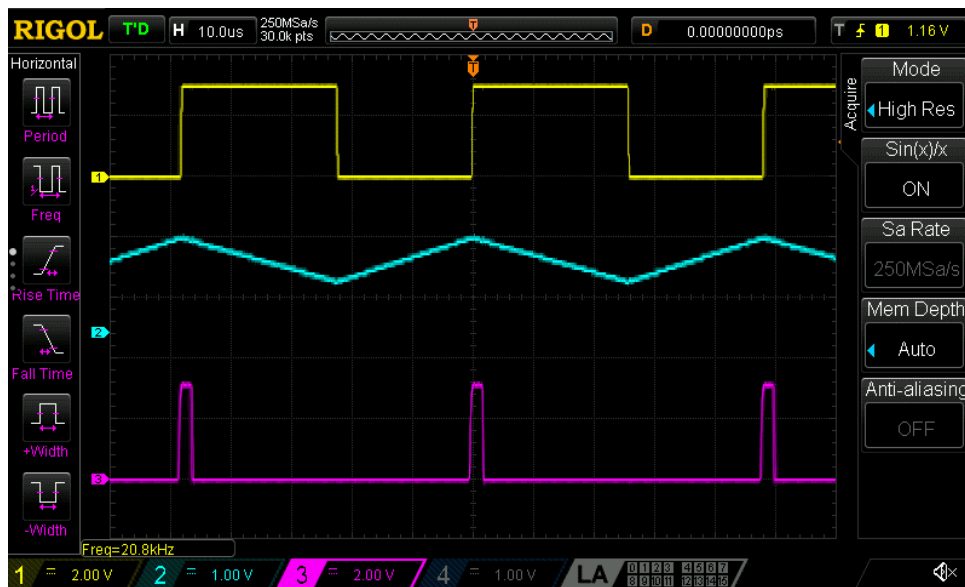
Slika 4.41 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1300$ mV, $N_C = 128$.



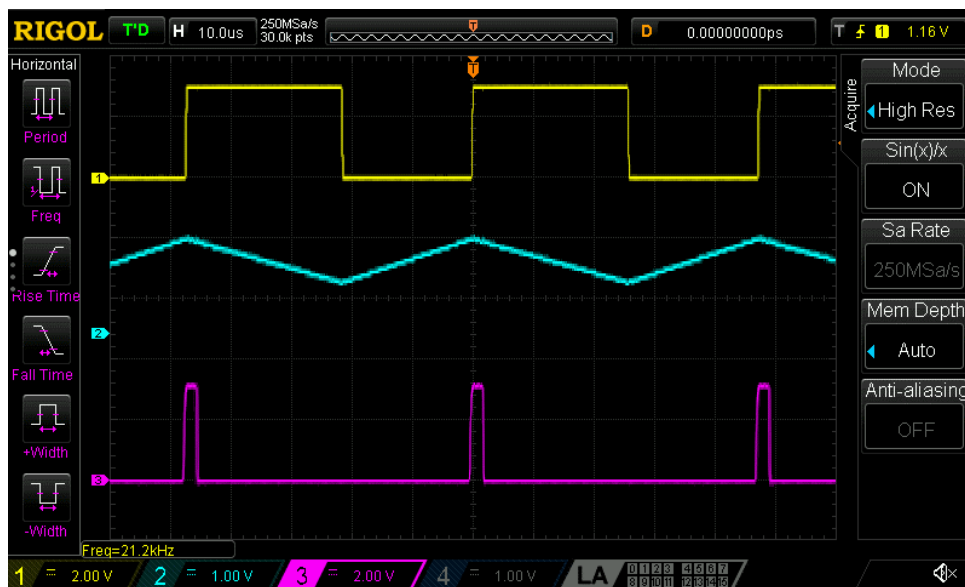
Slika 4.42 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1350$ mV, $N_C = 128$.



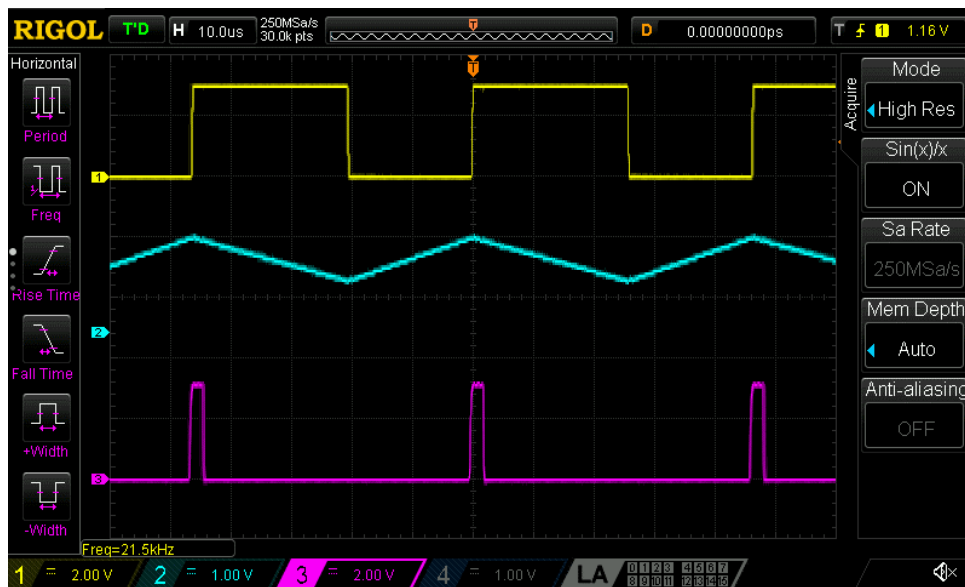
Slika 4.43 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1400$ mV, $N_C = 128$.



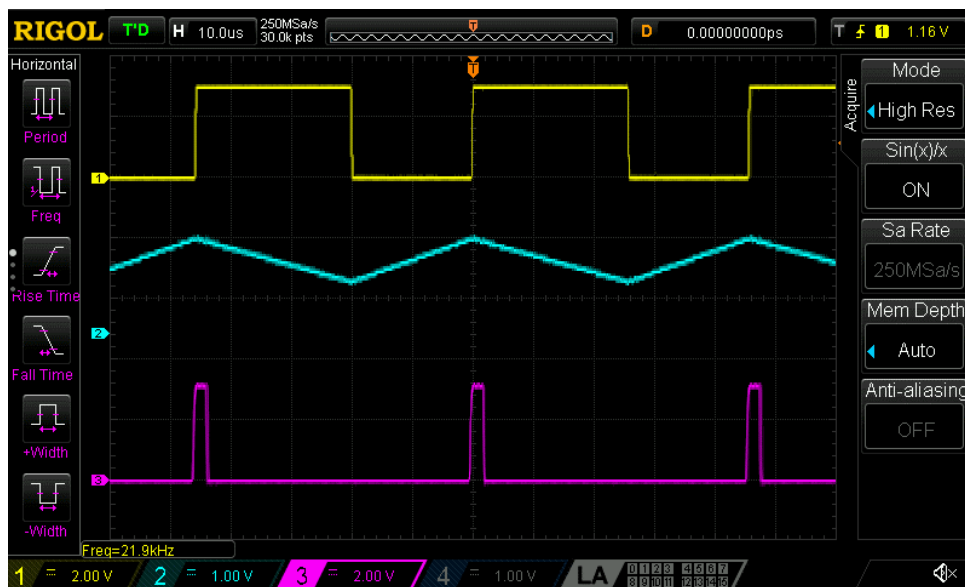
Slika 4.44 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1450$ mV, $N_C = 128$.



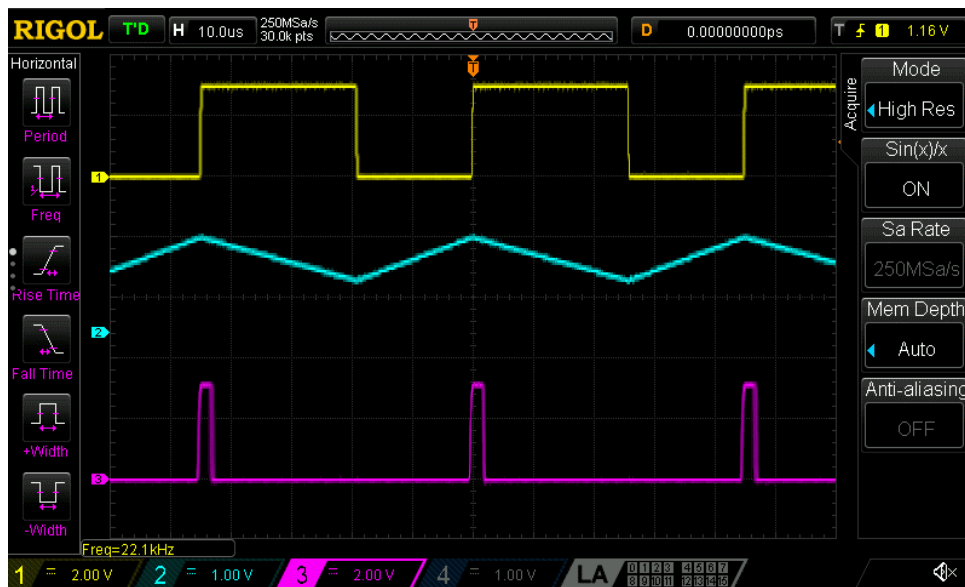
Slika 4.45 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1500$ mV, $N_C = 128$.



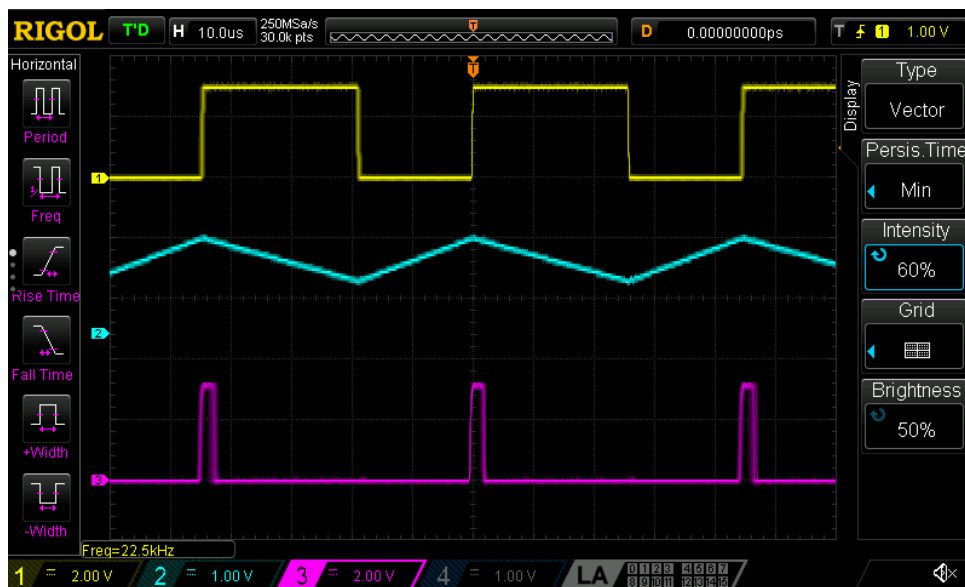
Slika 4.46 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1550$ mV, $N_C = 128$.



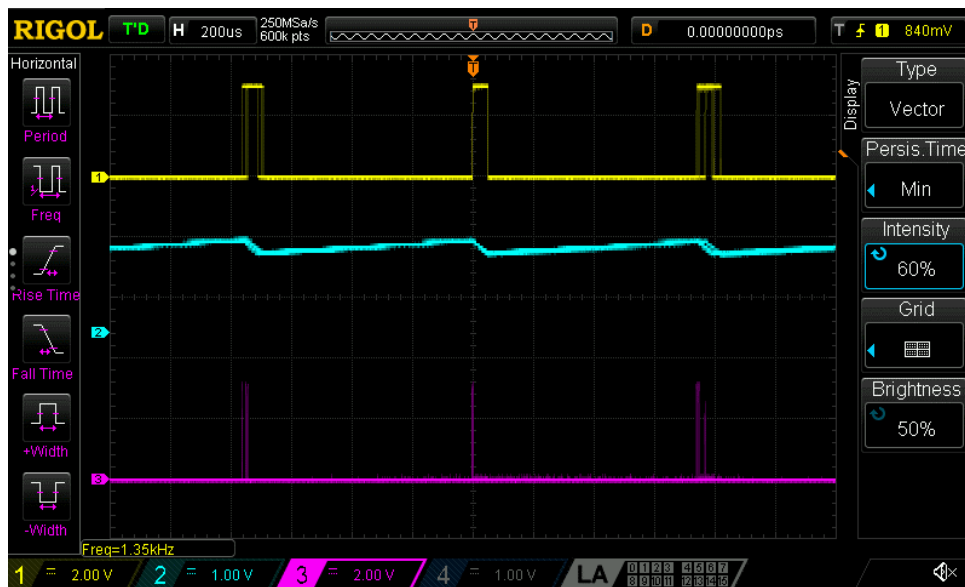
Slika 4.47 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1600$ mV, $N_C = 128$.



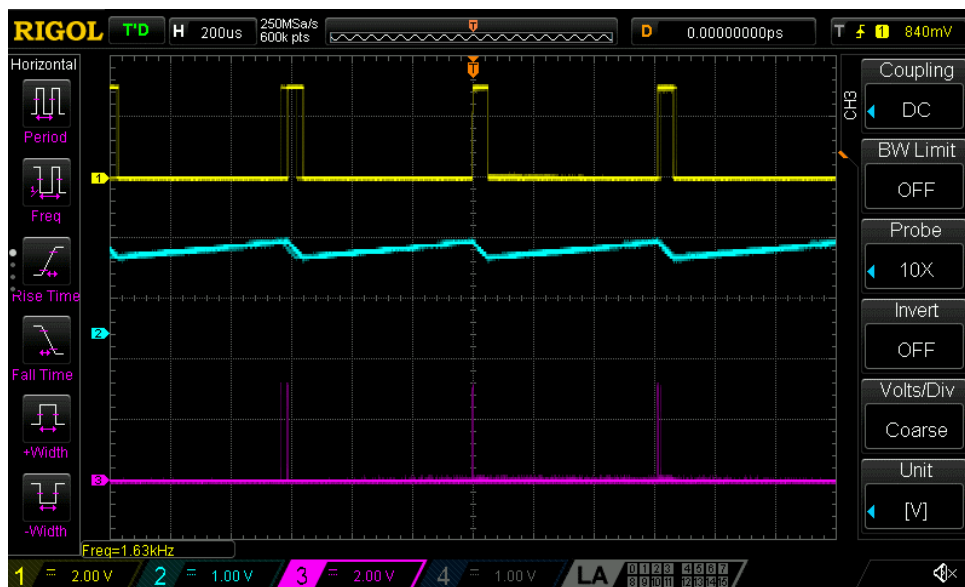
Slika 4.48 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1650$ mV, $N_C = 128$.



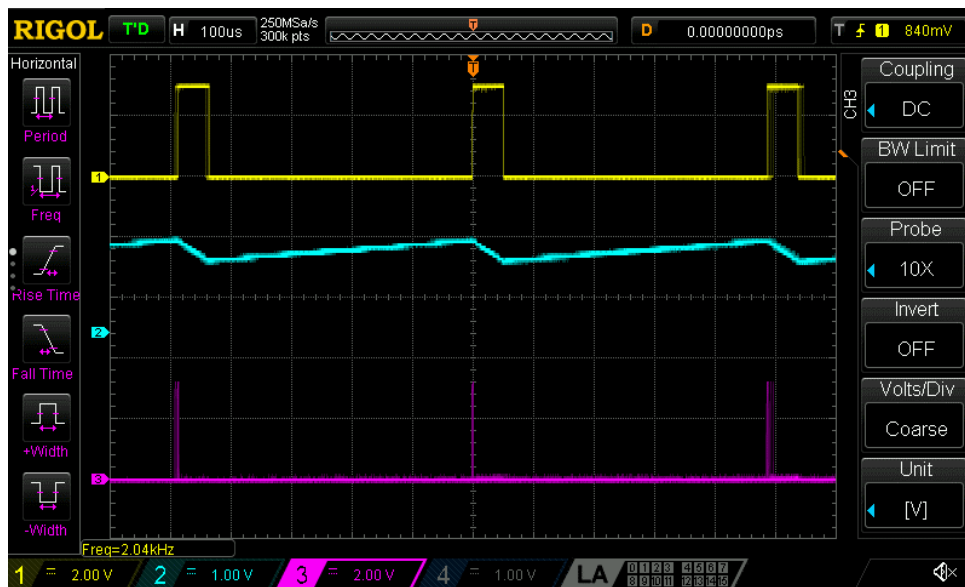
Slika 4.49 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1700$ mV, $N_C = 128$.



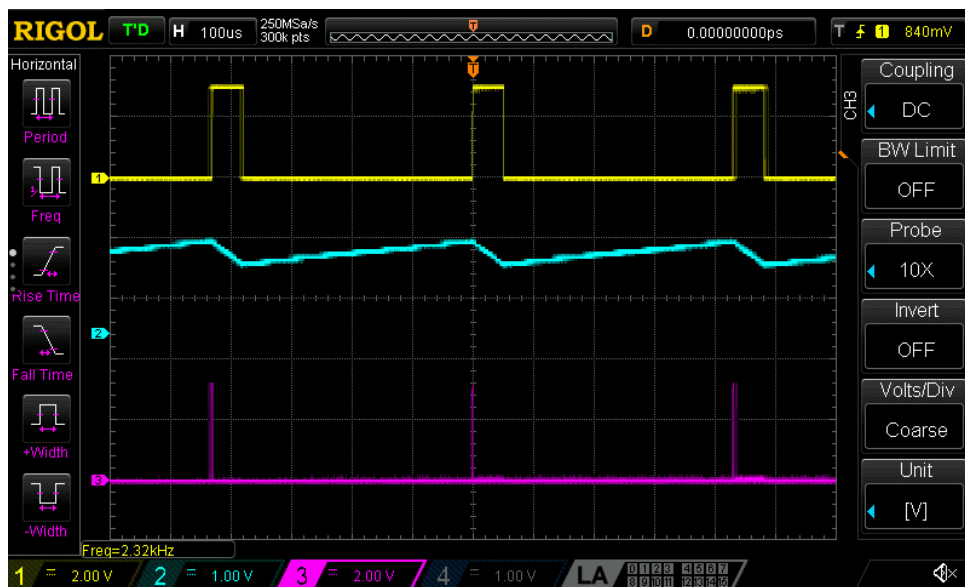
Slika 4.50 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 10$ mV, $N_C = 256$.



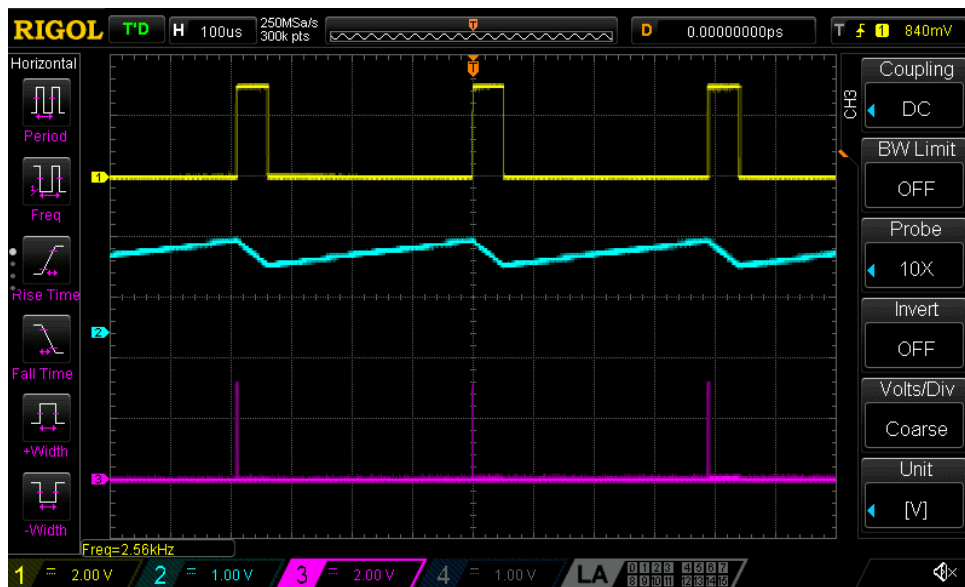
Slika 4.51 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 20$ mV, $N_C = 256$.



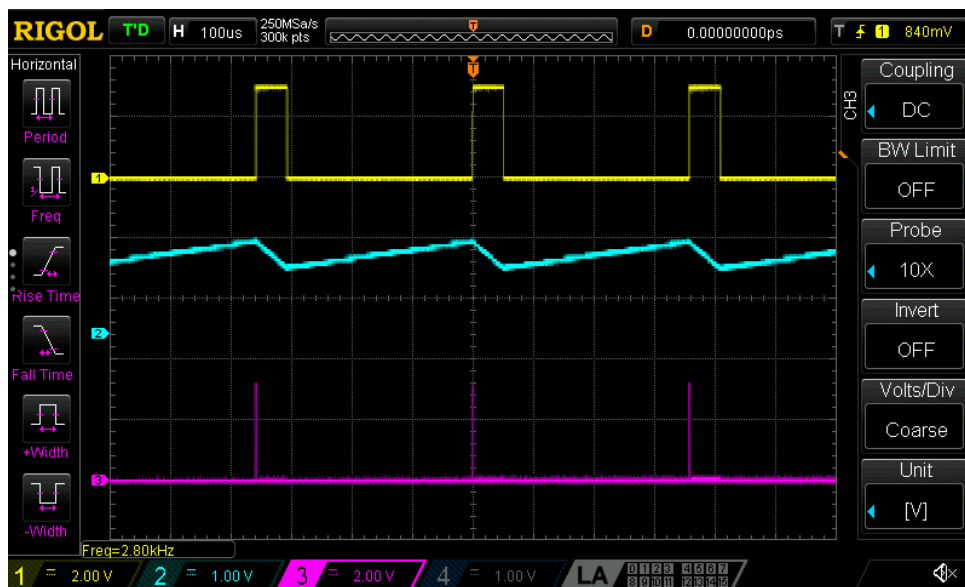
Slika 4.52 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 30$ mV, $N_C = 256$.



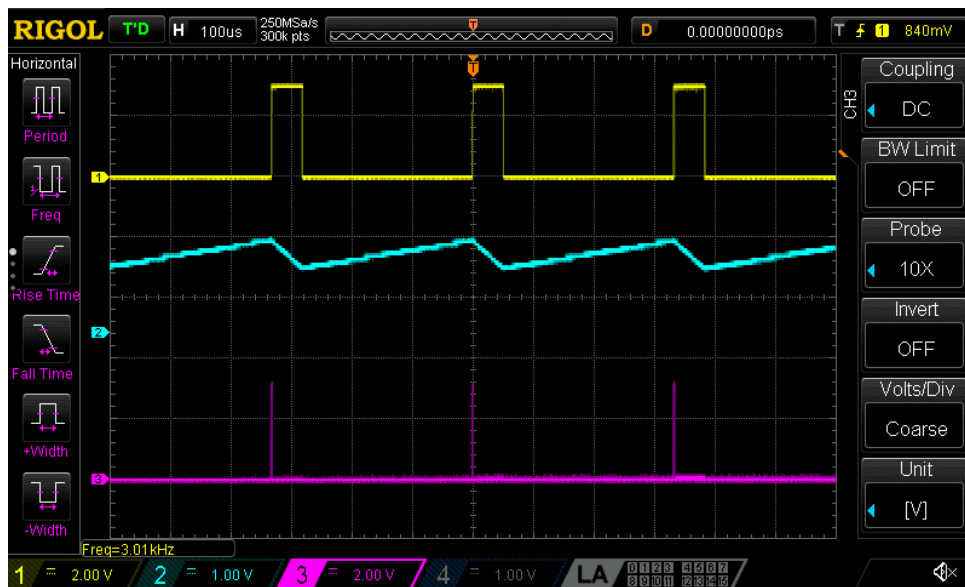
Slika 4.53 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 40$ mV, $N_C = 256$.



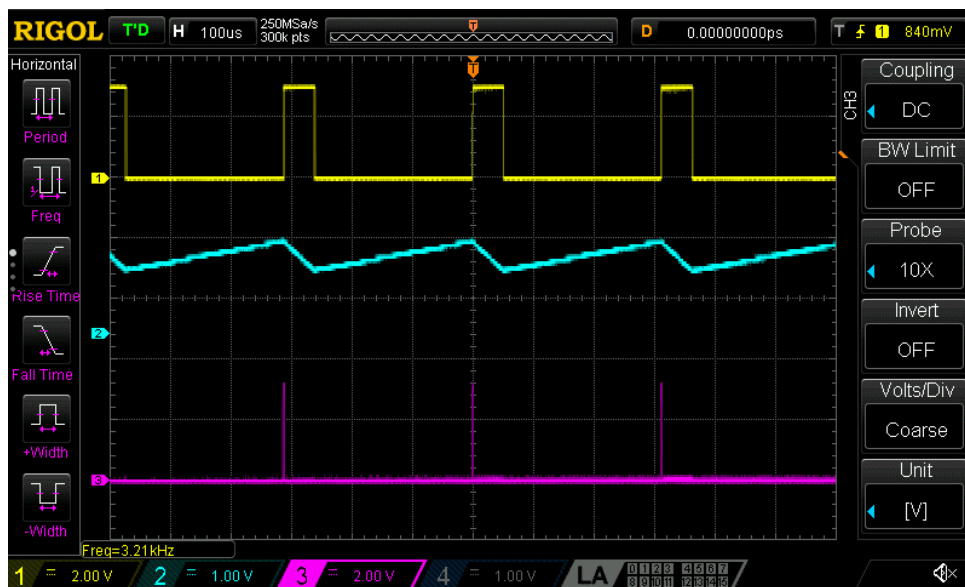
Slika 4.54 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 50$ mV, $N_C = 256$.



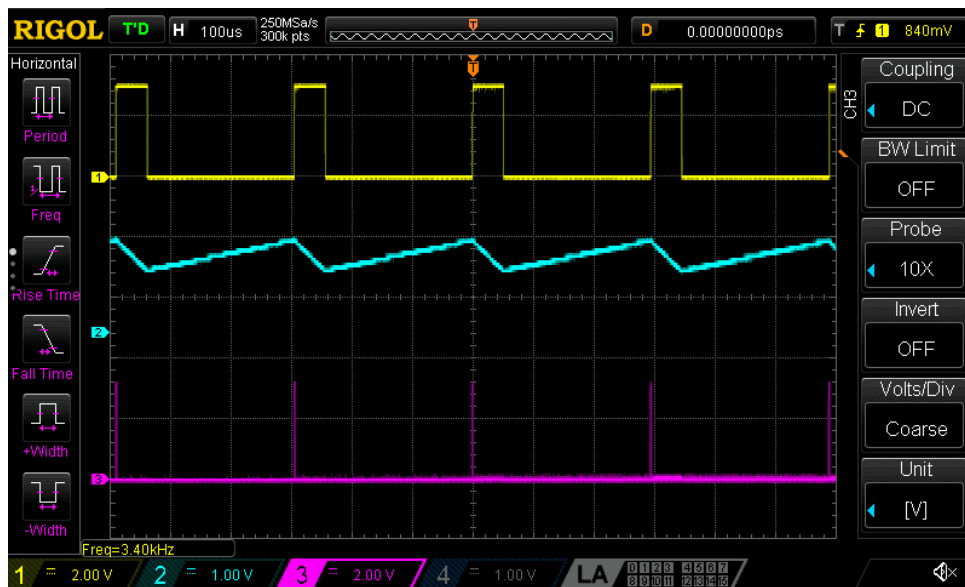
Slika 4.55 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 60$ mV, $N_C = 256$.



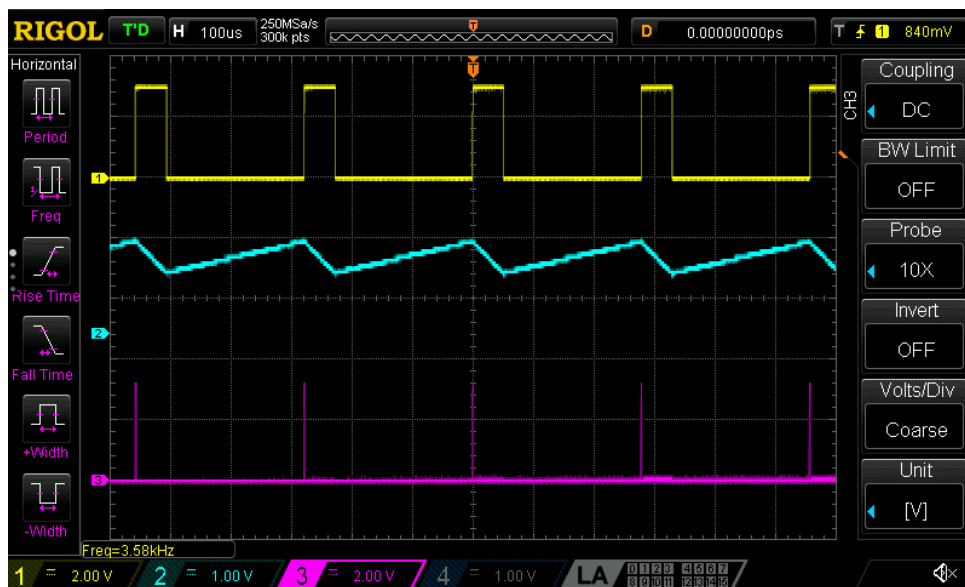
Slika 4.56 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 70$ mV, $N_C = 256$.



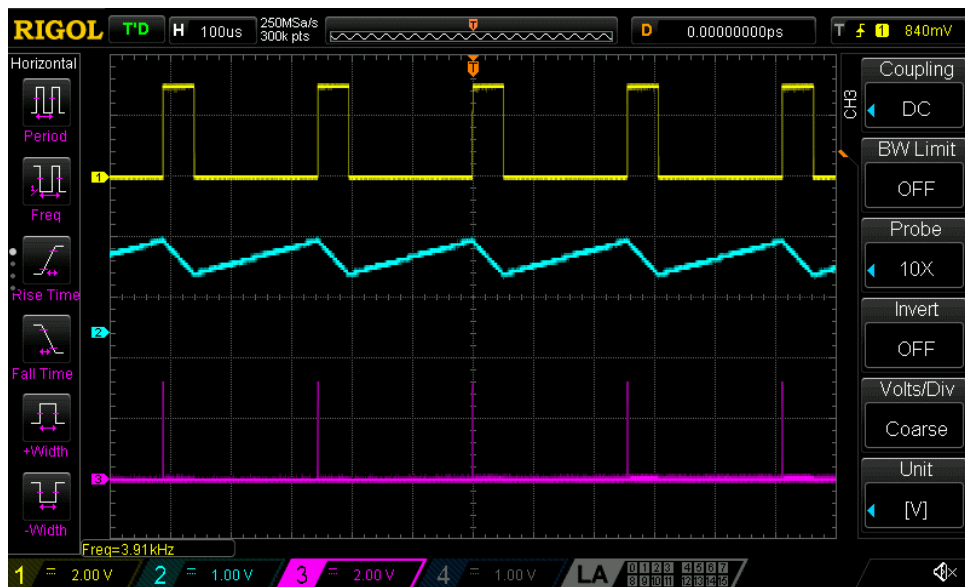
Slika 4.57 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 80$ mV, $N_C = 256$.



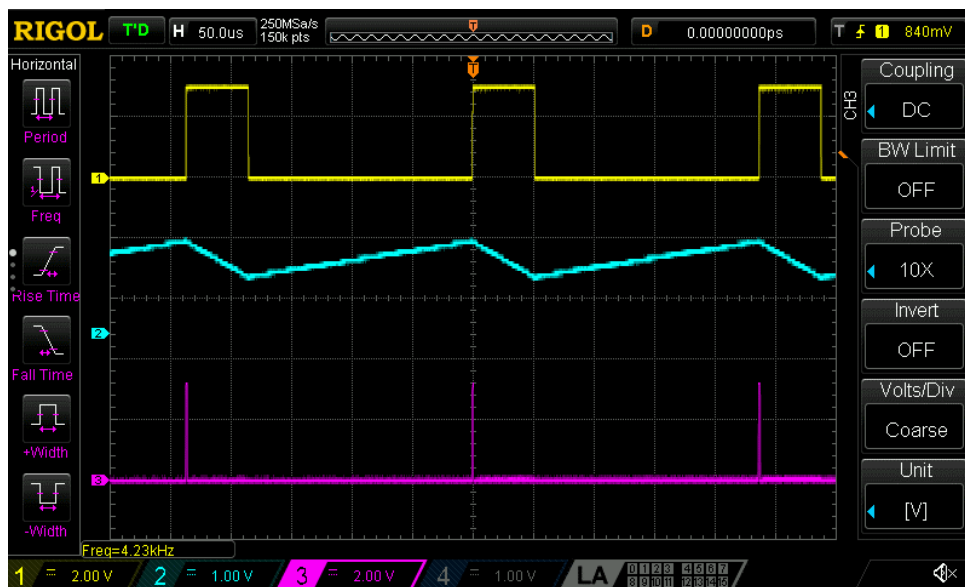
Slika 4.58 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 90$ mV, $N_C = 256$.



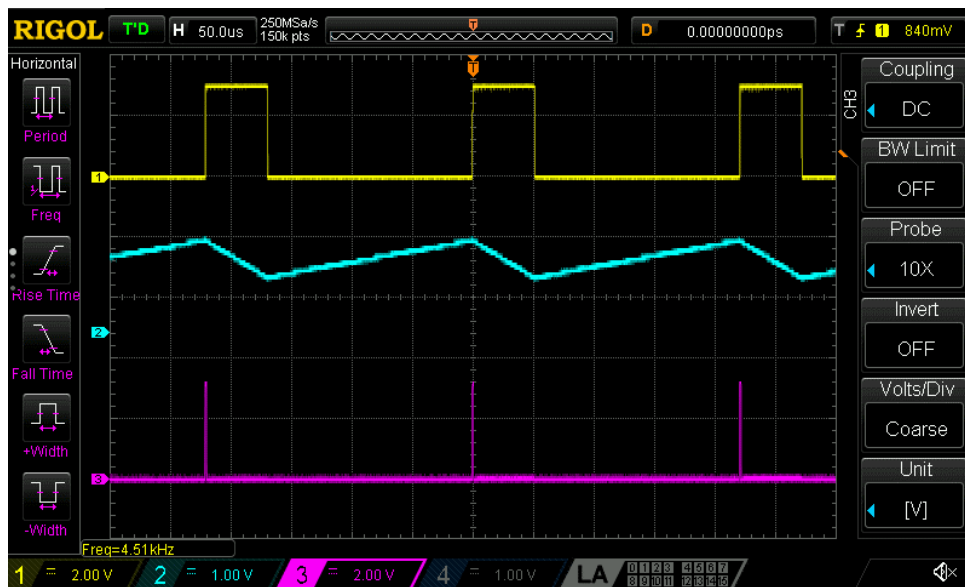
Slika 4.59 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 100$ mV, $N_C = 256$.



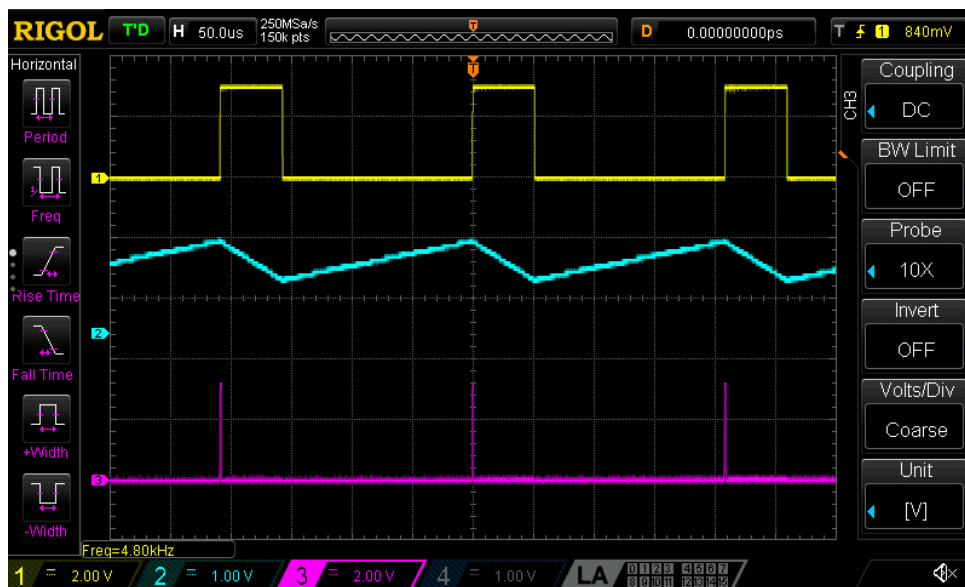
Slika 4.60 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 120$ mV, $N_C = 256$.



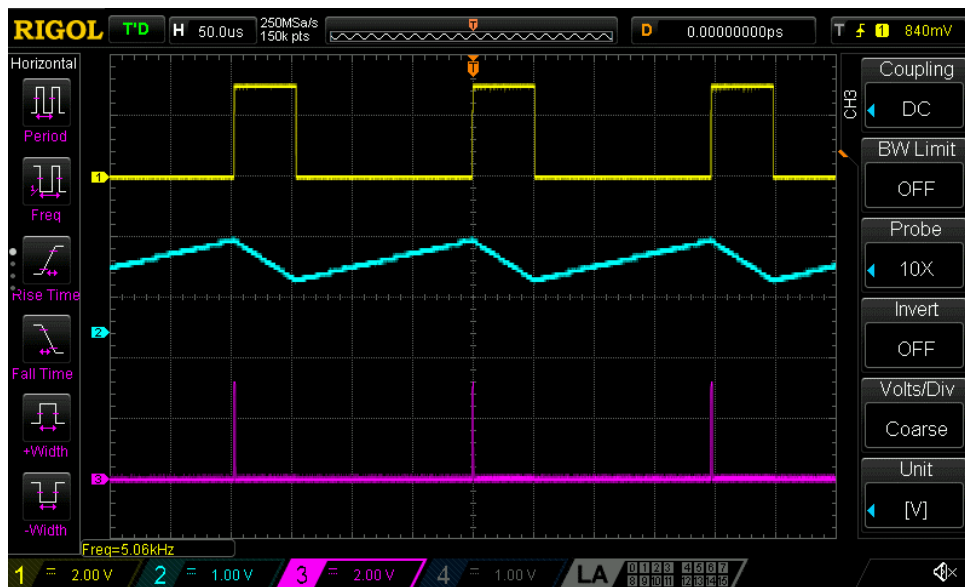
Slika 4.61 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 140$ mV, $N_C = 256$.



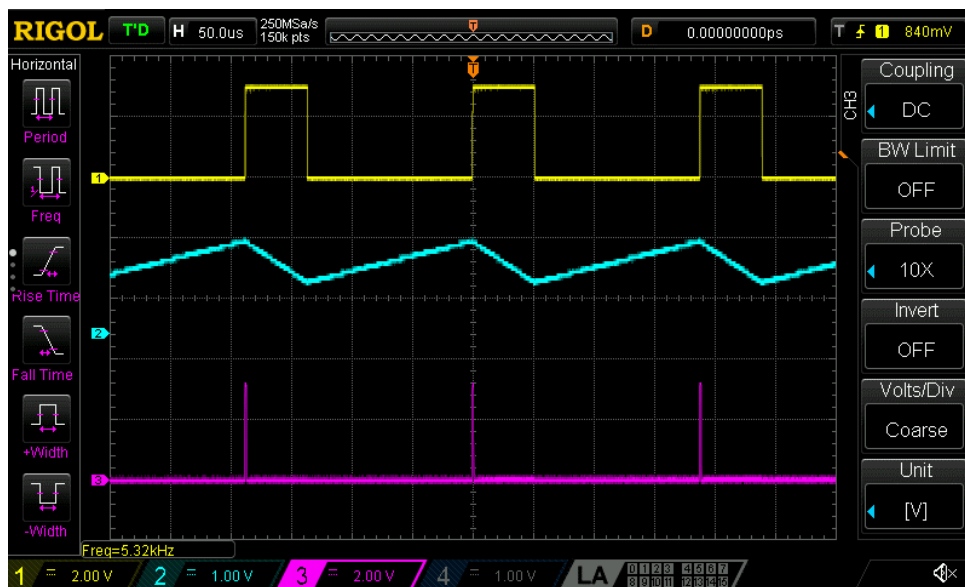
Slika 4.62 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 160$ mV, $N_C = 256$.



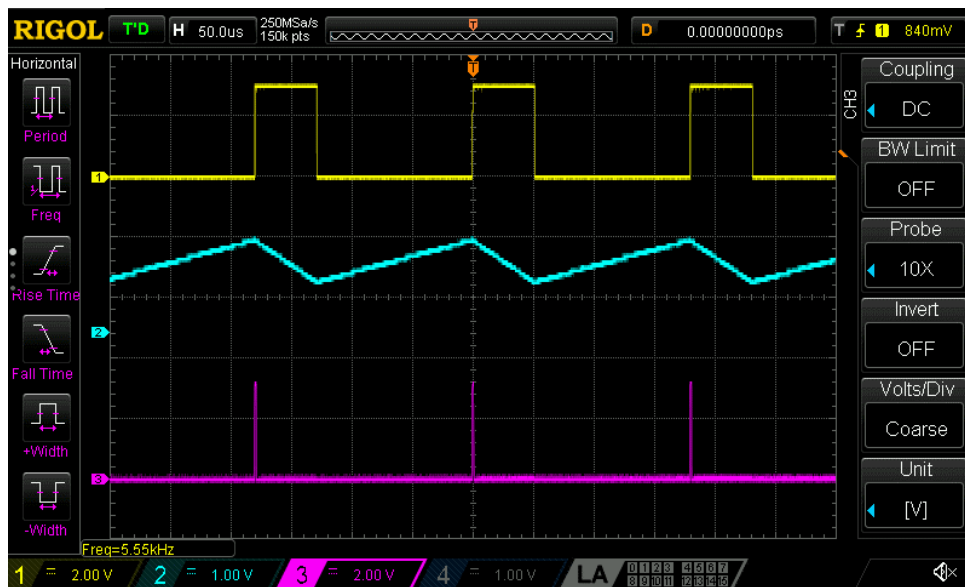
Slika 4.63 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 180$ mV, $N_C = 256$.



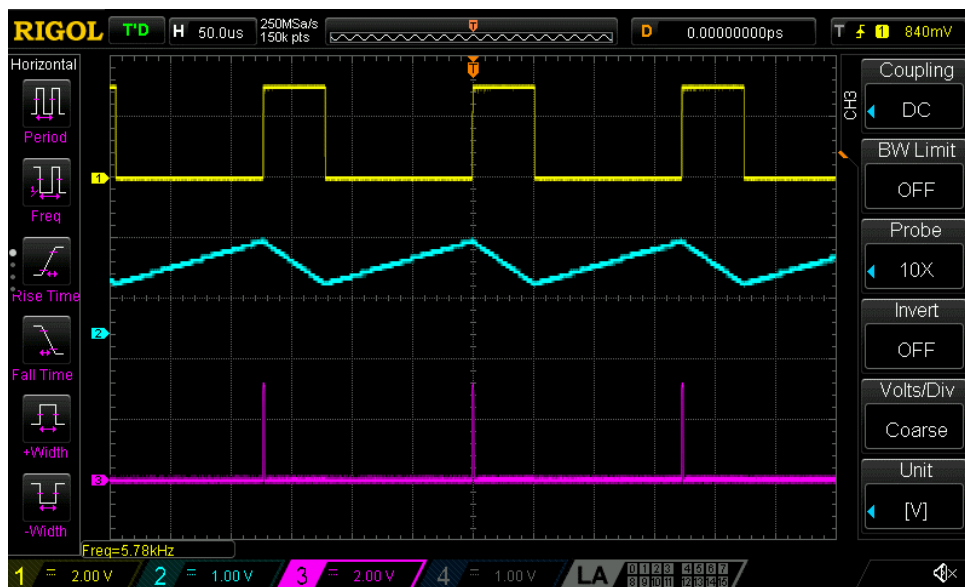
Slika 4.64 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 200$ mV, $N_C = 256$.



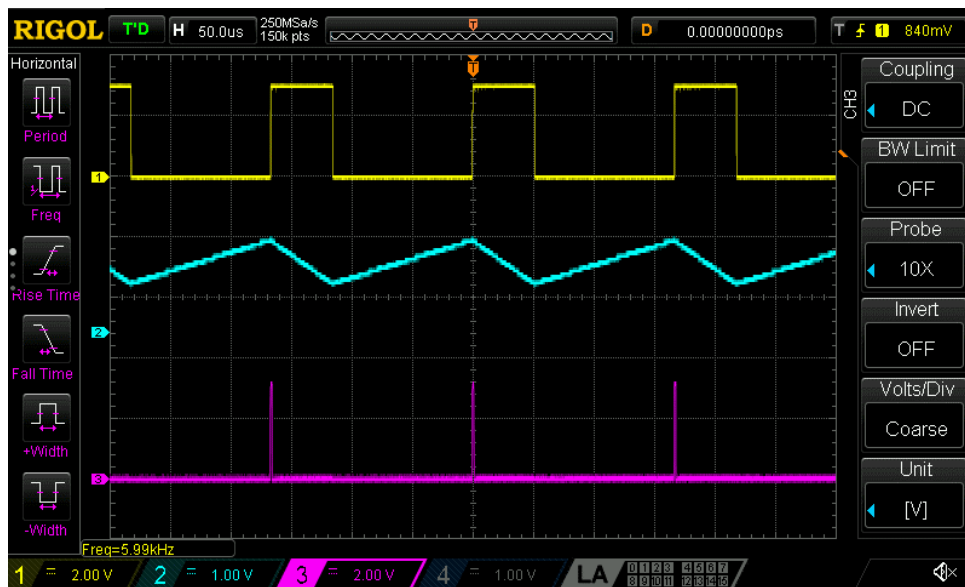
Slika 4.65 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 220$ mV, $N_C = 256$.



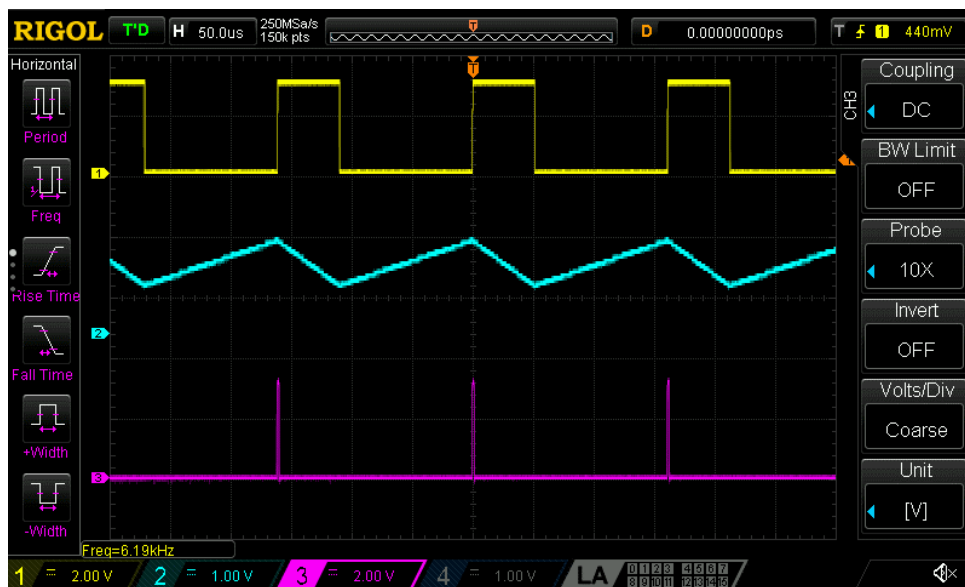
Slika 4.66 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 240$ mV, $N_C = 256$.



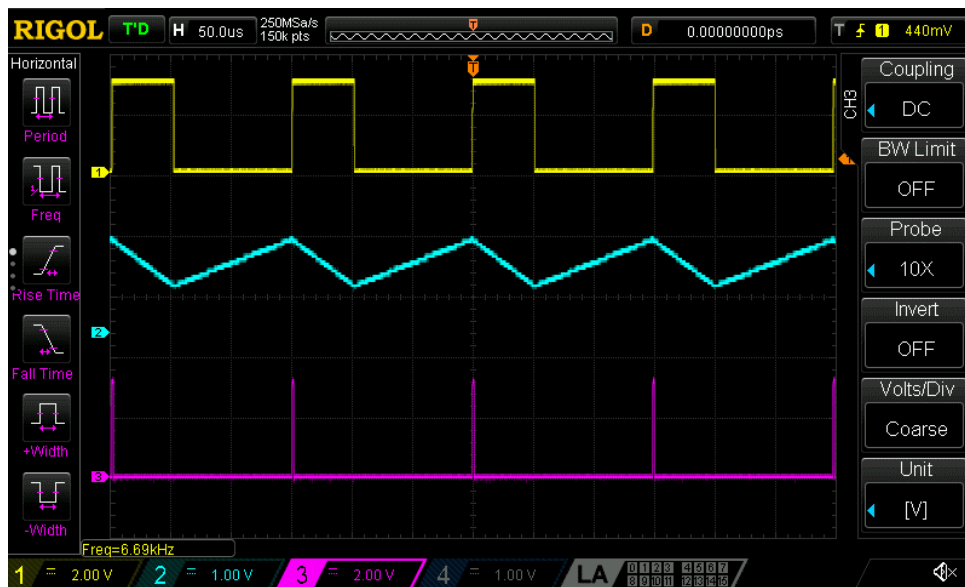
Slika 4.67 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 260$ mV, $N_C = 256$.



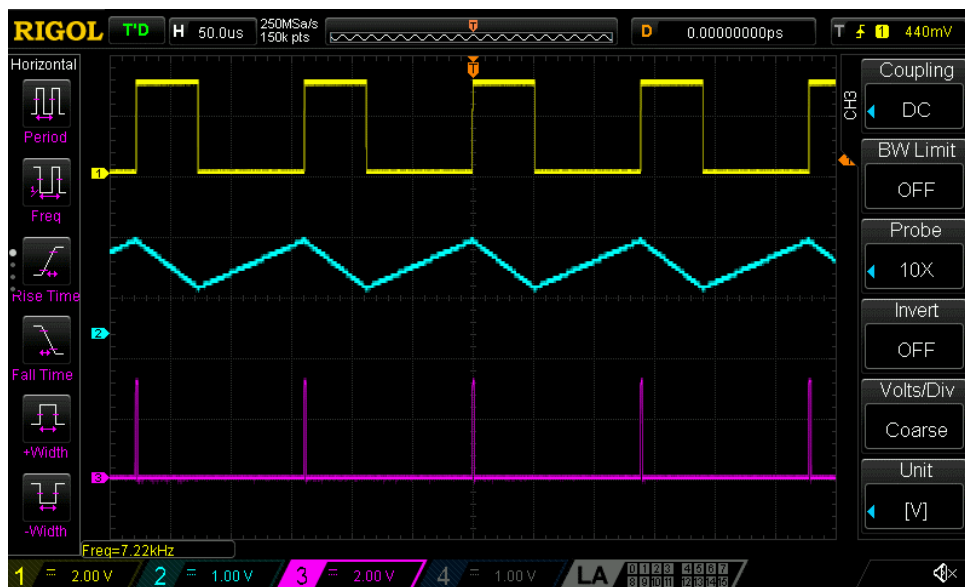
Slika 4.68 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 280$ mV, $N_C = 256$.



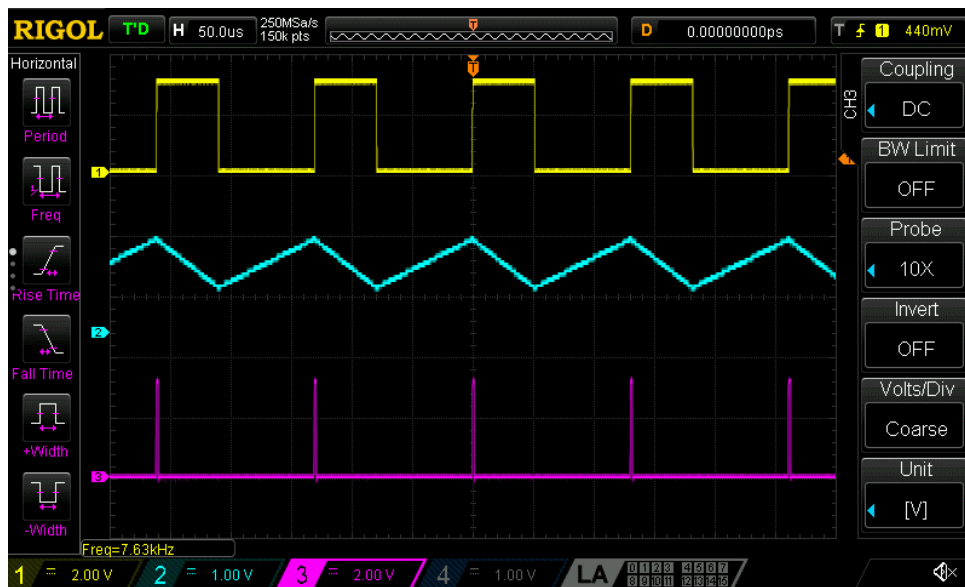
Slika 4.69 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 300$ mV, $N_C = 256$.



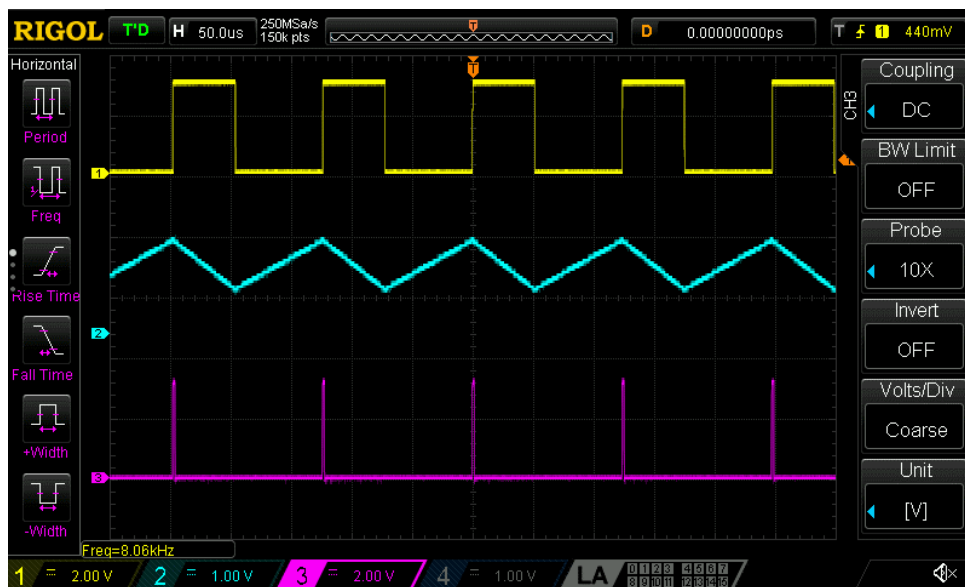
Slika 4.70 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 350$ mV, $N_C = 256$.



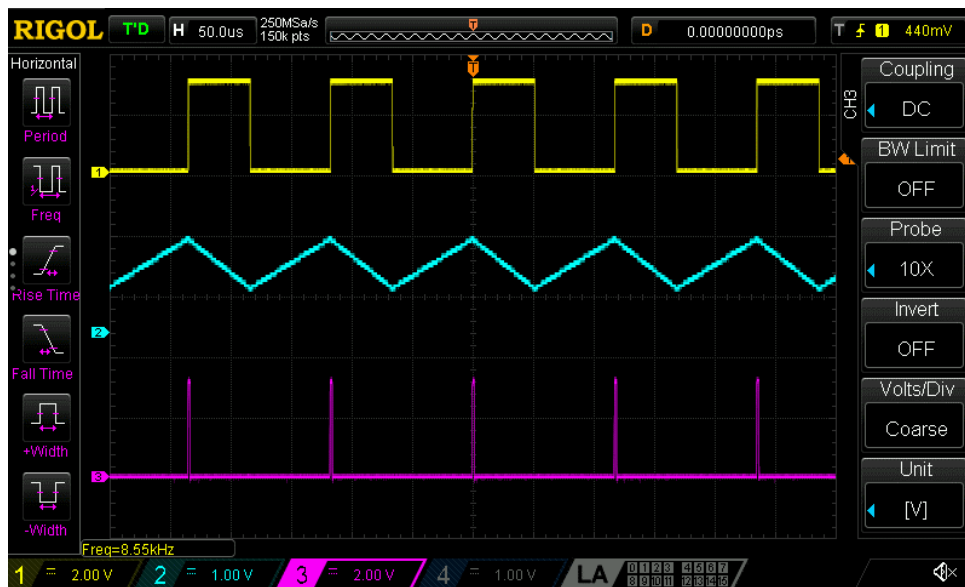
Slika 4.71 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 400$ mV, $N_C = 256$.



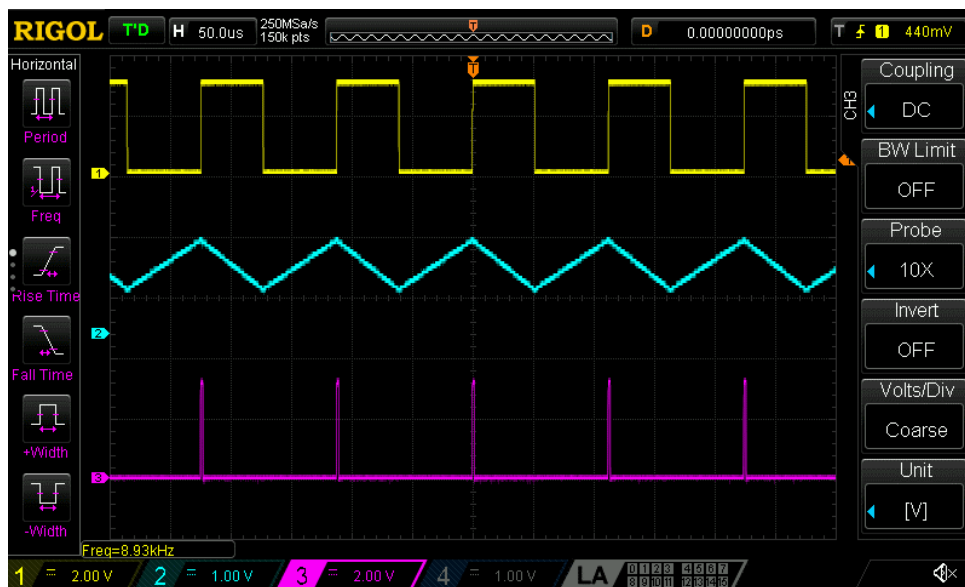
Slika 4.72 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 450$ mV, $N_C = 256$.



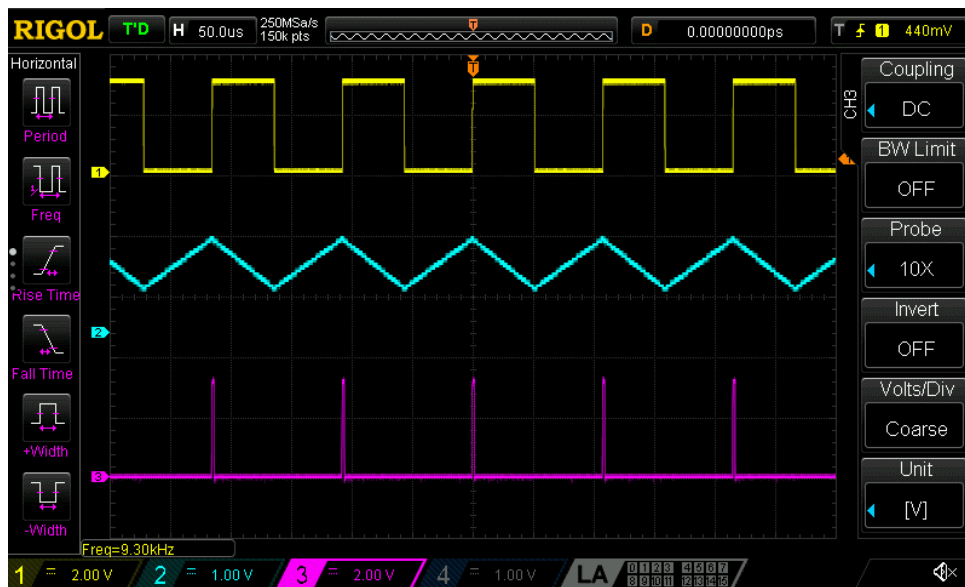
Slika 4.73 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 500$ mV, $N_C = 256$.



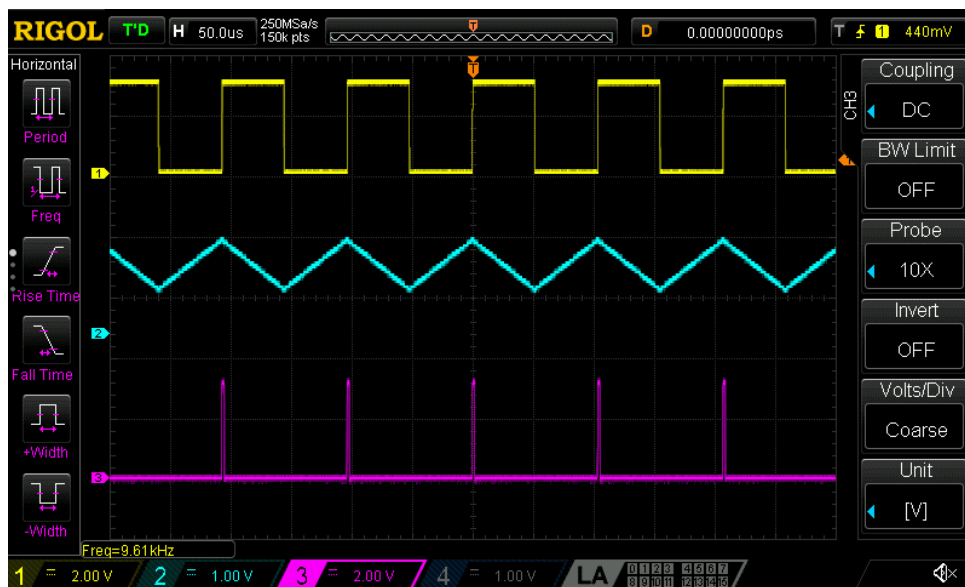
Slika 4.74 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 550$ mV, $N_C = 256$.



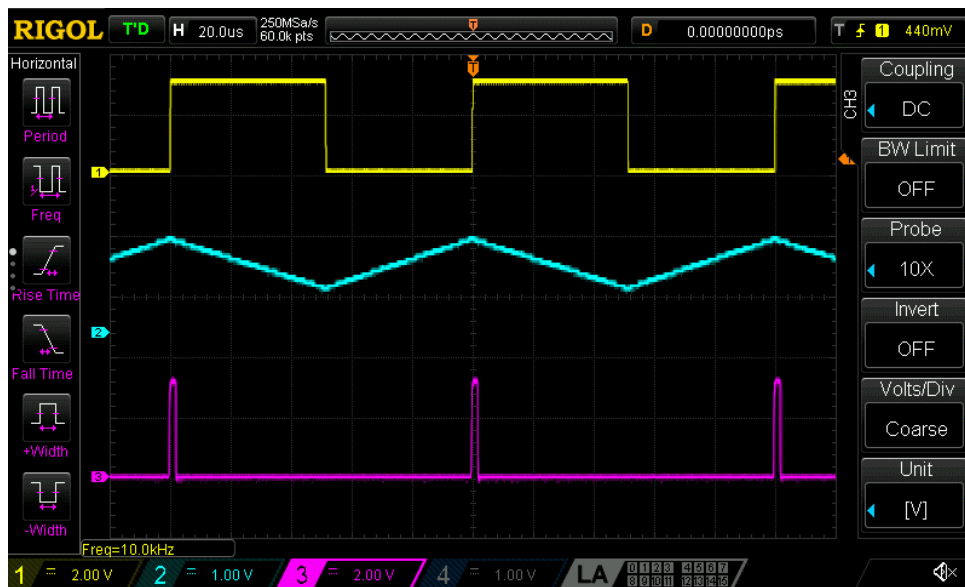
Slika 4.75 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 600$ mV, $N_C = 256$.



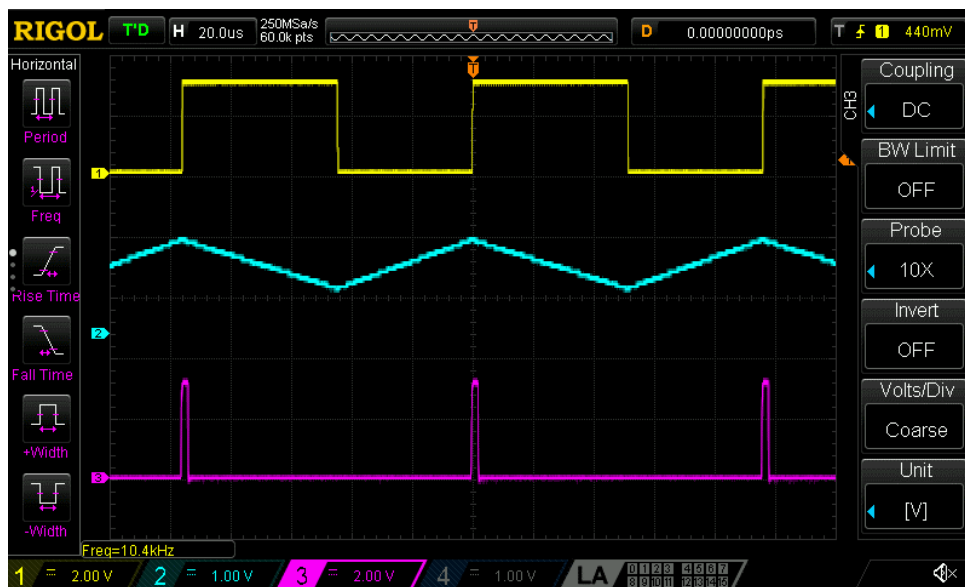
Slika 4.76 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 650$ mV, $N_C = 256$.



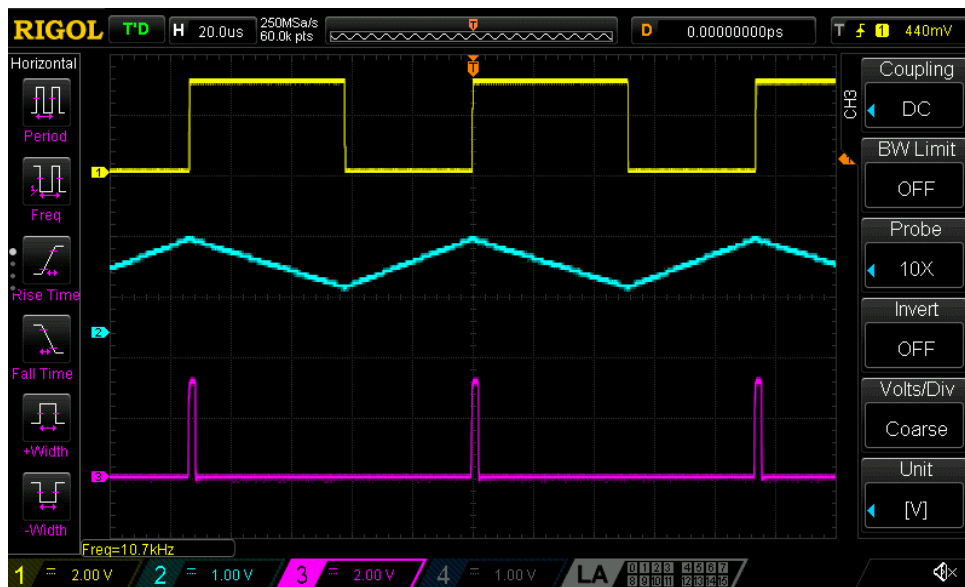
Slika 4.77 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 700$ mV, $N_C = 256$.



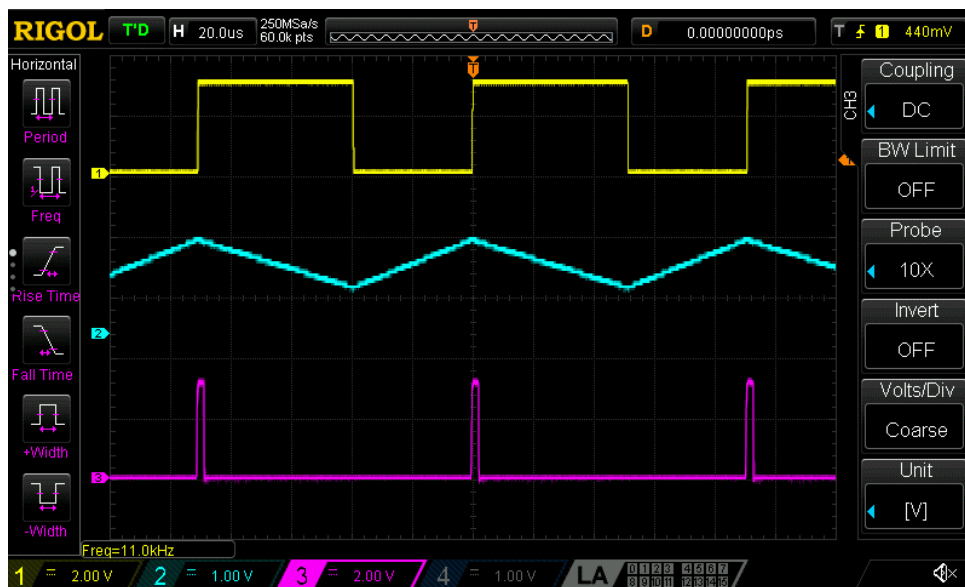
Slika 4.78 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 750$ mV, $N_C = 256$.



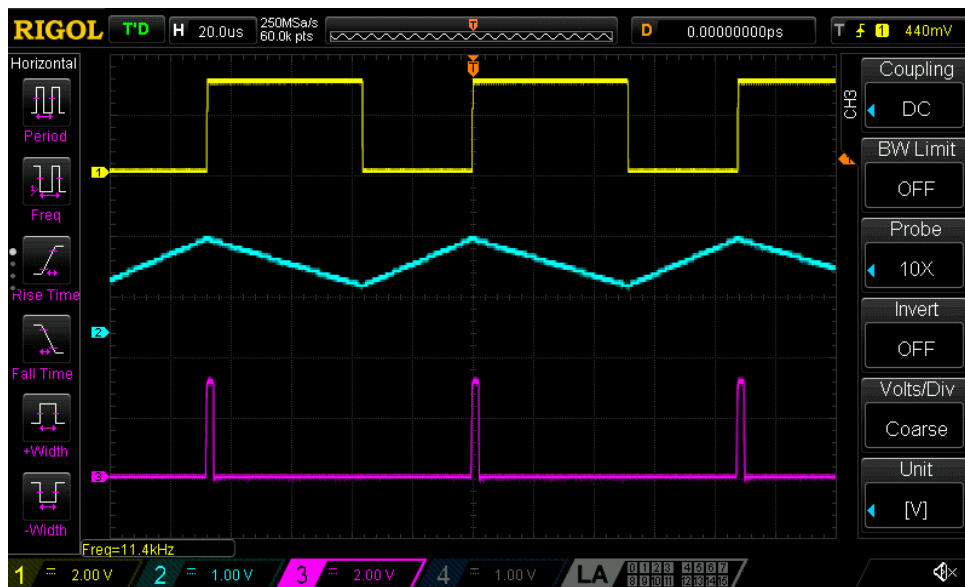
Slika 4.79 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 800$ mV, $N_C = 256$.



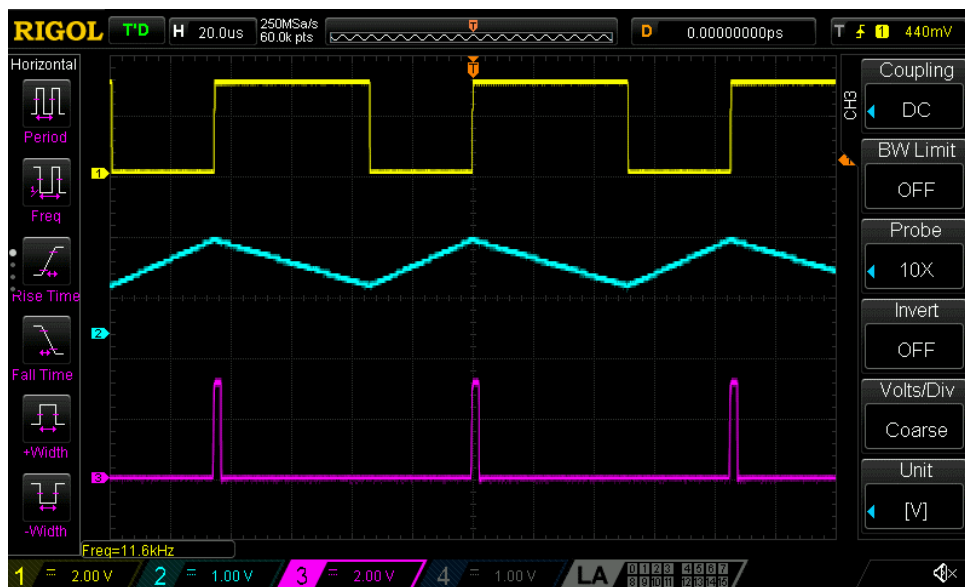
Slika 4.80 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 850$ mV, $N_C = 256$.



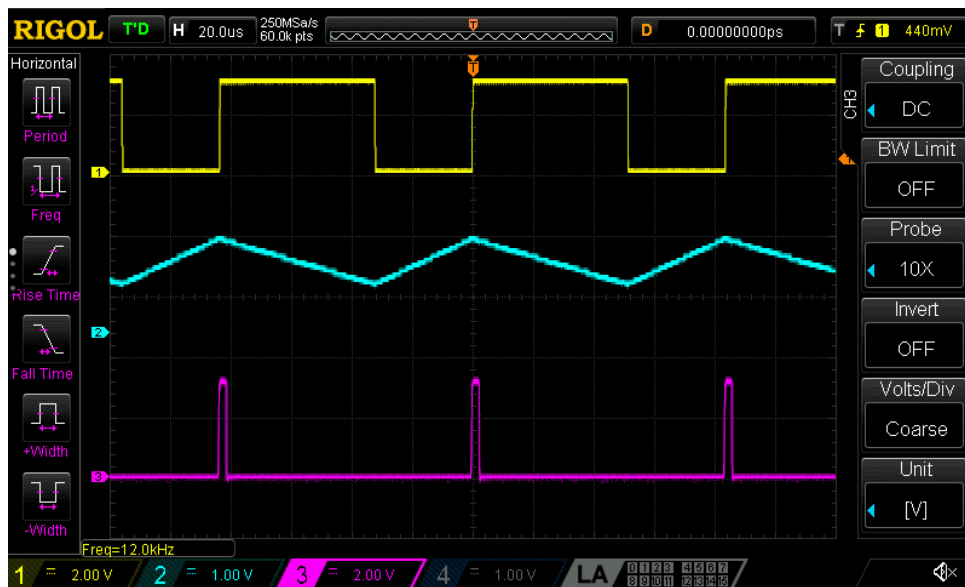
Slika 4.81 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 900$ mV, $N_C = 256$.



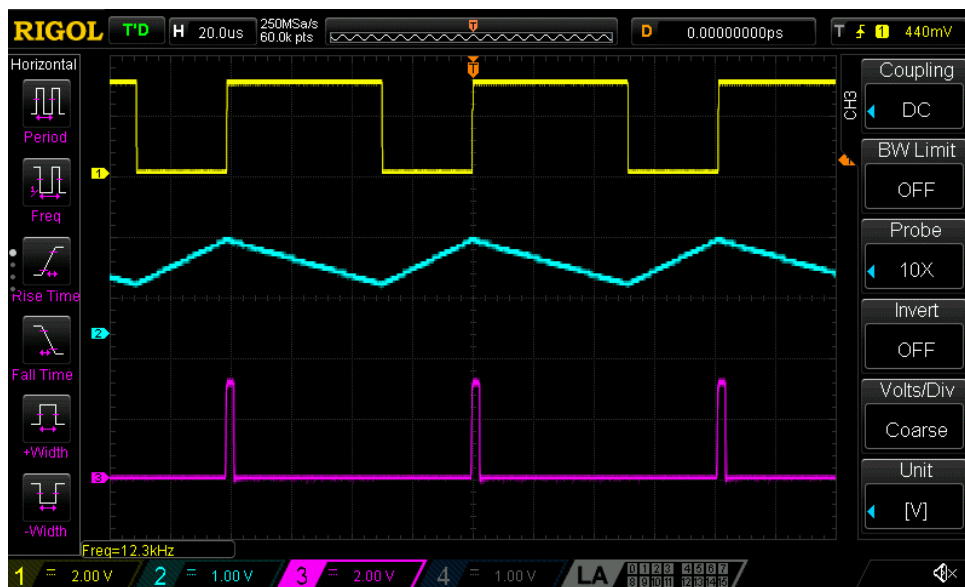
Slika 4.82 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 950$ mV, $N_C = 256$.



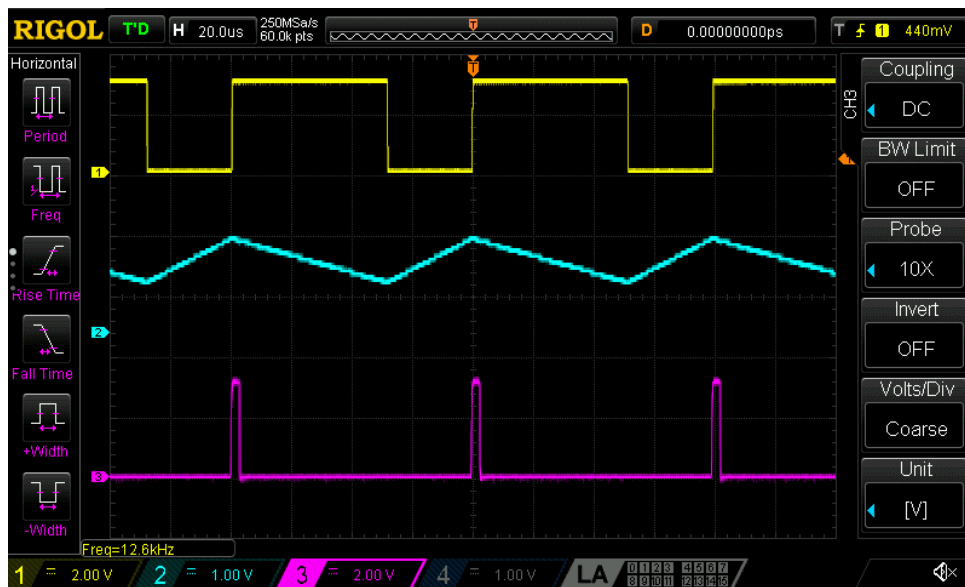
Slika 4.83 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1000$ mV, $N_C = 256$.



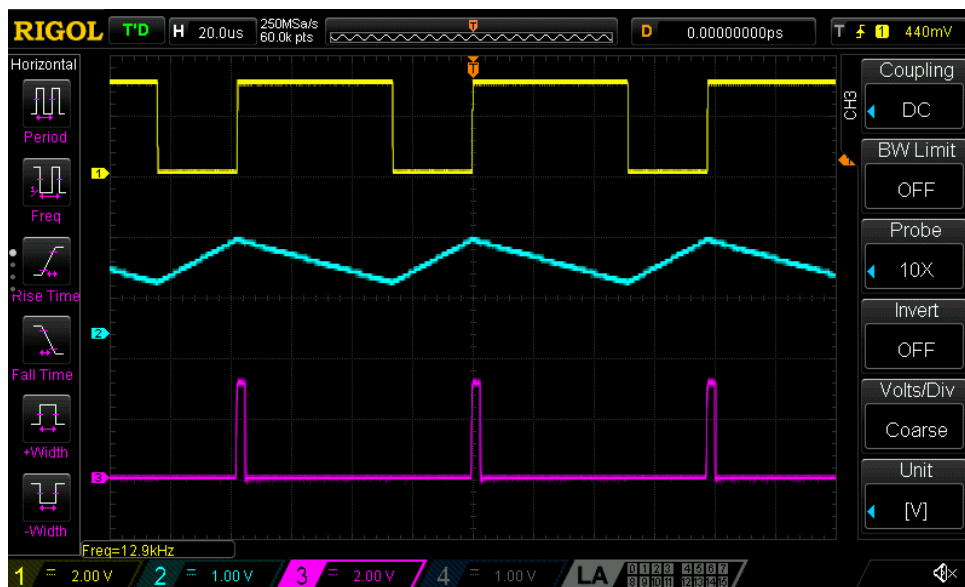
Slika 4.84 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1050$ mV, $N_C = 256$.



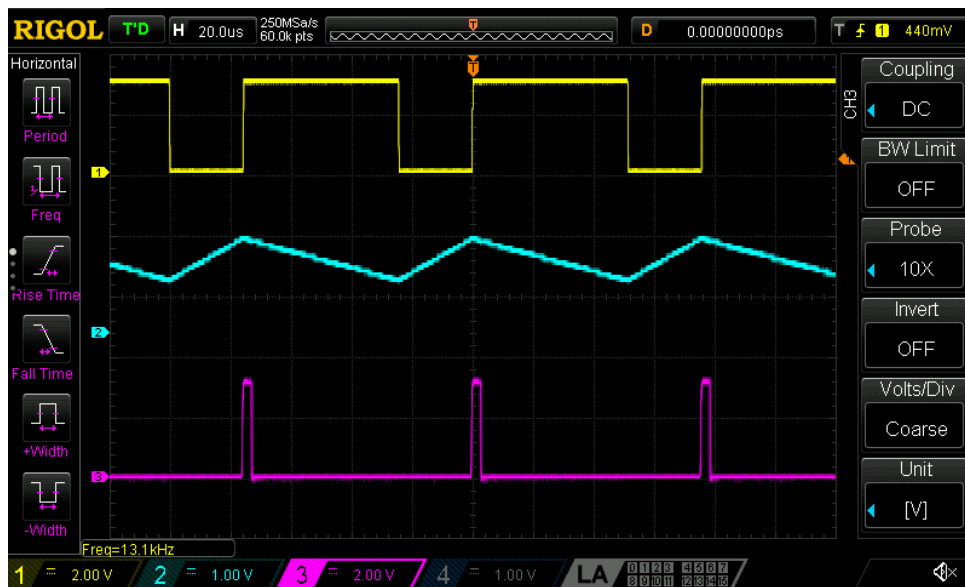
Slika 4.85 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1100$ mV, $N_C = 256$.



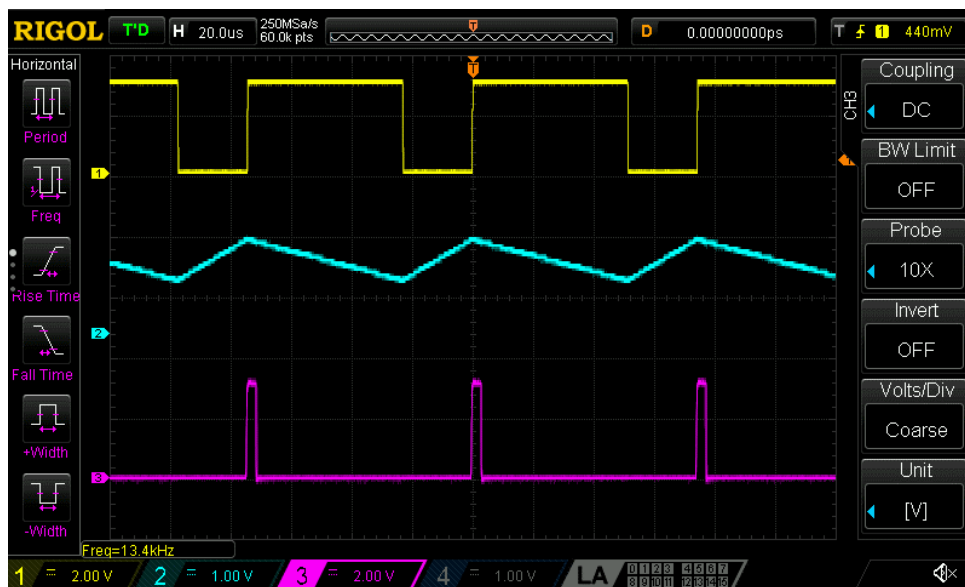
Slika 4.86 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1150$ mV, $N_C = 256$.



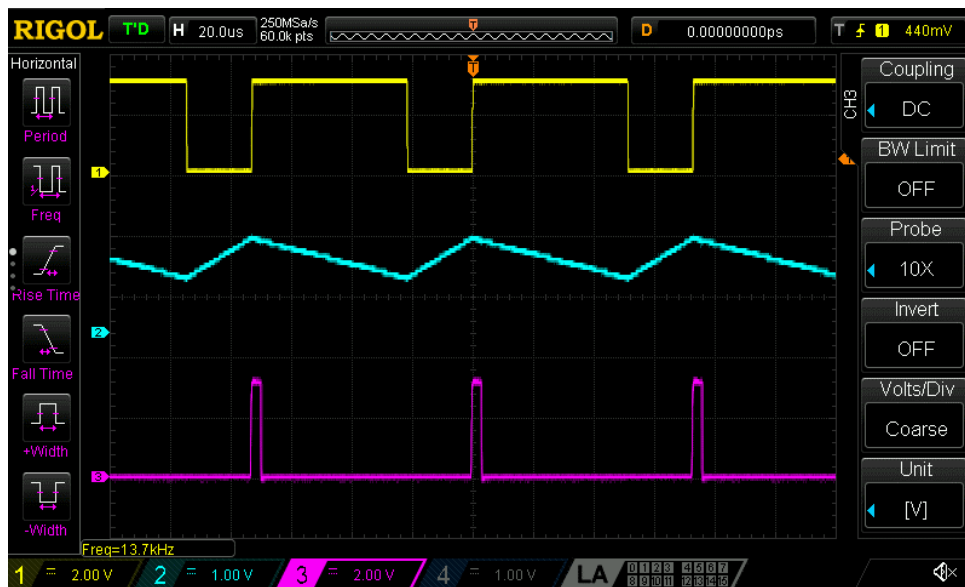
Slika 4.87 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1200$ mV, $N_C = 256$.



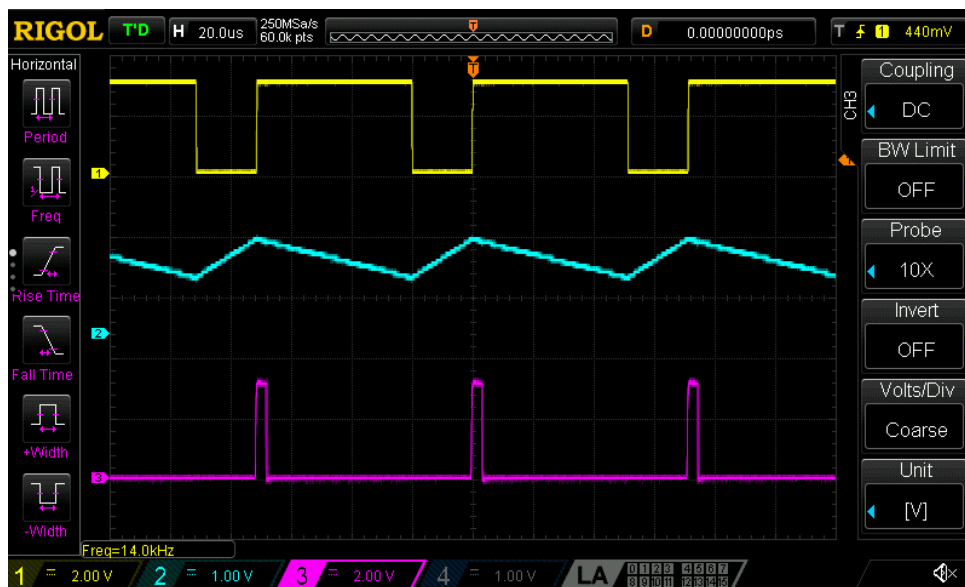
Slika 4.88 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1250$ mV, $N_C = 256$.



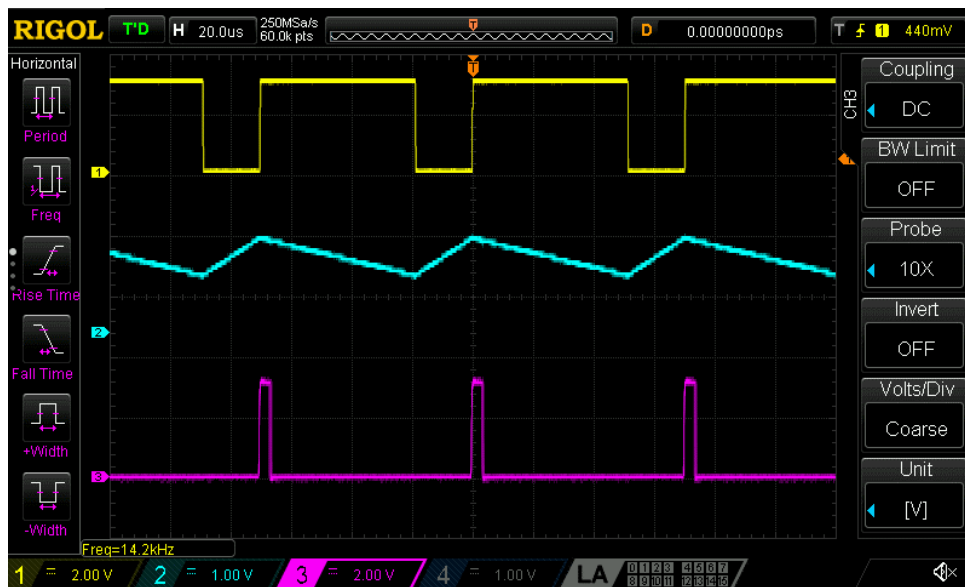
Slika 4.89 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1300$ mV, $N_C = 256$.



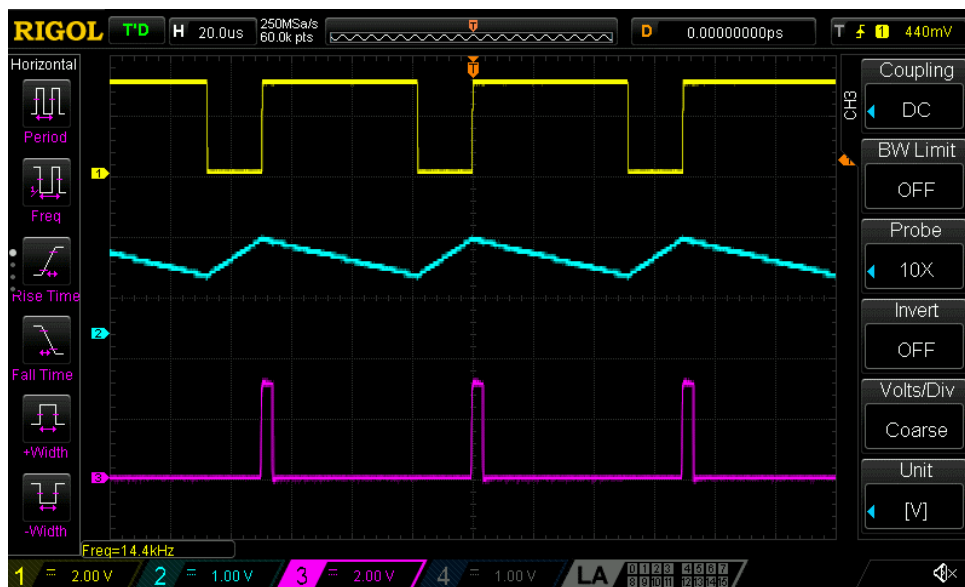
Slika 4.90 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1350$ mV, $N_C = 256$.



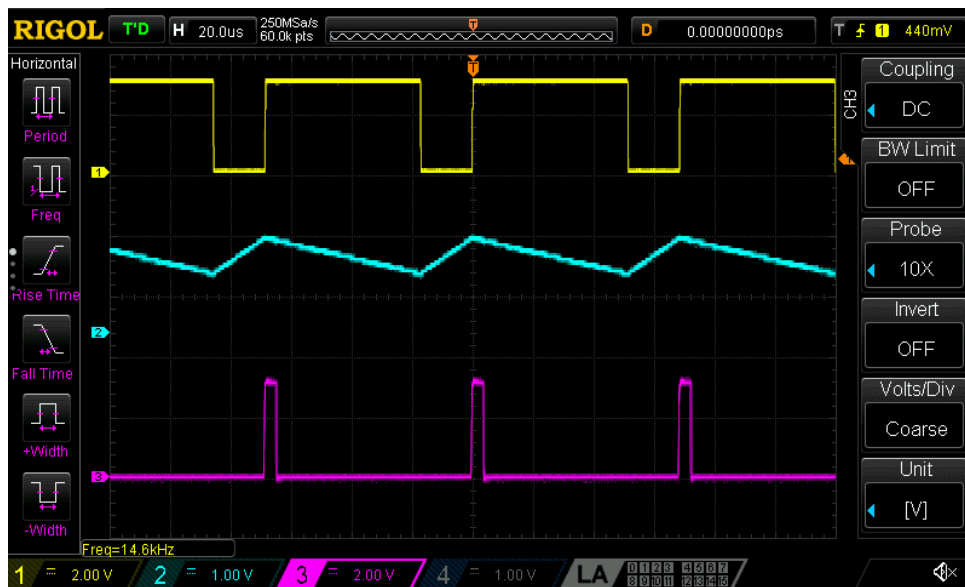
Slika 4.91 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1400$ mV, $N_C = 256$.



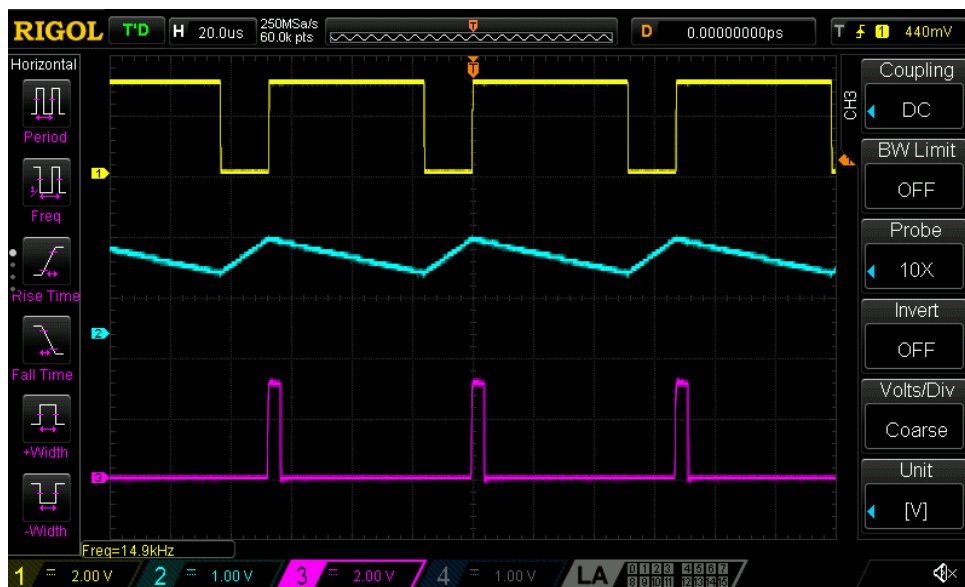
Slika 4.92 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1450$ mV, $N_C = 256$.



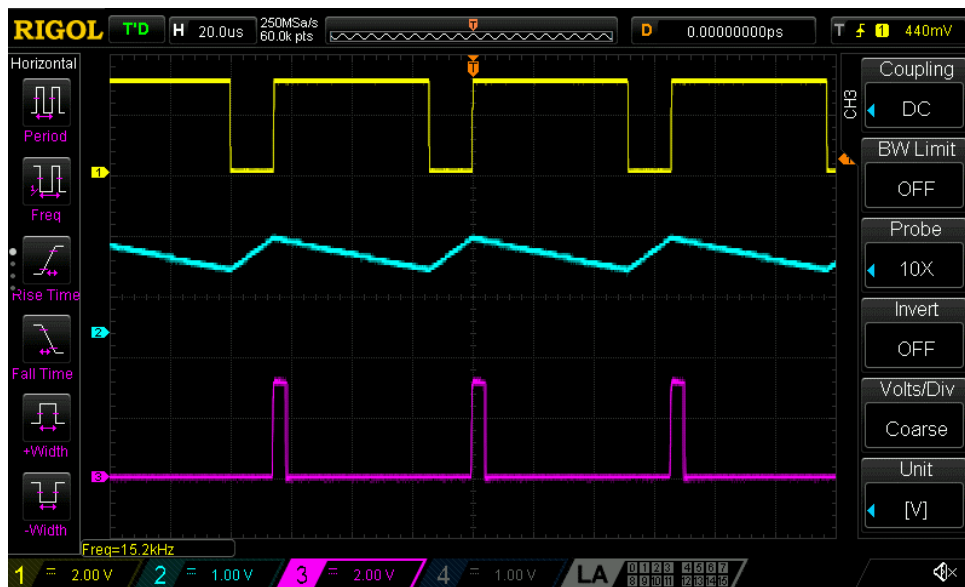
Slika 4.93 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1500$ mV, $N_C = 256$.



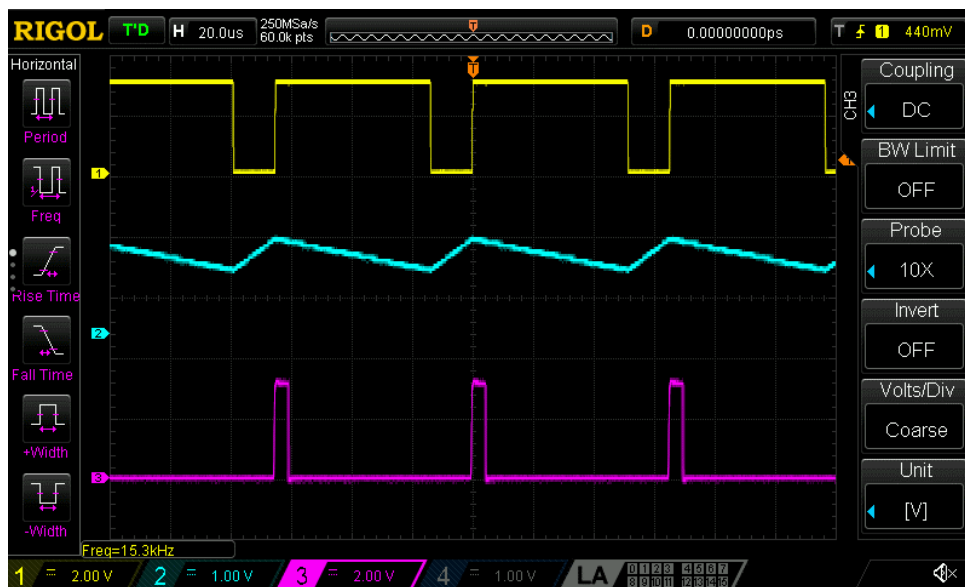
Slika 4.94 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1550$ mV, $N_C = 256$.



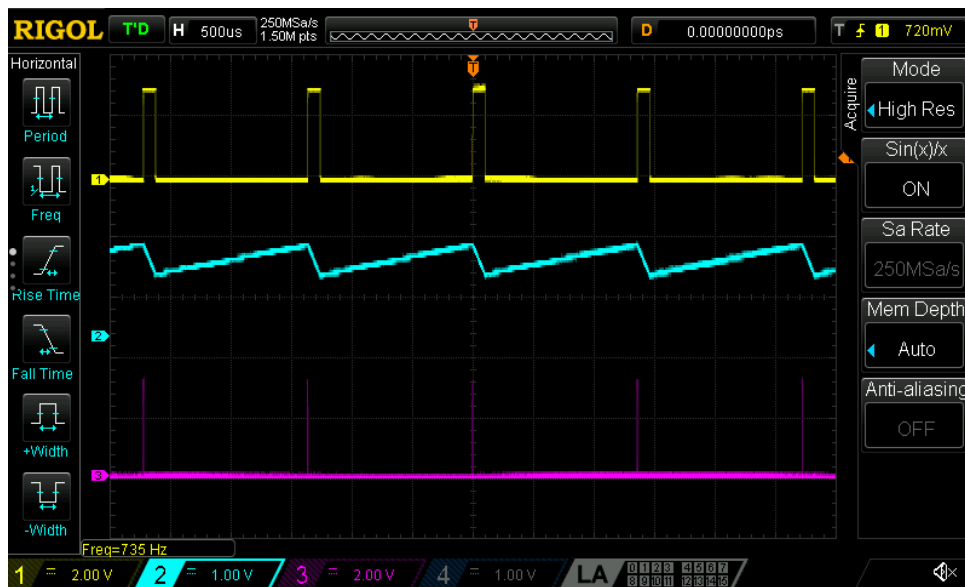
Slika 4.95 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1600$ mV, $N_C = 256$.



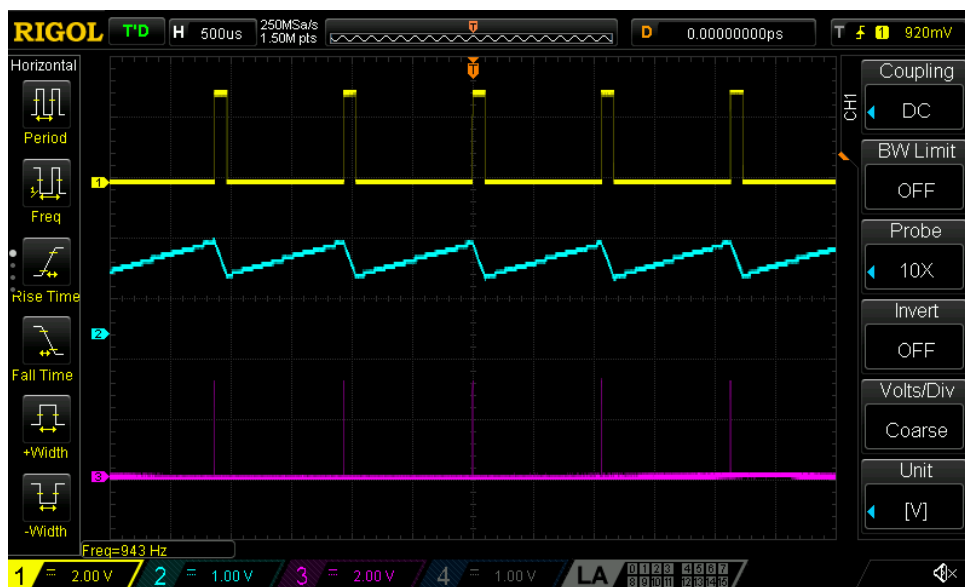
Slika 4.96 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1650$ mV, $N_C = 256$.



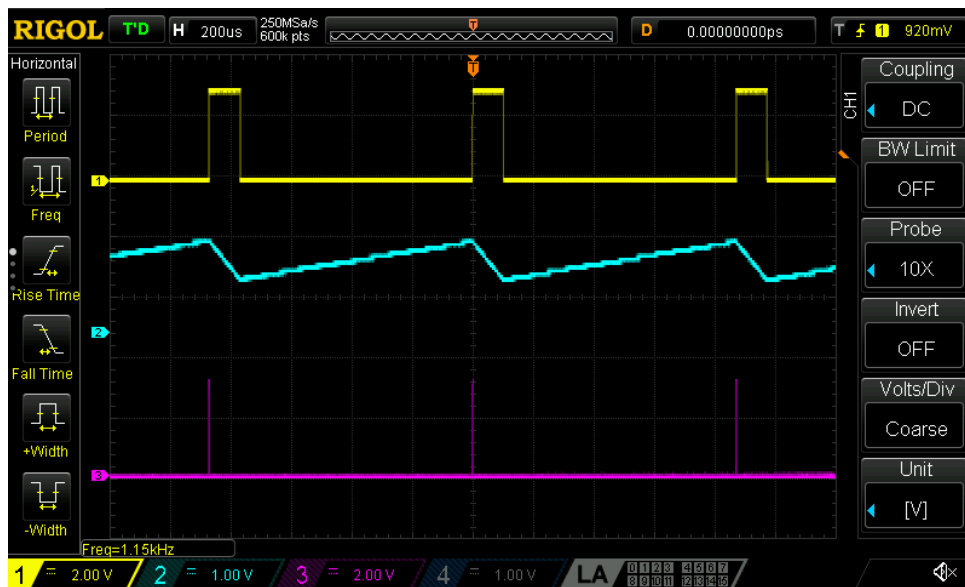
Slika 4.97 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1700$ mV, $N_C = 256$.



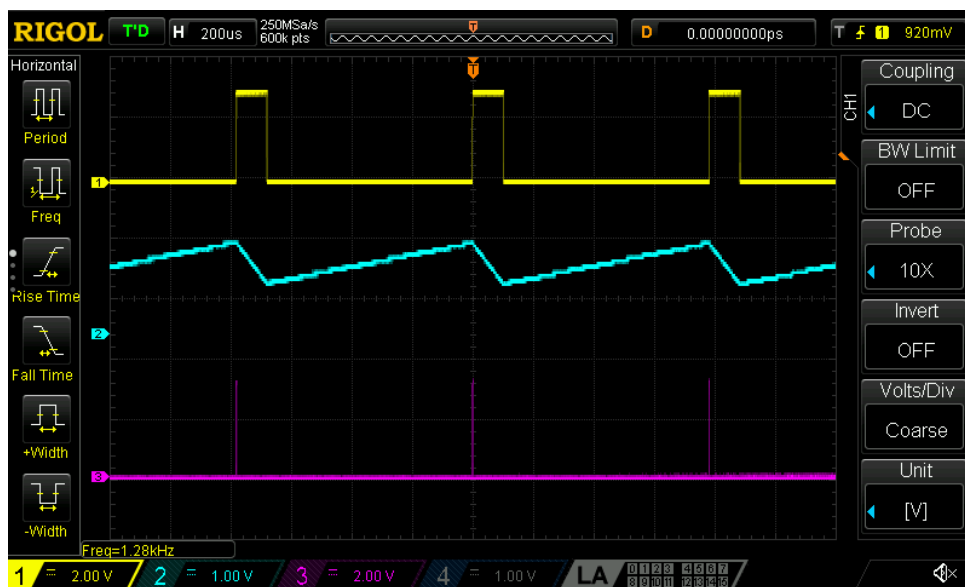
Slika 4.98 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 10$ mV, $N_C = 512$.



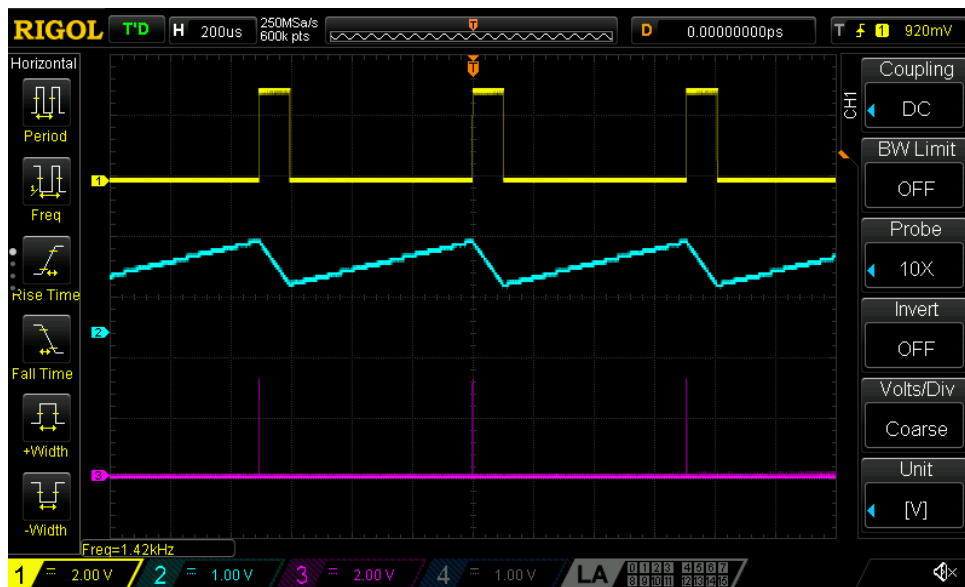
Slika 4.99 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 20$ mV, $N_C = 512$.



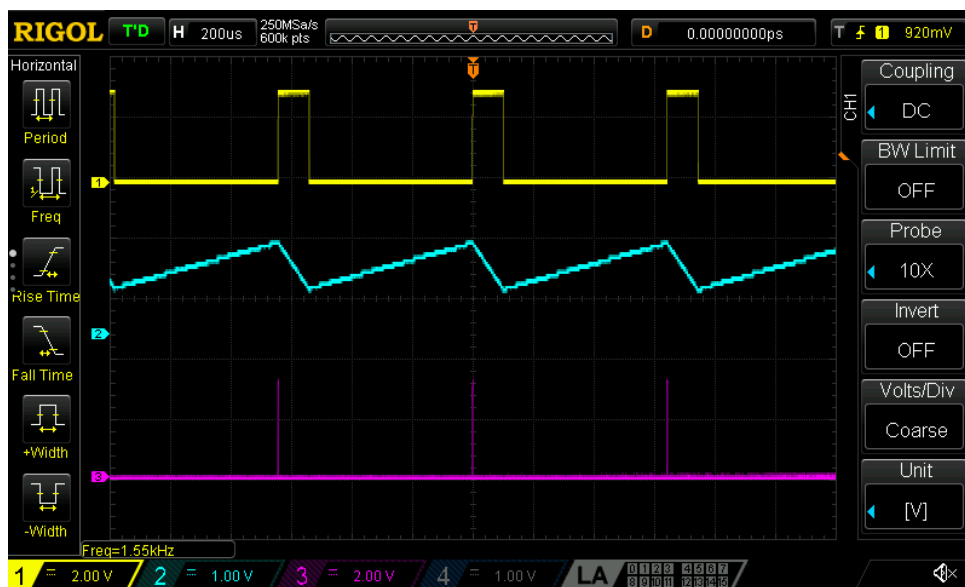
Slika 4.100 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 30$ mV, $N_C = 512$.



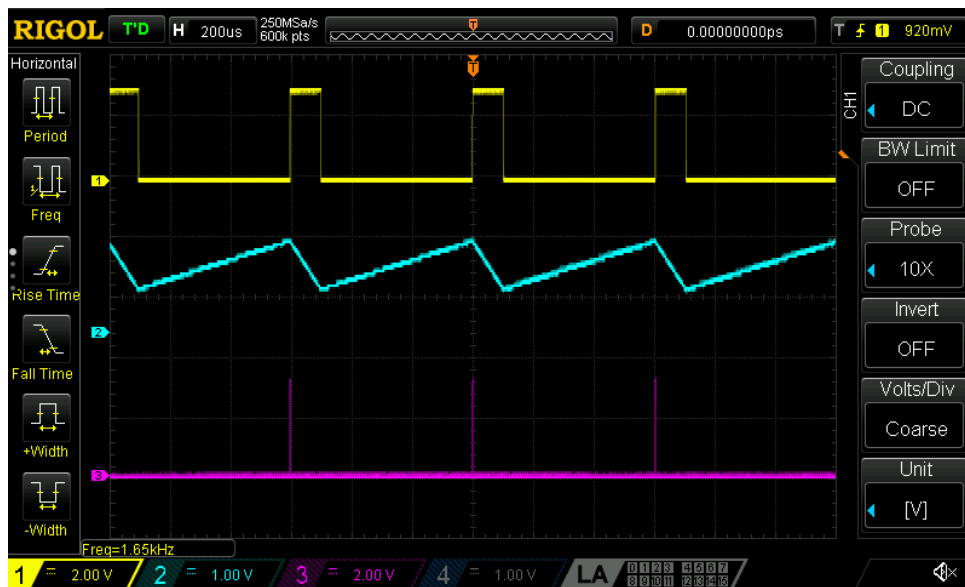
Slika 4.101 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 40$ mV, $N_C = 512$.



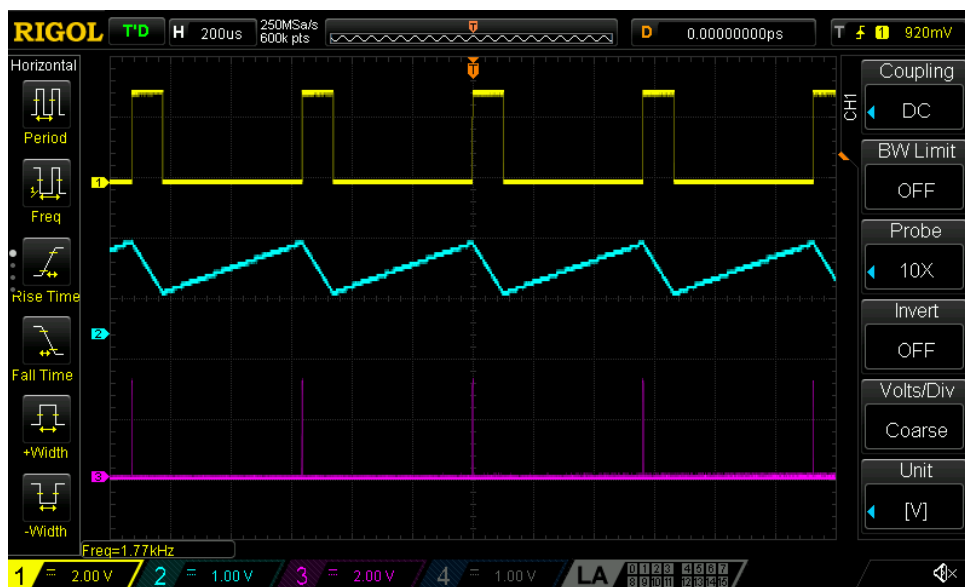
Slika 4.102 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 50$ mV, $N_C = 512$.



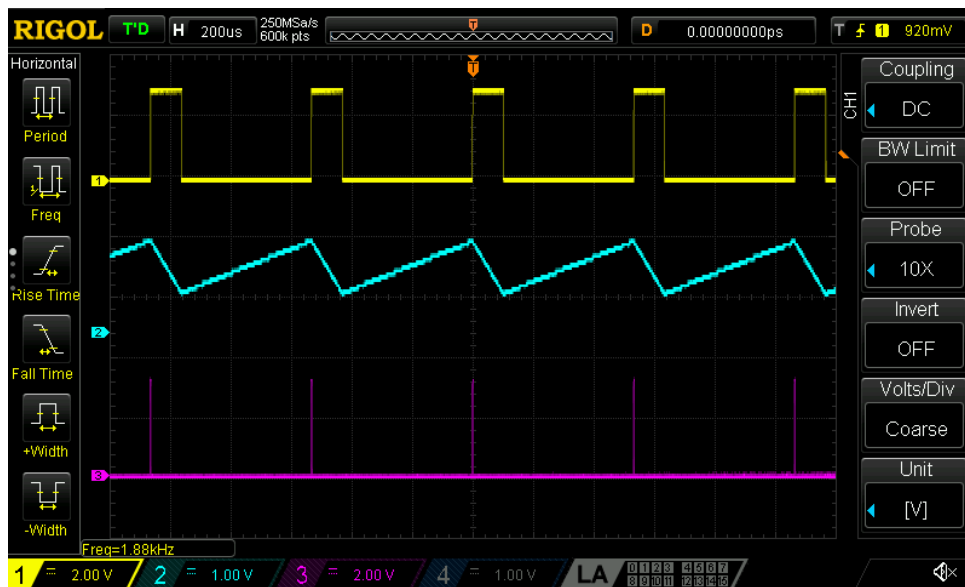
Slika 4.103 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 60$ mV, $N_C = 512$.



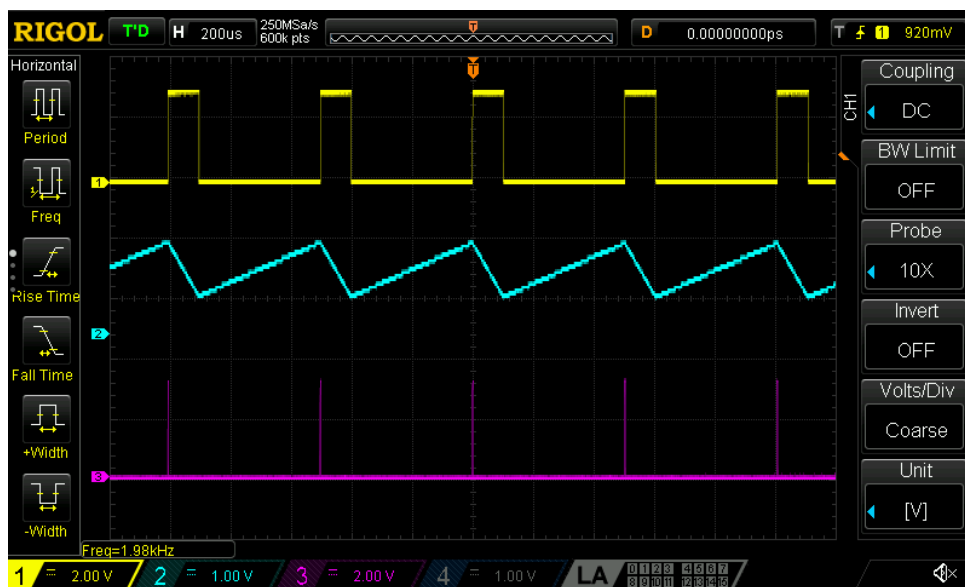
Slika 4.104 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 70$ mV, $N_C = 512$.



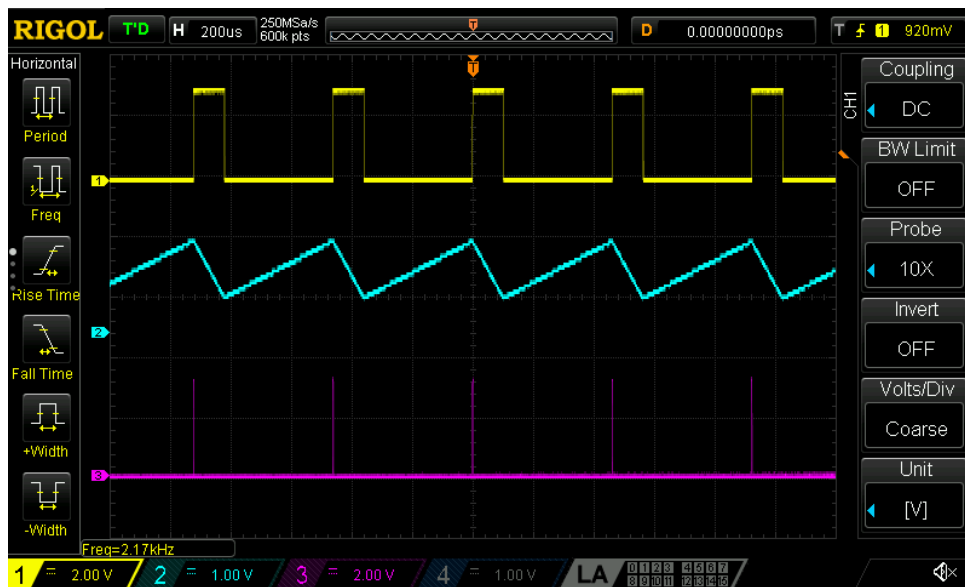
Slika 4.105 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 80$ mV, $N_C = 512$.



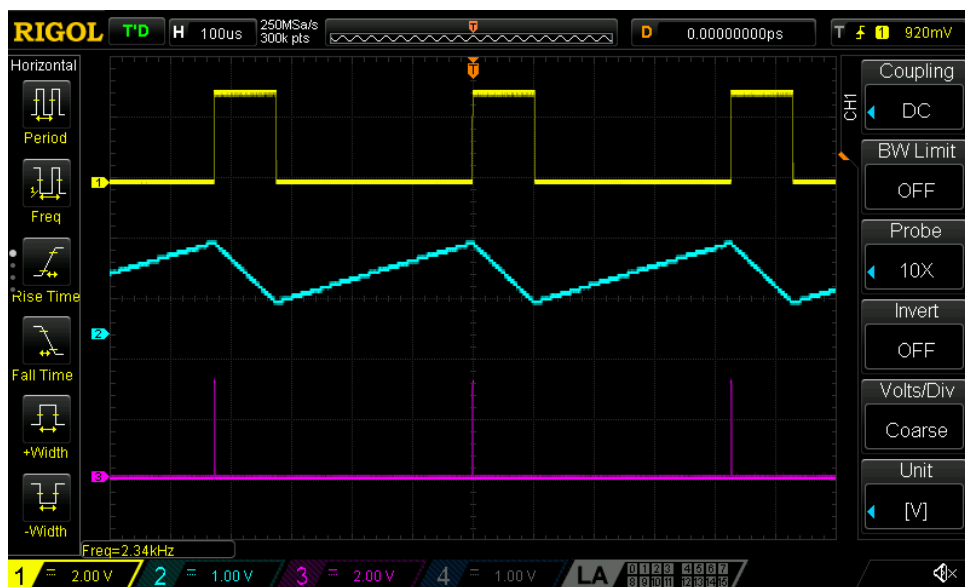
Slika 4.106 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 90$ mV, $N_C = 512$.



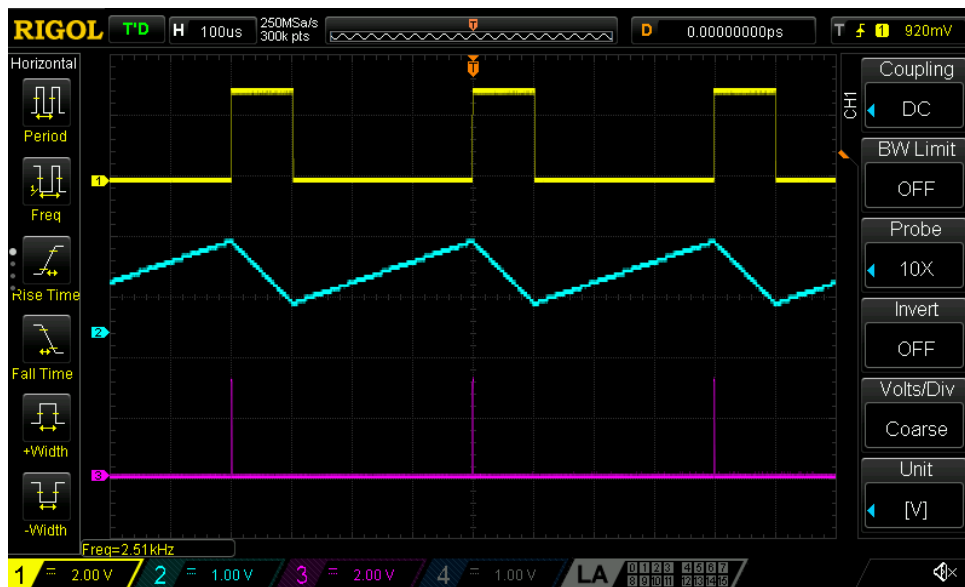
Slika 4.107 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 100$ mV, $N_C = 512$.



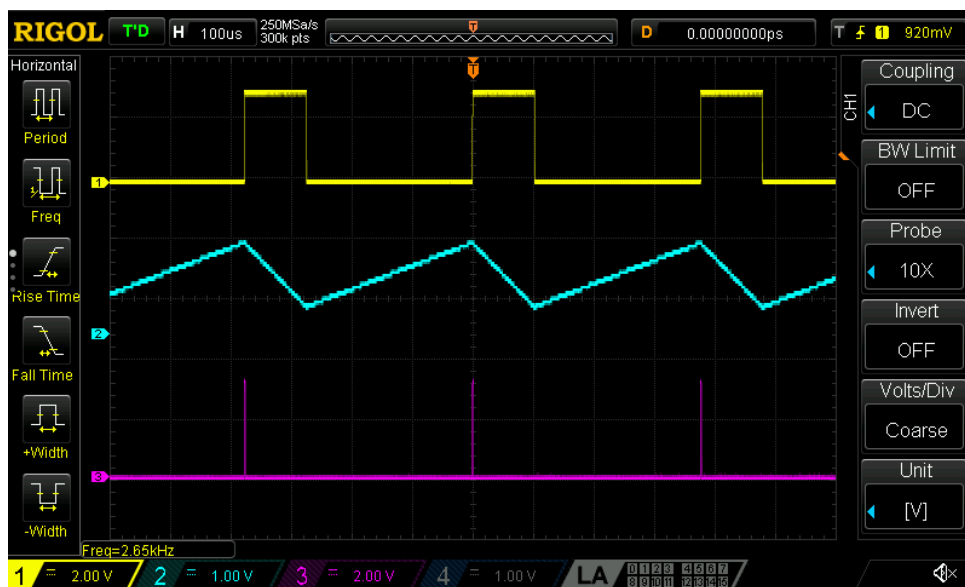
Slika 4.108 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 120$ mV, $N_C = 512$.



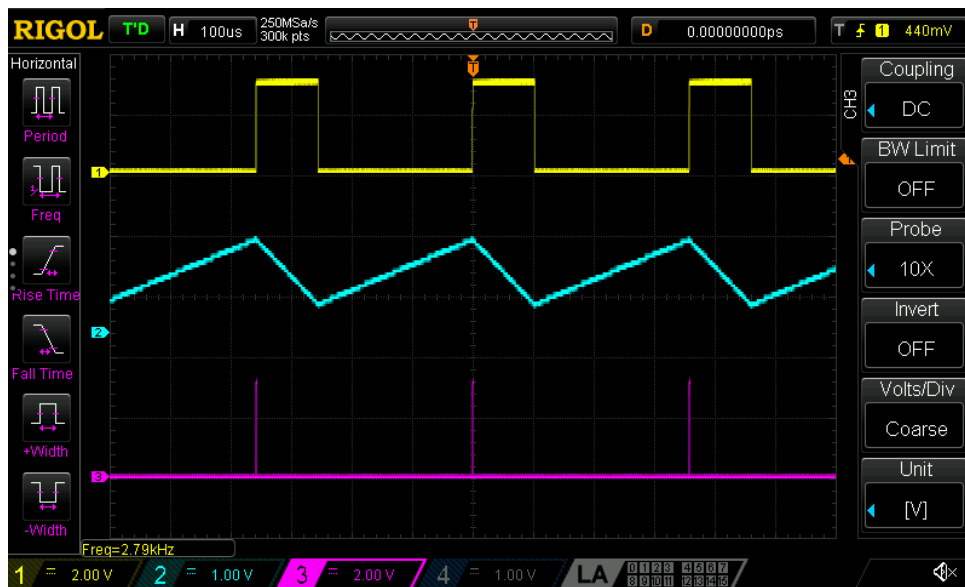
Slika 4.109 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 140$ mV, $N_C = 512$.



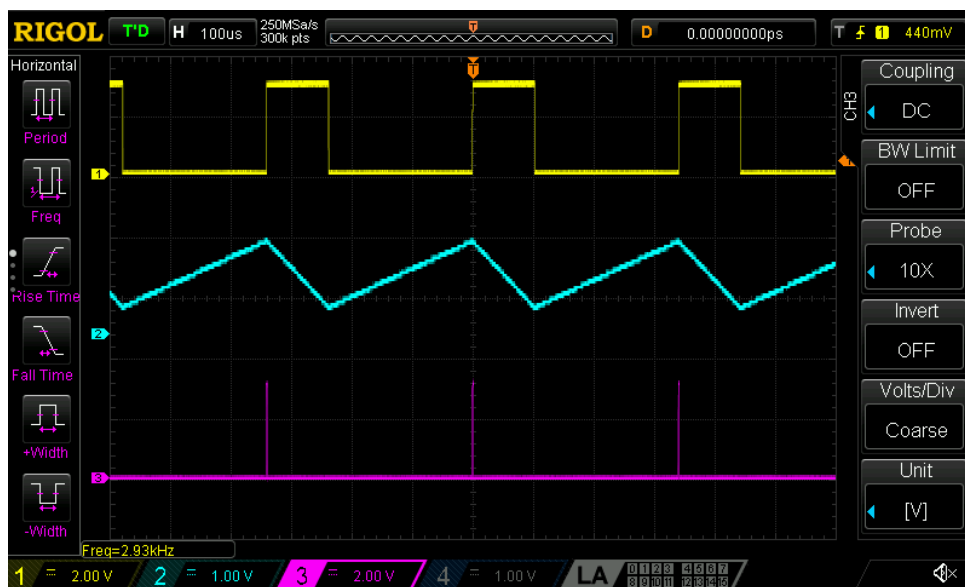
Slika 4.110 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 160$ mV, $N_C = 512$.



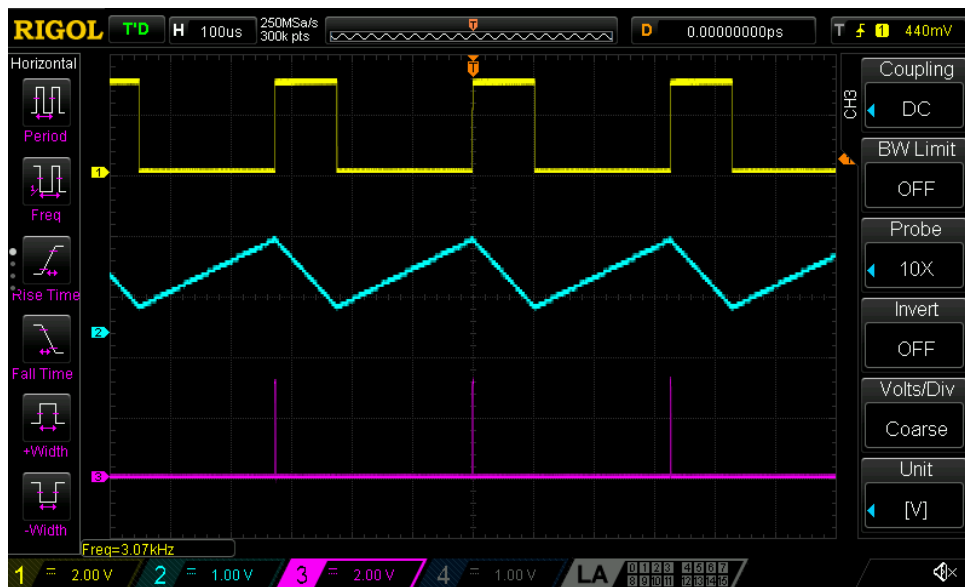
Slika 4.111 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 180$ mV, $N_C = 512$.



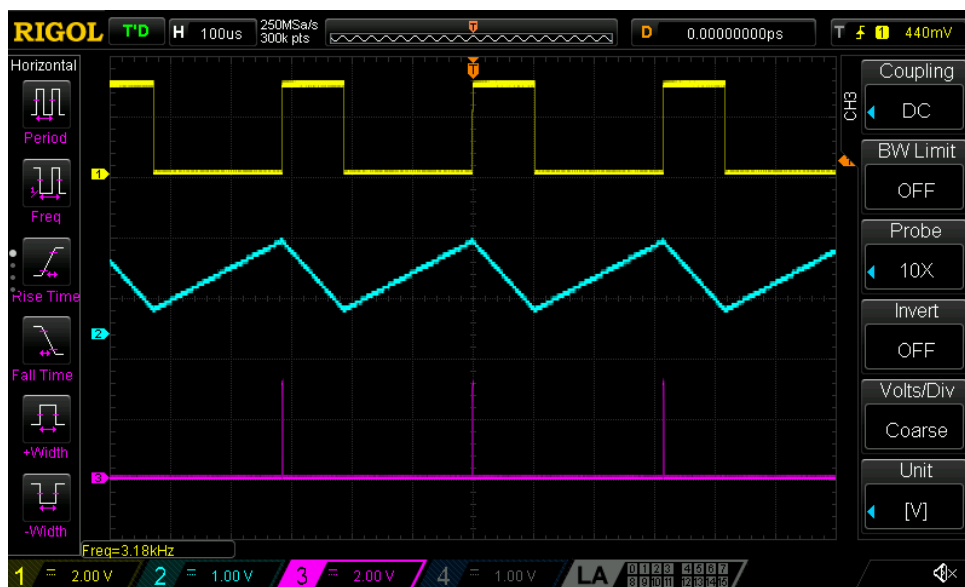
Slika 4.112 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 200$ mV, $N_C = 512$.



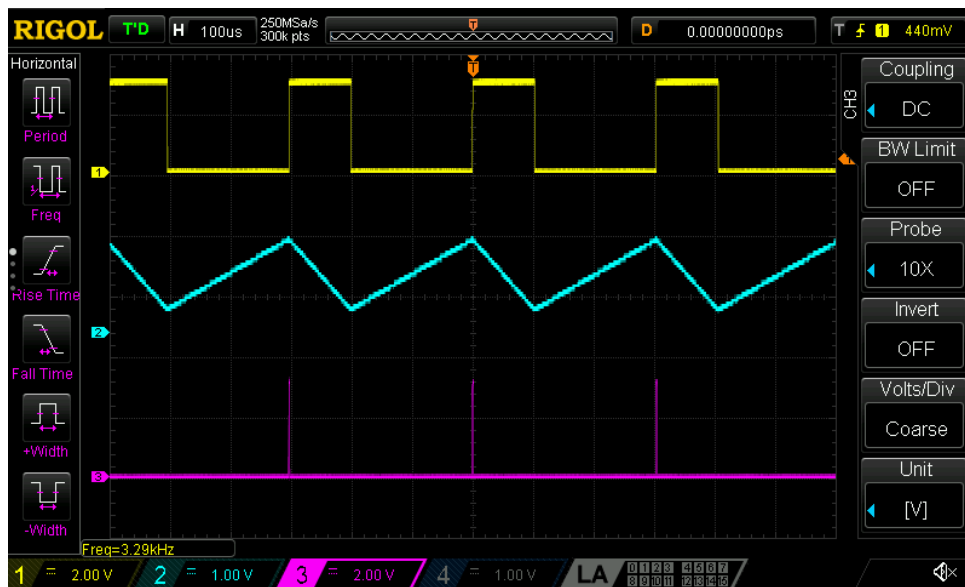
Slika 4.113 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 220$ mV, $N_C = 512$.



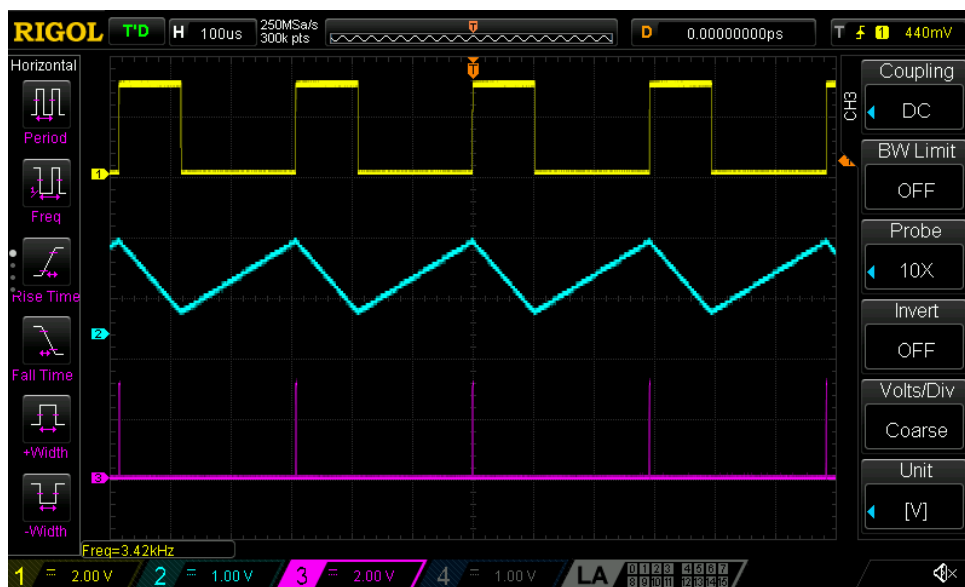
Slika 4.114 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 240$ mV, $N_C = 512$.



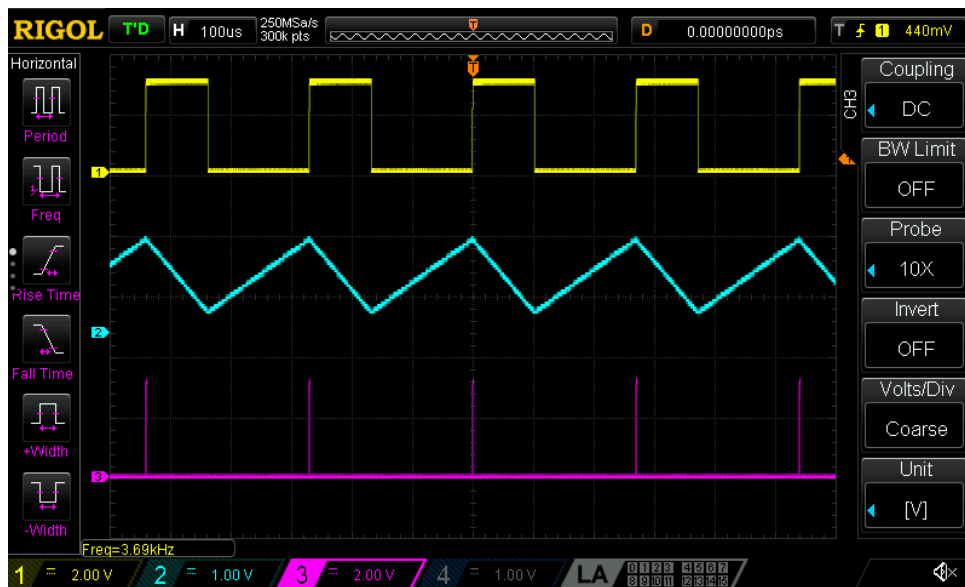
Slika 4.115 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 260$ mV, $N_C = 512$.



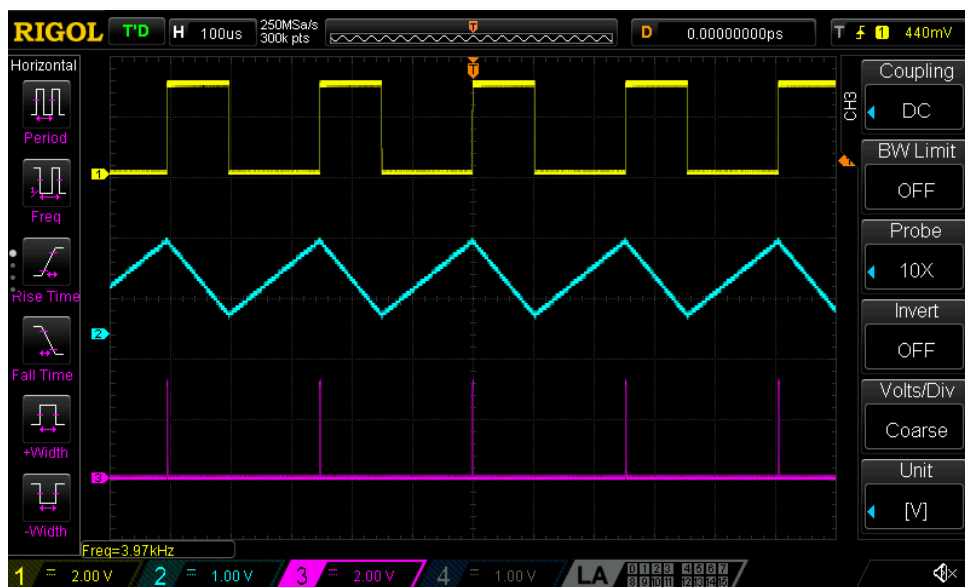
Slika 4.116 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 280$ mV, $N_C = 512$.



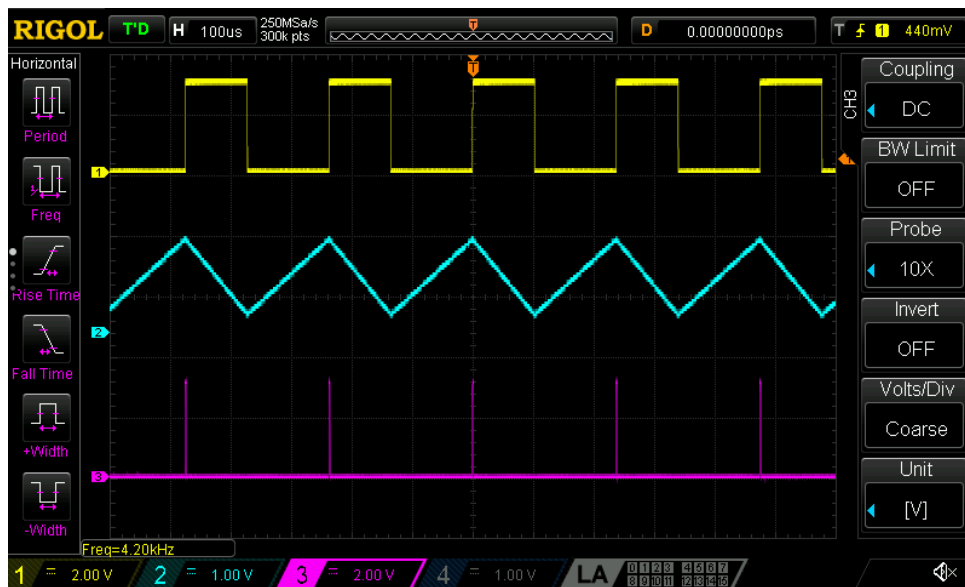
Slika 4.117 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 300$ mV, $N_C = 512$.



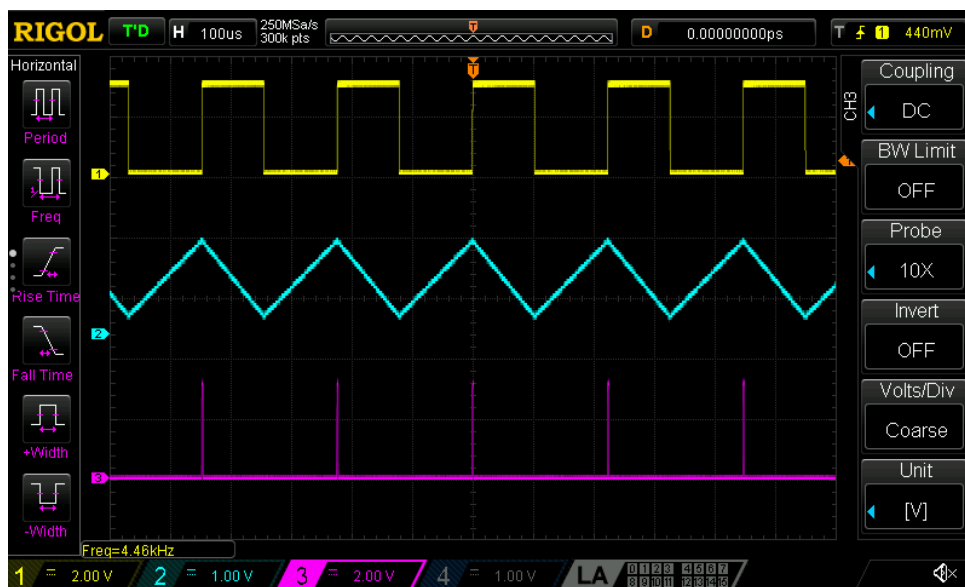
Slika 4.118 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 350$ mV, $N_C = 512$.



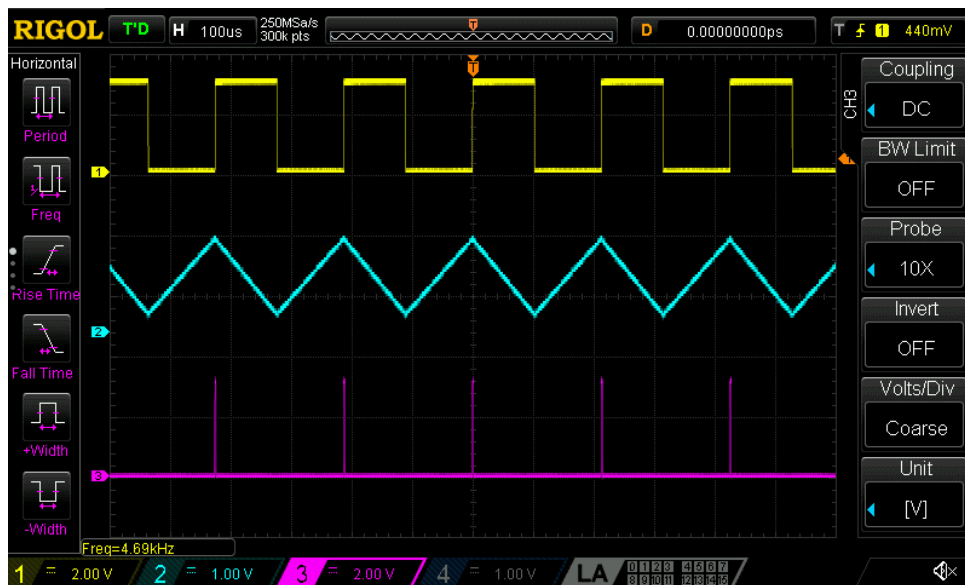
Slika 4.119 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 400$ mV, $N_C = 512$.



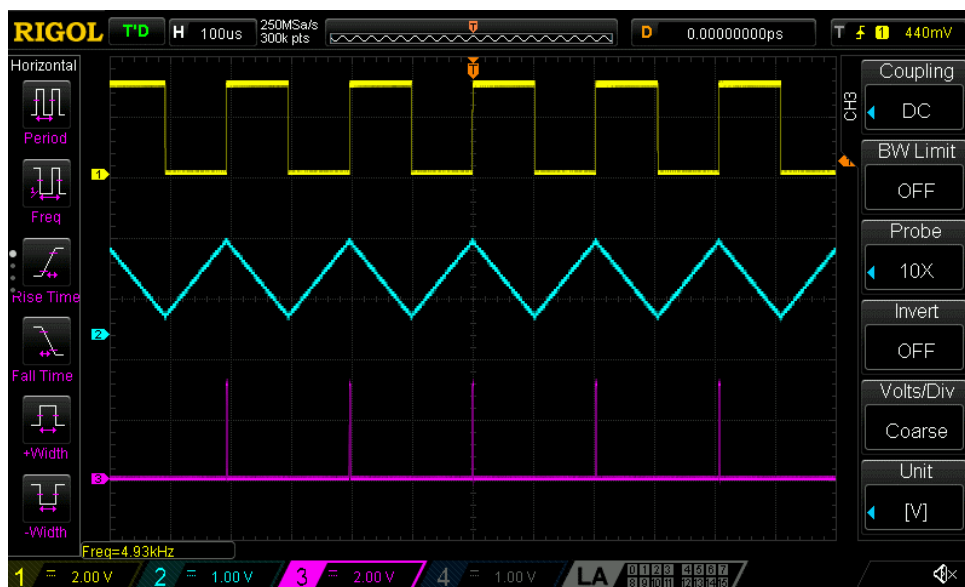
Slika 4.120 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 450$ mV, $N_C = 512$.



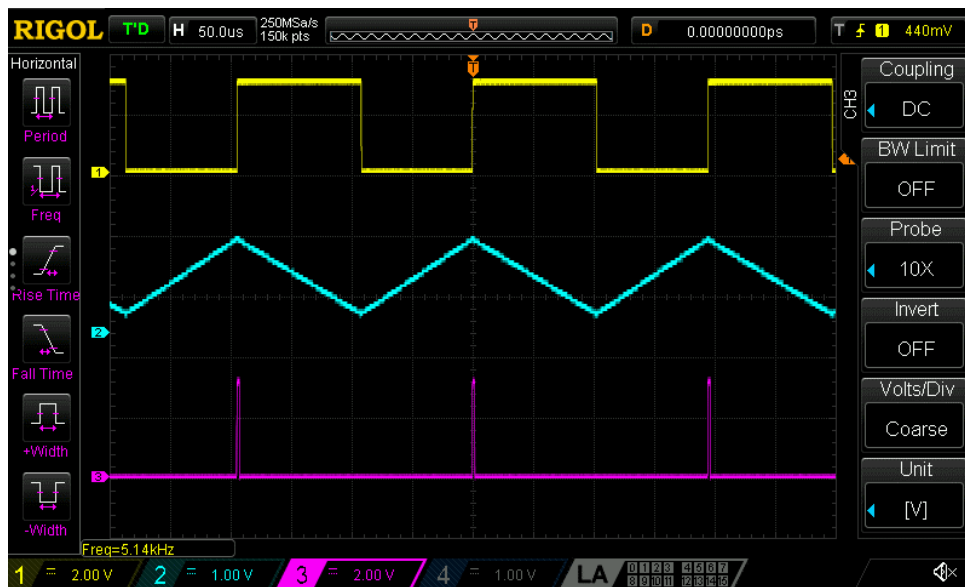
Slika 4.121 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 500$ mV, $N_C = 512$.



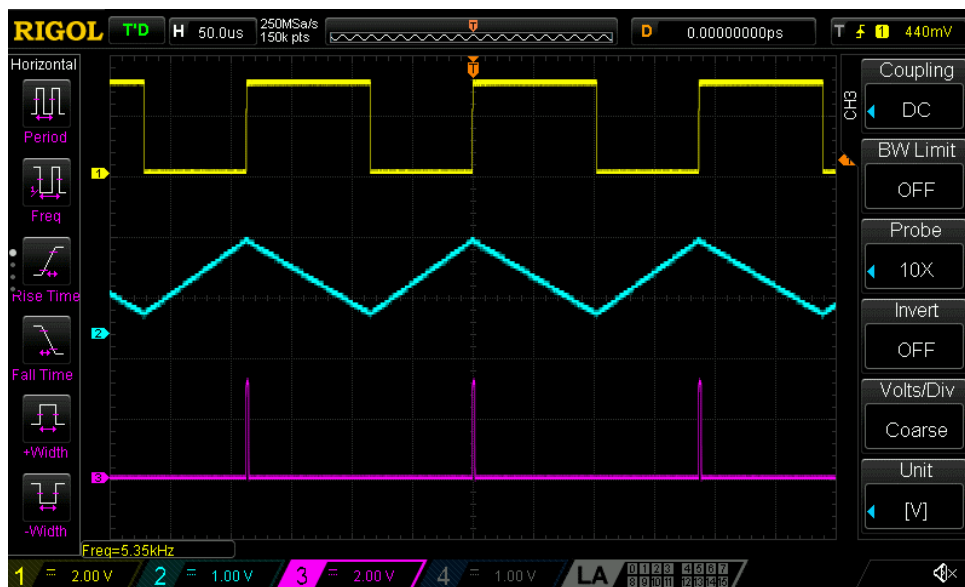
Slika 4.122 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 550$ mV, $N_C = 512$.



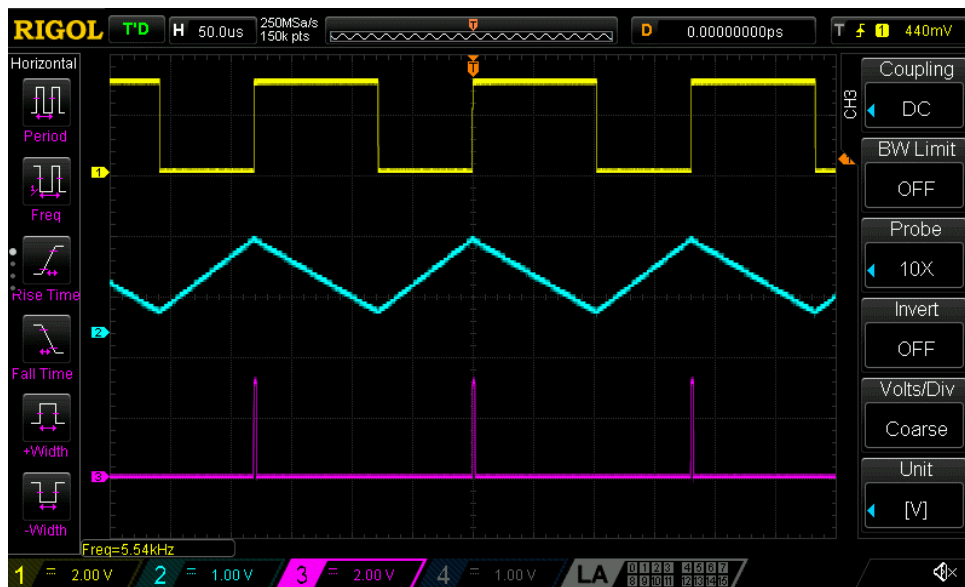
Slika 4.123 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 600$ mV, $N_C = 512$.



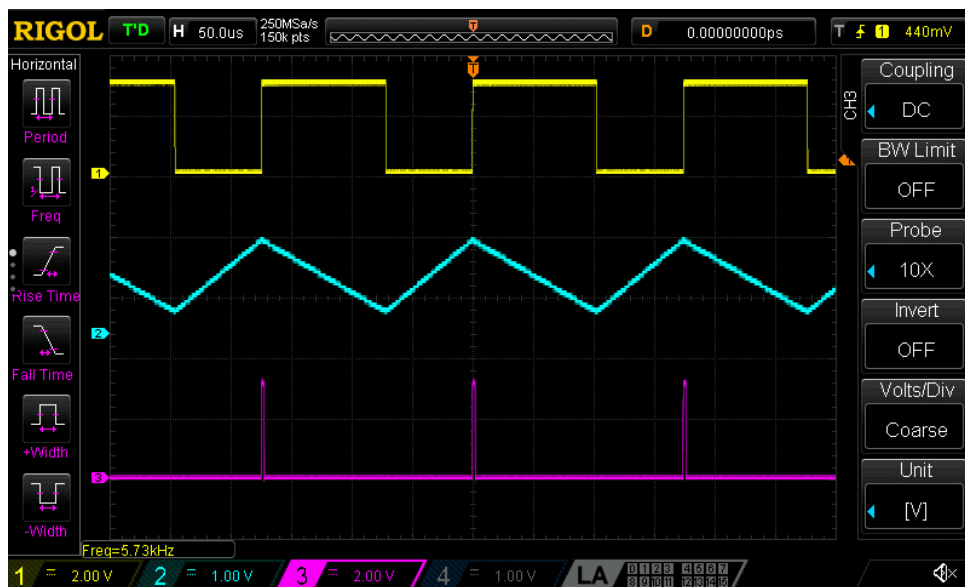
Slika 4.124 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 650$ mV, $N_C = 512$.



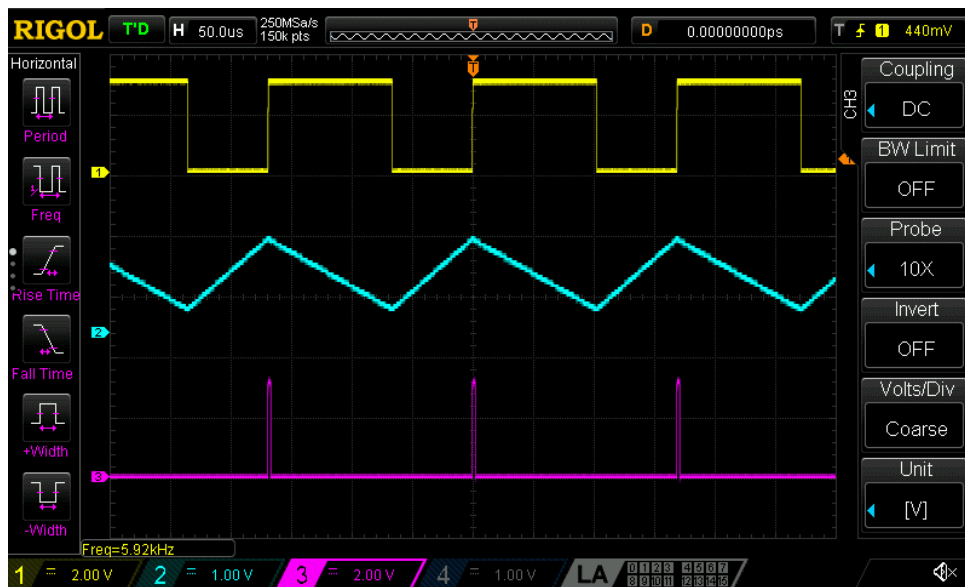
Slika 4.125 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 700$ mV, $N_C = 512$.



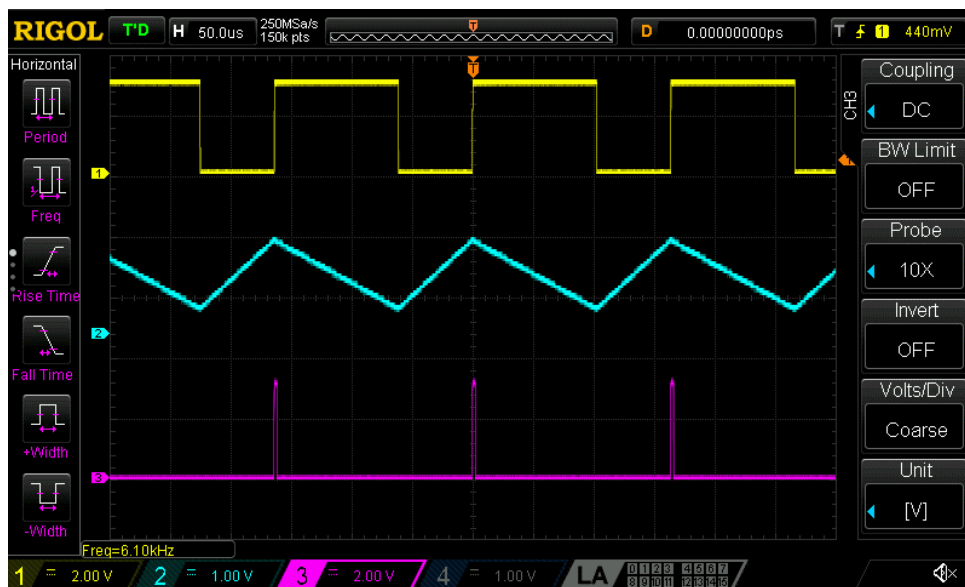
Slika 4.126 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 750$ mV, $N_C = 512$.



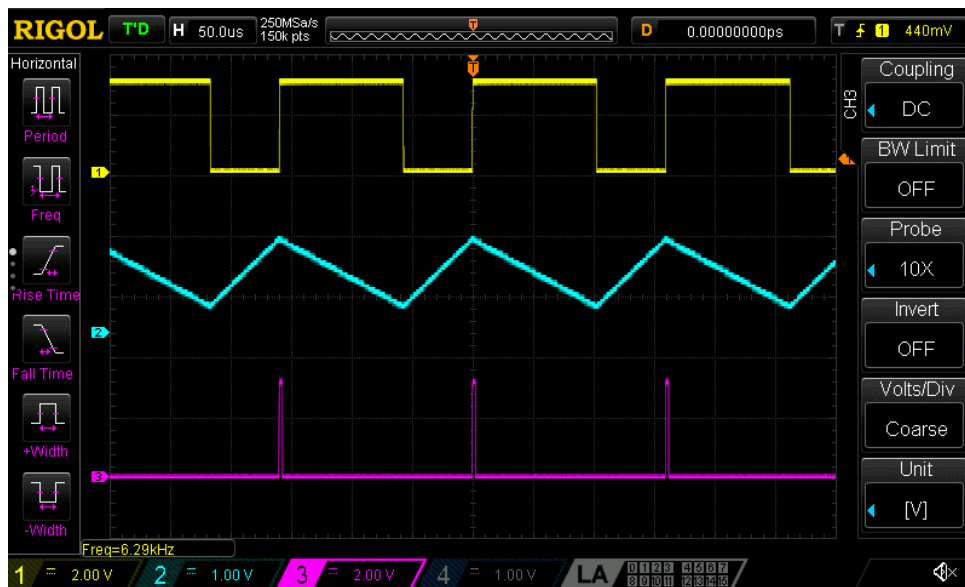
Slika 4.127 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 800$ mV, $N_C = 512$.



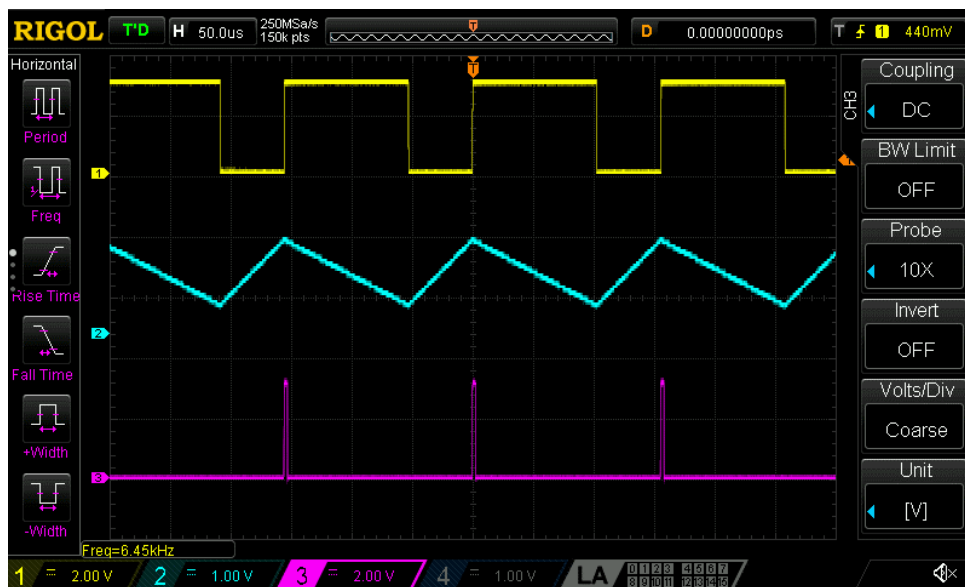
Slika 4.128 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 850$ mV, $N_C = 512$.



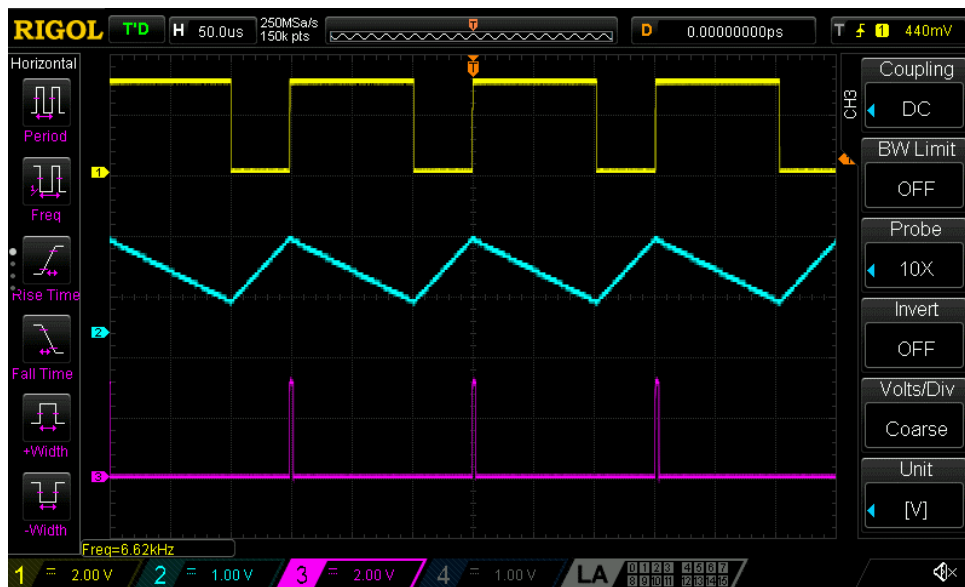
Slika 4.129 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 900$ mV, $N_C = 512$.



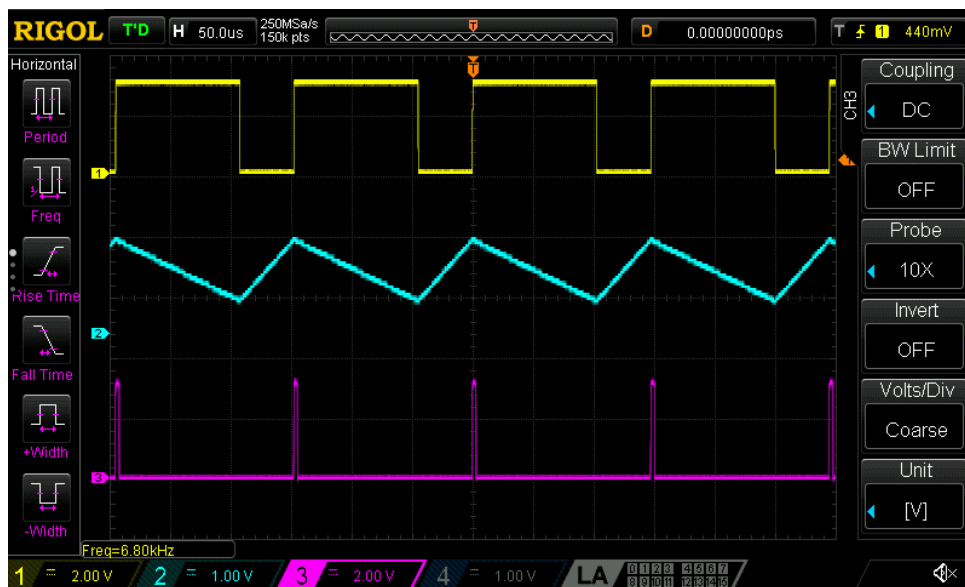
Slika 4.130 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 950$ mV, $N_C = 512$.



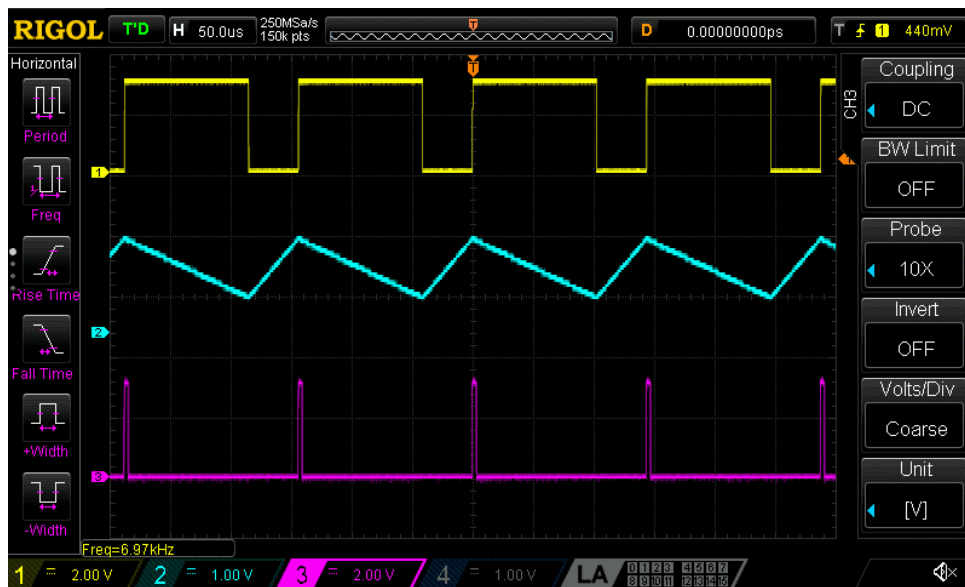
Slika 4.131 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1000$ mV, $N_C = 512$.



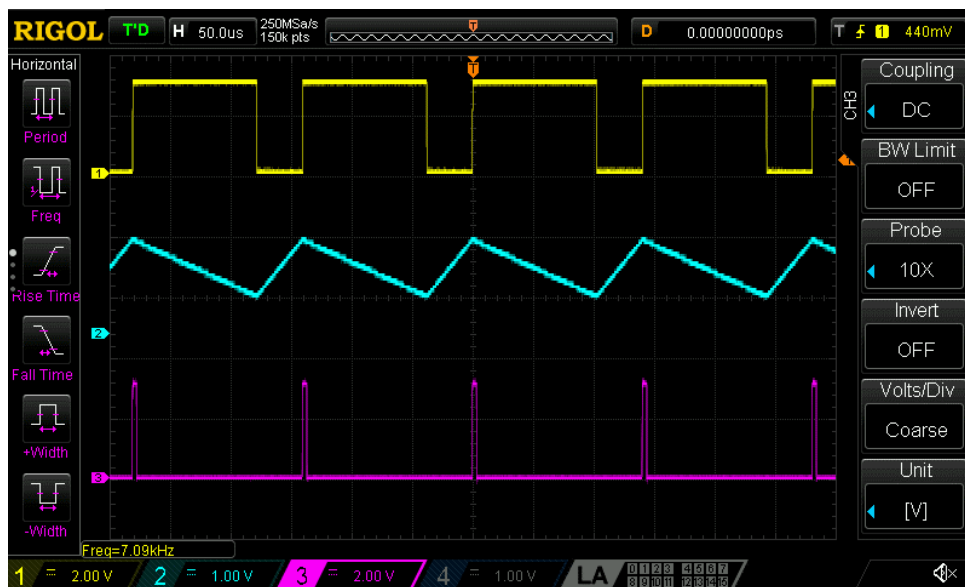
Slika 4.132 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1050$ mV, $N_C = 512$.



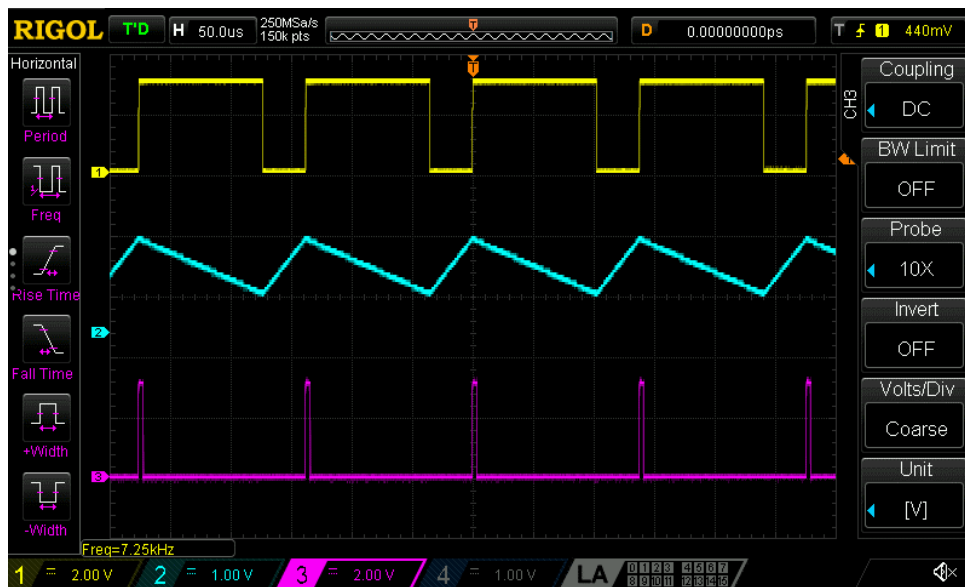
Slika 4.133 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1100$ mV, $N_C = 512$.



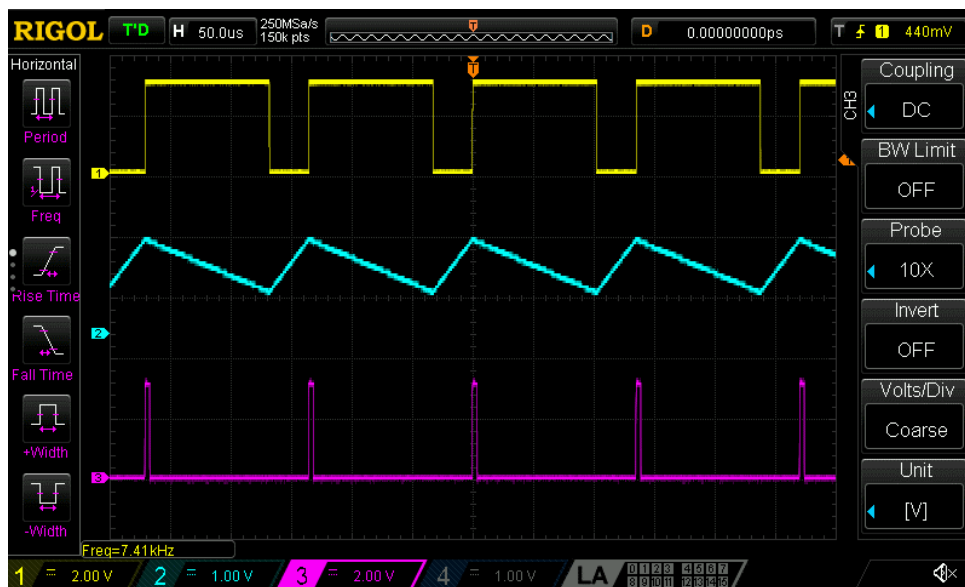
Slika 4.134 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1150$ mV, $N_C = 512$.



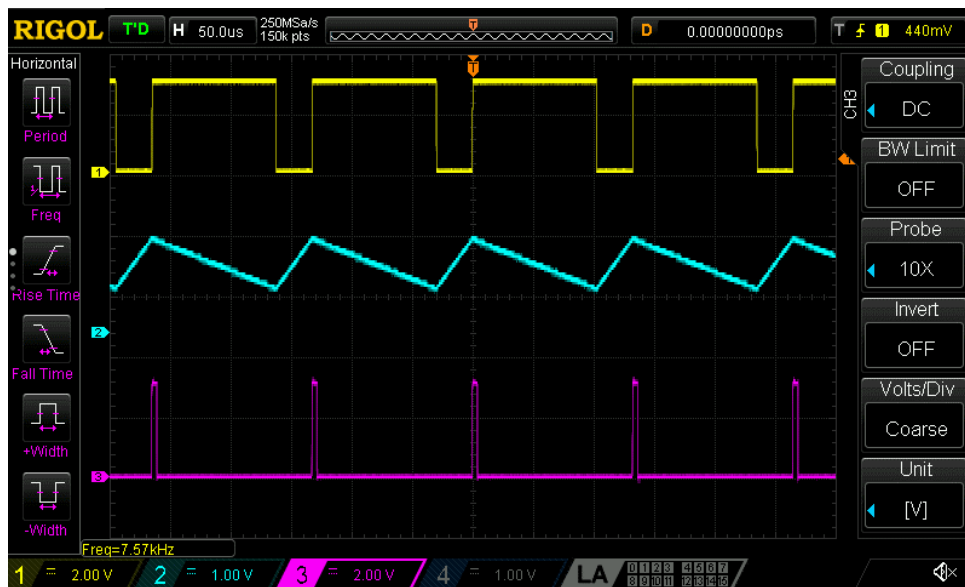
Slika 4.135 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1200$ mV, $N_C = 512$.



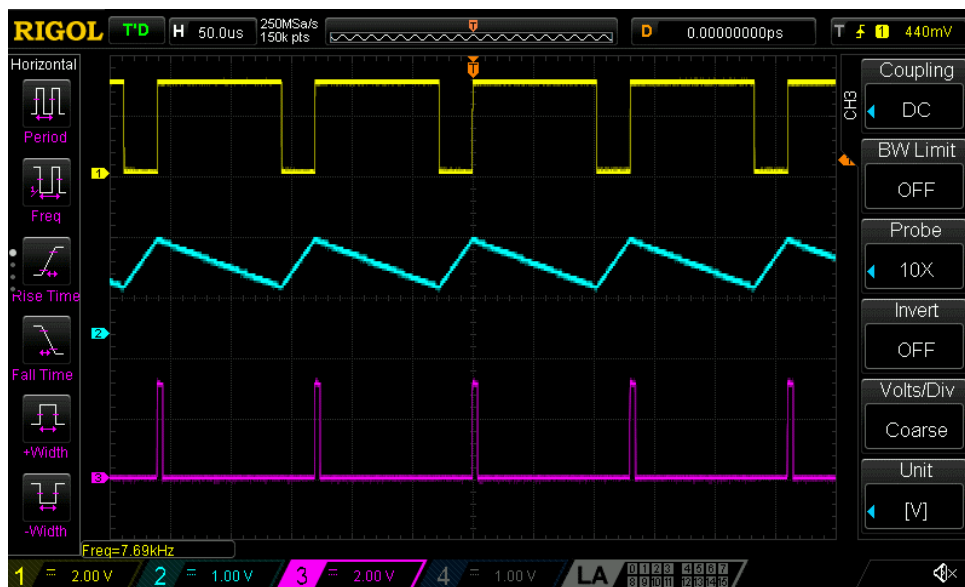
Slika 4.136 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1250$ mV, $N_C = 512$.



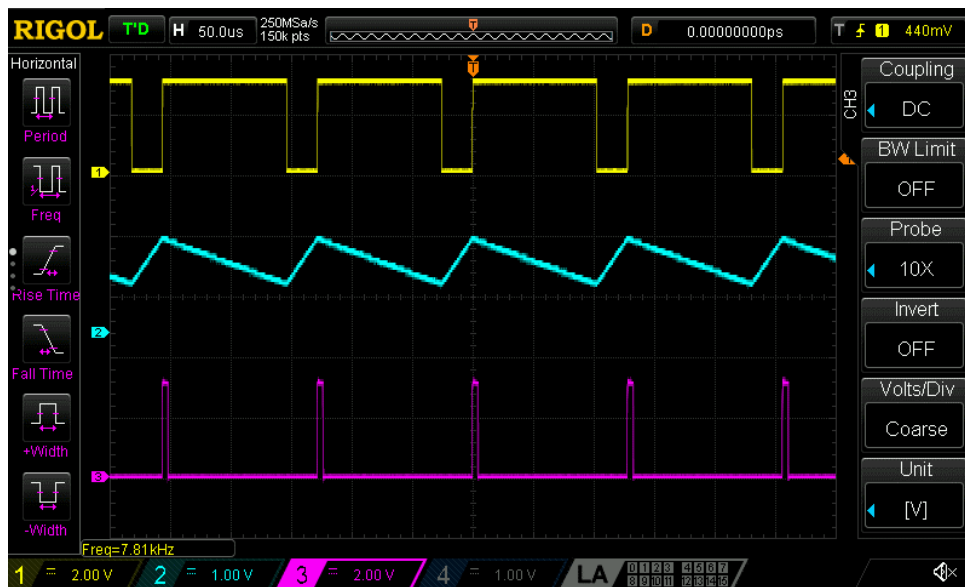
Slika 4.137 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1300$ mV, $N_C = 512$.



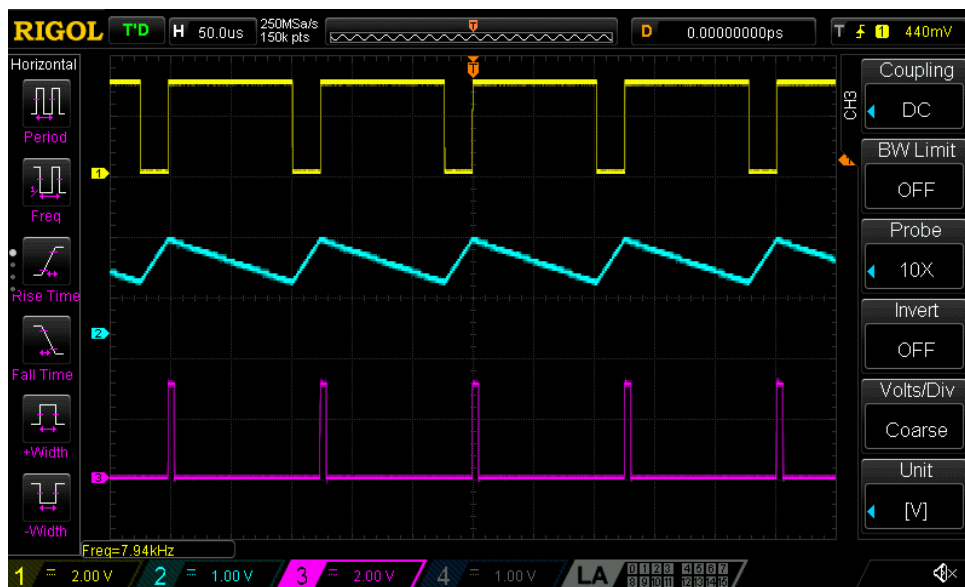
Slika 4.138 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1350$ mV, $N_C = 512$.



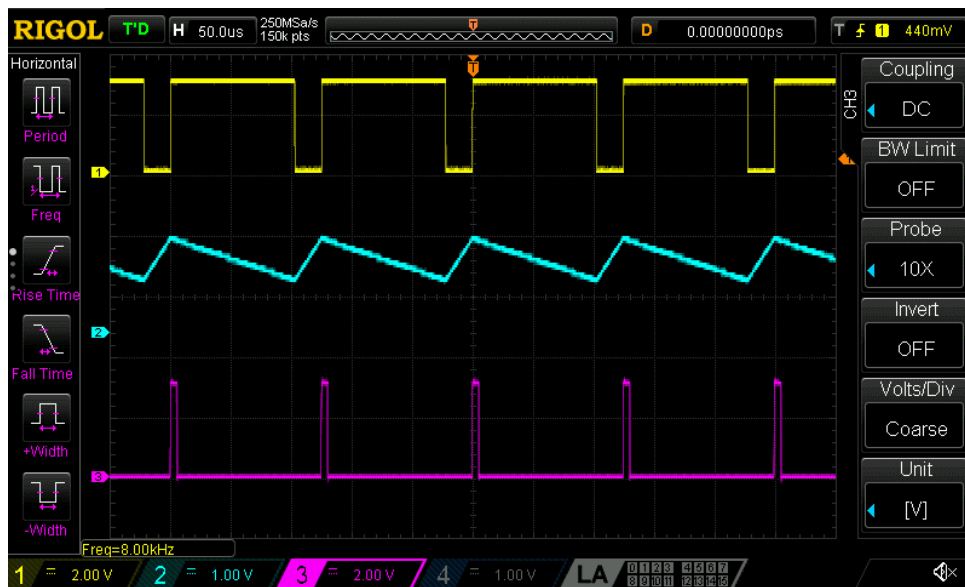
Slika 4.139 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1400$ mV, $N_C = 512$.



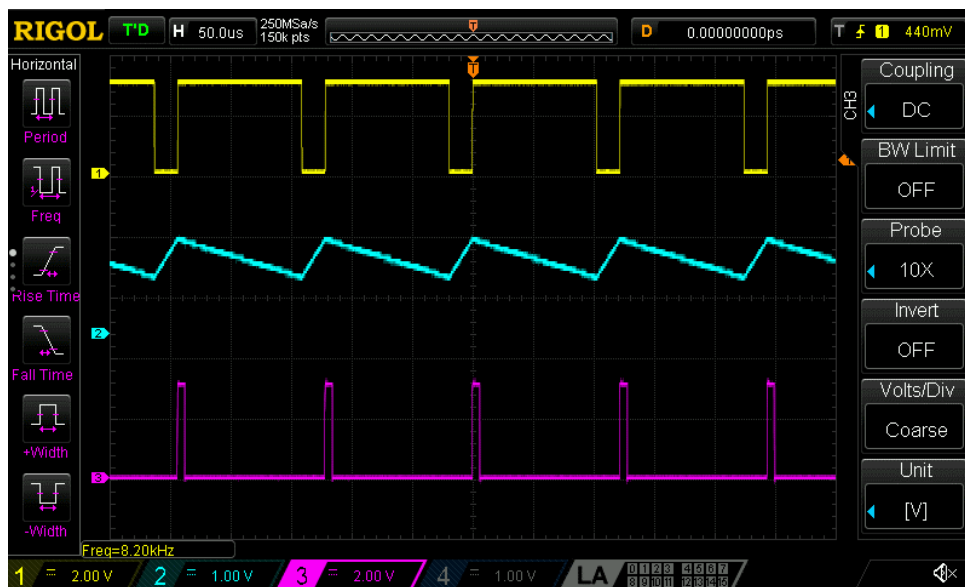
Slika 4.140 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1450$ mV, $N_C = 512$.



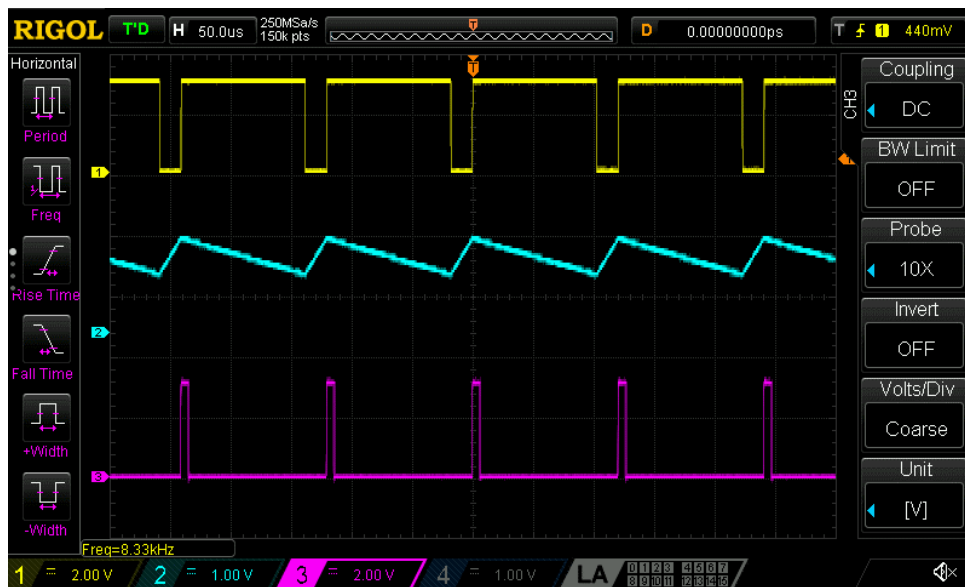
Slika 4.141 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1500$ mV, $N_C = 512$.



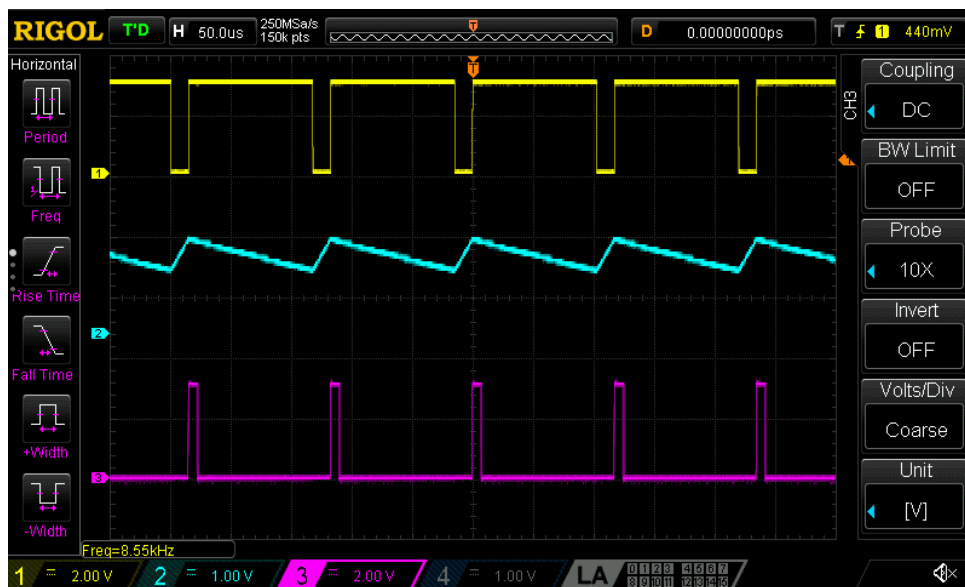
Slika 4.142 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1550$ mV, $N_C = 512$.



Slika 4.143 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1600$ mV, $N_C = 512$.



Slika 4.144 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1650$ mV, $N_C = 512$.



Slika 4.145 - Izmjereni talasni oblici napona V_{MM} , V_{INT} i V_{COMP} u sklopu predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za vrijednost ulaznog napona $V_{IN} = 1700$ mV, $N_C = 512$.

4.2 Izmjerena prenosna karakteristika konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju i odgovarajuće relativne greške

Izmjerene vrijednosti izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za odgovarajuće vrijednosti ulaznog napona V_{IN} i $N_C = 128$, prikazane su u tabeli 4.1.

Izmjerene vrijednosti izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za odgovarajuće vrijednosti ulaznog napona V_{IN} , za $N_C = 256$, prikazane su u tabeli 4.2.

Izmjerene vrijednosti izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju za odgovarajuće vrijednosti ulaznog napona V_{IN} , za $N_C = 512$, prikazane su u tabeli 4.3.

Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od ulaznog napona V_{IN} , u logaritamskoj razmjeri, za $N_C = 128$, prikazana je na slici 4.146.

Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} , za $N_C = 128$, prikazana je na slici 4.147. Grafički prikaz odgovarajuće greške linearnosti dat je na slici 4.148. Greška linearnosti E_{LIN} izračunata je prema sledećoj relaciji:

$$E_{LIN}[\%] = 100 \frac{f - f_{calc}}{f_{max}} \quad (4.1)$$

pri čemu je f_{calc} izračunata vrijednost izlazne frekvencije predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, dok je f_{max} maksimalna vrijednost izmjerene frekvencije.

Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$, dat je na slici 4.149. Relativna greška E_R određena je prema sledećoj relaciji:

$$E_R[\%] = 100 \frac{f - f_{calc}}{f_{calc}} \quad (4.2)$$

Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od ulaznog napona V_{IN} , u logaritamskoj razmjeri, za $N_C = 256$, prikazana je na slici 4.150.

Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} , za $N_C = 256$, prikazana je na slici 4.151. Grafički prikaz odgovarajuće greške linearnosti dat je na slici 4.152.

Tabela 4.1 - Izmjerene vrijednosti izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$.

V_{IN} [mV]	f [kHz]
11.04	2.0283
20.87	2.506
30.97	3.038
41.04	3.462
50.94	3.817
61.05	4.153
70.97	4.463
81.05	4.754
90.93	5.023
101.07	5.289
121.26	5.789
141.31	6.247
161.32	6.681
181.29	7.09
201.57	7.483
221.39	7.851
241.57	8.207
261.52	8.567
281.41	8.905
301.5	9.228
351.14	9.923
400.79	10.635
451.23	11.306
501.14	11.915
551.04	12.507

V_{IN} [mV]	f [kHz]
601.2	13.096
651.24	13.644
701.23	14.188
751.12	14.702
801.21	15.195
851.31	15.682
901.27	16.161
951.07	16.632
1001.17	17.09
1050.94	17.536
1101.13	17.968
1151.24	18.399
1201.21	18.813
1251.12	19.226
1301.28	19.64
1350.96	20.024
1400.64	20.427
1450.39	20.803
1500.31	21.149
1550.59	21.512
1600.94	21.847
1651.1	22.15
1701.39	22.468
1751.34	23.403
1801.38	25.392

Tabela 4.2 - Izmjerene vrijednosti izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 256$.

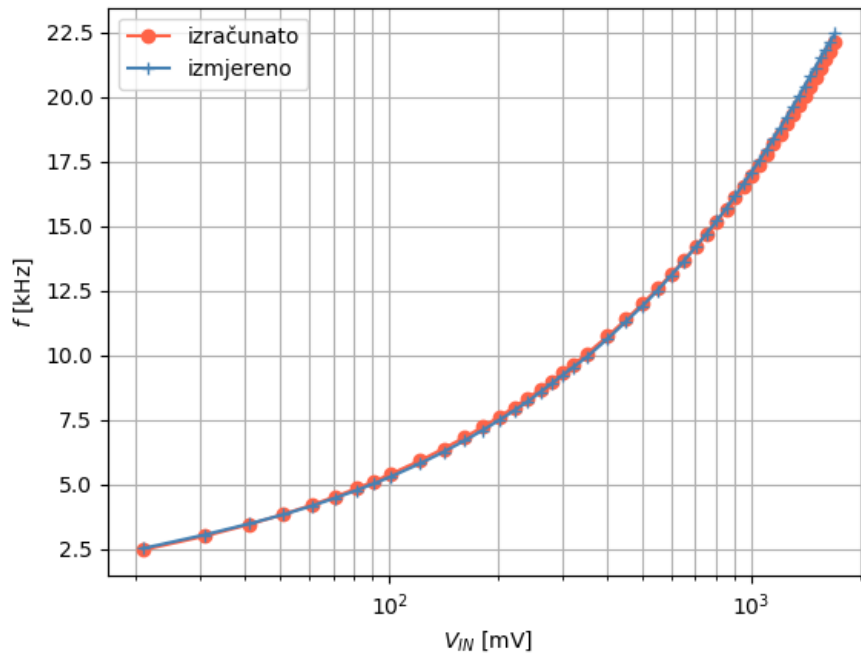
V_{IN} [mV]	f [kHz]
10.53	1.338
20.38	1.621
30.49	2.037
40.59	2.322
50.43	2.566
60.56	2.799
70.47	3.01
80.56	3.215
90.43	3.402
100.57	3.586
120.76	3.924
140.79	4.234
160.8	4.523
180.78	4.796
201.03	5.062
220.87	5.31
241.03	5.549
261	5.774
280.88	5.994
300.99	6.211
350.62	6.715
400.28	7.191
450.75	7.656
500.62	8.092
550.51	8.496

V_{IN} [mV]	f [kHz]
600.66	8.929
650.69	9.304
700.68	9.673
750.56	10.036
800.63	10.382
850.75	10.674
900.71	11.046
950.56	11.372
1000.6	11.702
1050.37	12.014
1100.53	12.333
1150.68	12.631
1200.65	12.913
1250.56	13.201
1300.71	13.472
1350.36	13.722
1400.07	13.973
1449.87	14.2
1499.77	14.427
1550.01	14.662
1600.39	14.891
1650.53	15.117
1700.8	15.353
1750.77	15.877
1800.8	15.966

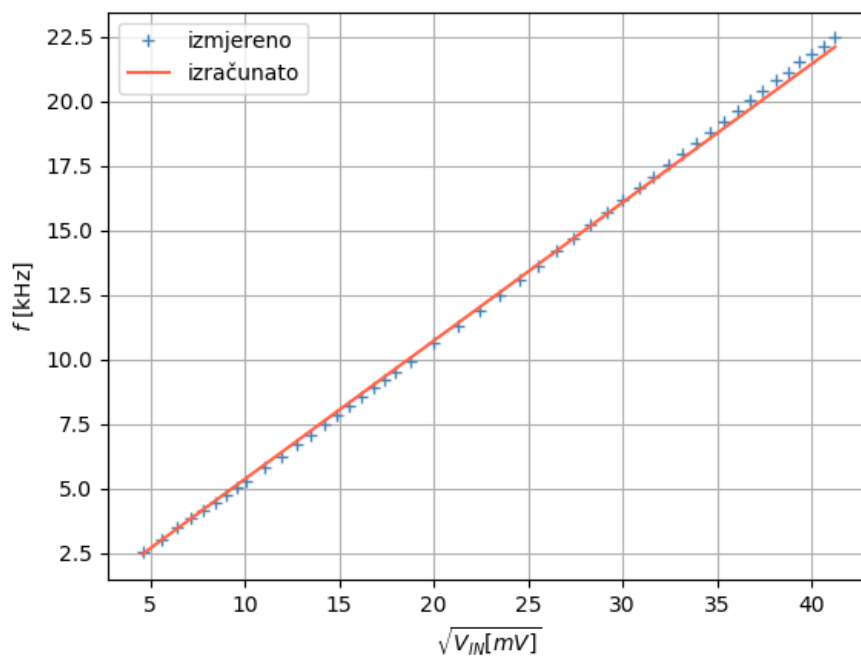
Tabela 4.3 - Izmjerene vrijednosti izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 512$.

V_{IN} [mV]	f [kHz]
10.58	0.749
20.41	0.953
30.51	1.164
40.6	1.286
50.44	1.417
60.59	1.551
70.5	1.665
80.59	1.777
90.45	1.879
100.6	1.98
120.78	2.167
140.79	2.342
160.81	2.501
180.77	2.654
201.05	2.797
220.88	2.933
241.02	3.061
261.01	3.183
280.88	3.304
301	3.42
350.64	3.7
400.29	3.962
450.77	4.2
500.66	4.461

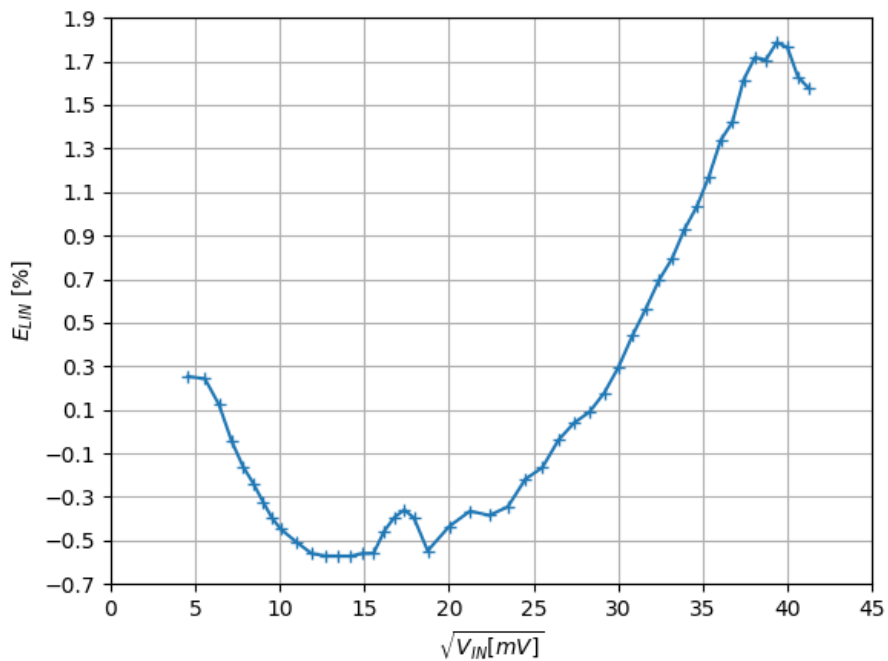
V_{IN} [mV]	f [kHz]
550.49	4.691
600.67	4.917
650.69	5.139
700.7	5.346
750.58	5.545
800.63	5.739
850.76	5.917
900.71	6.11
950.54	6.291
1000.61	6.451
1050.36	6.619
1100.52	6.788
1150.67	6.955
1200.65	7.112
1250.56	7.257
1300.68	7.408
1350.36	7.553
1400.08	7.693
1449.84	7.821
1499.74	7.962
1550.01	8.026
1600.39	8.221
1650.56	8.337
1700.82	8.541



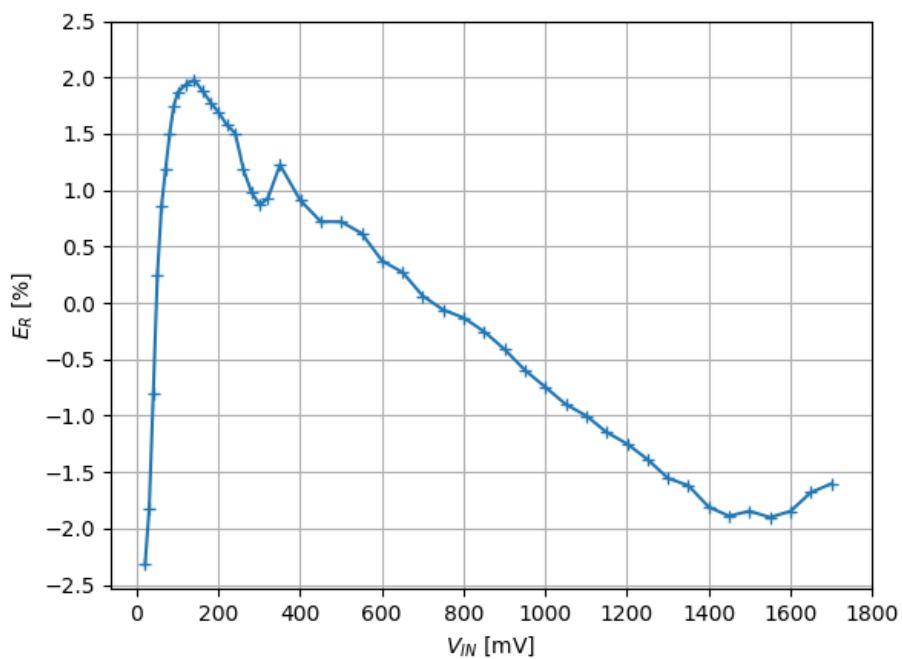
Slika 4.146 - Zavisnost izlazne frekvencije f od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$.



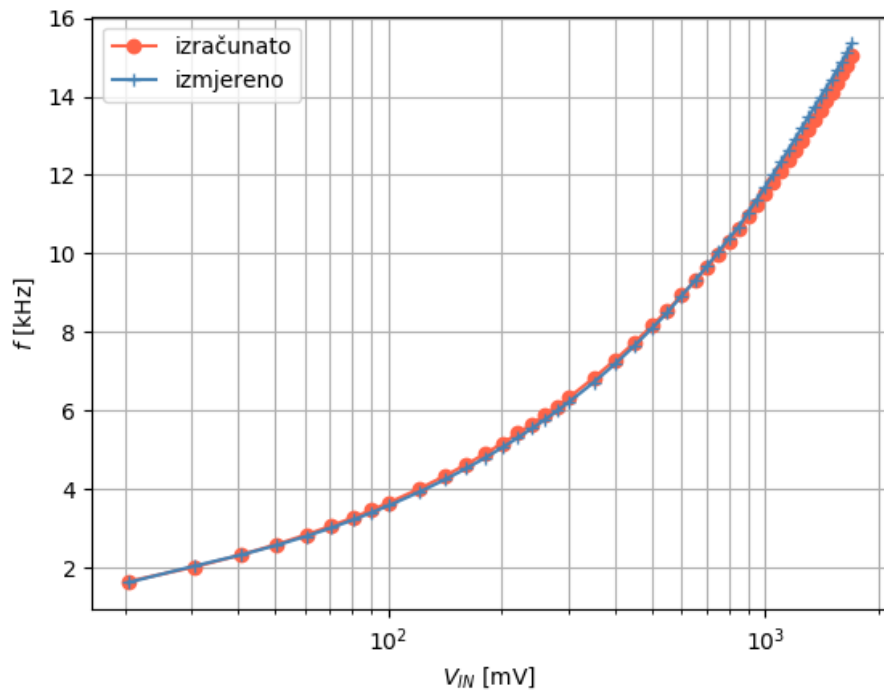
Slika 4.147 - Zavisnost izlazne frekvencije f od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$.



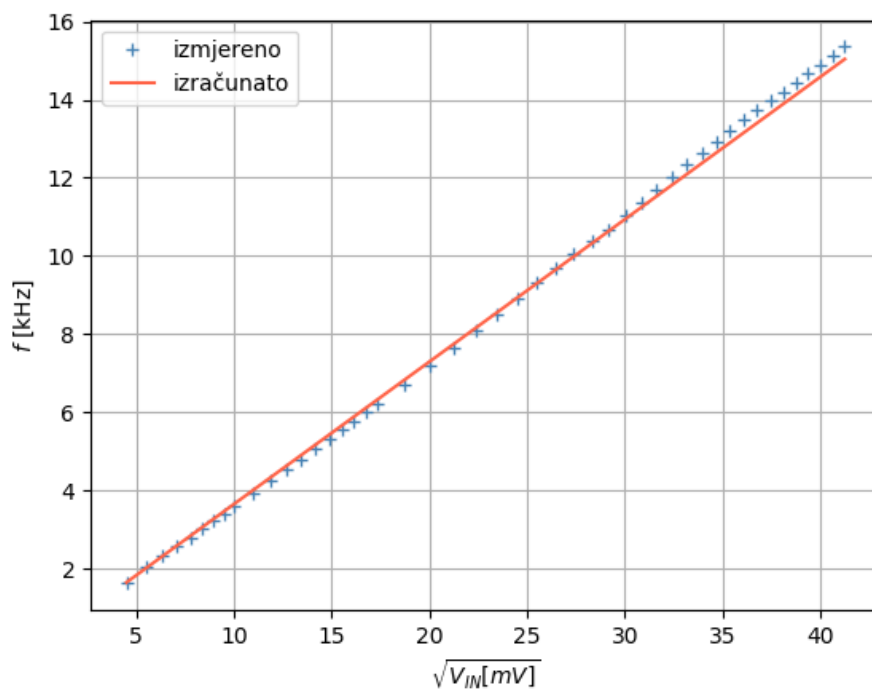
Slika 4.148 - Greška linearnosti E_{LIN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$.



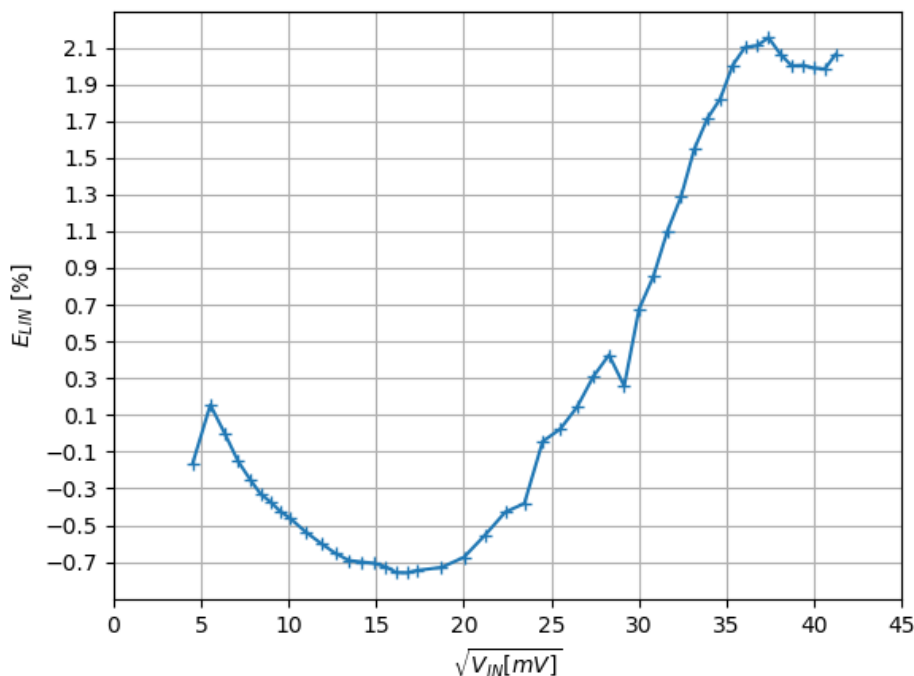
Slika 4.149 - Relativna greška E_R predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$.



Slika 4.150 - Zavisnost izlazne frekvencije f od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 256$.



Slika 4.151 - Zavisnost izlazne frekvencije f od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 256$.



Slika 4.152 - Greška linearnosti E_{LIN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 256$.

Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 256$, dat je na slici 4.153.

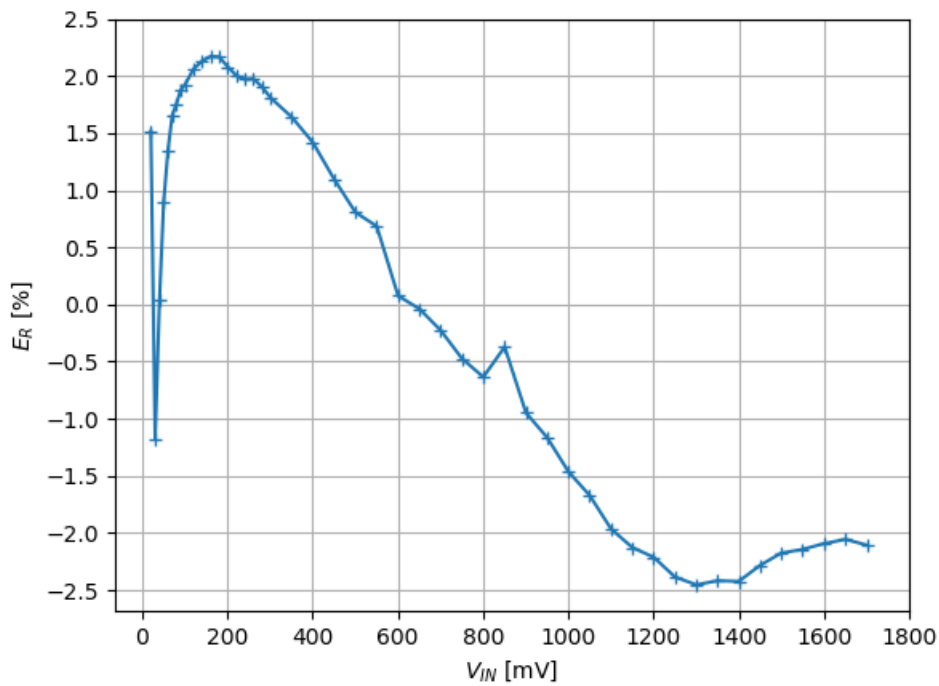
Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od ulaznog napona V_{IN} , u logaritamskoj razmjeri, za $N_C = 512$, prikazana je na slici 4.154.

Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} , za $N_C = 512$, prikazana je na slici 4.155. Grafički prikaz odgovarajuće greške linearnosti dat je na slici 4.156. Greška linearnosti E_{LIN} izračunata je prema sledećoj relaciji:

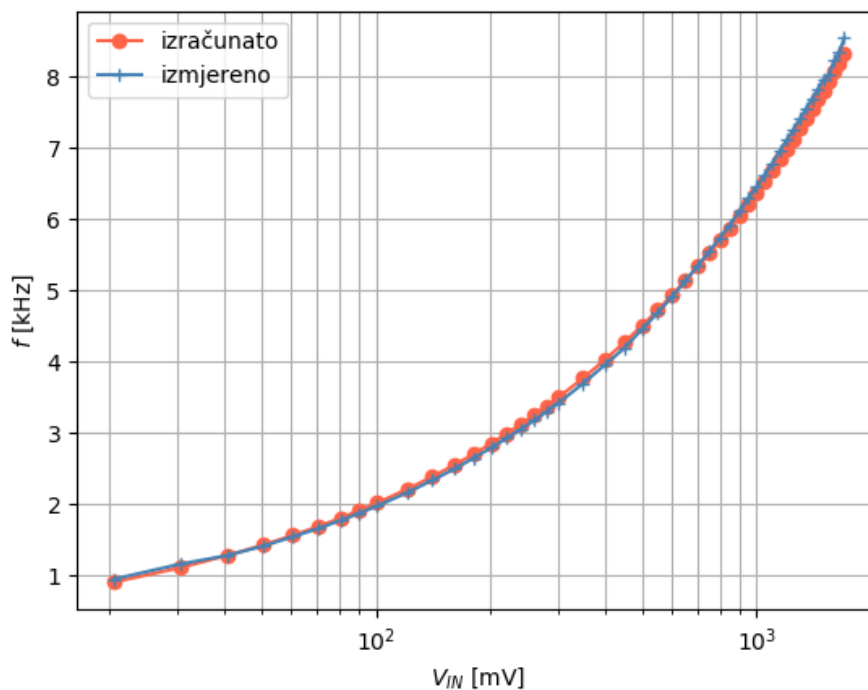
$$E_{LIN} [%] = 100 \frac{f - f_{calc}}{f_{max}} \quad (4.3)$$

pri čemu je f_{calc} izračunata vrijednost izlazne frekvencije predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, dok je f_{max} maksimalna vrijednost izmjerene frekvencije.

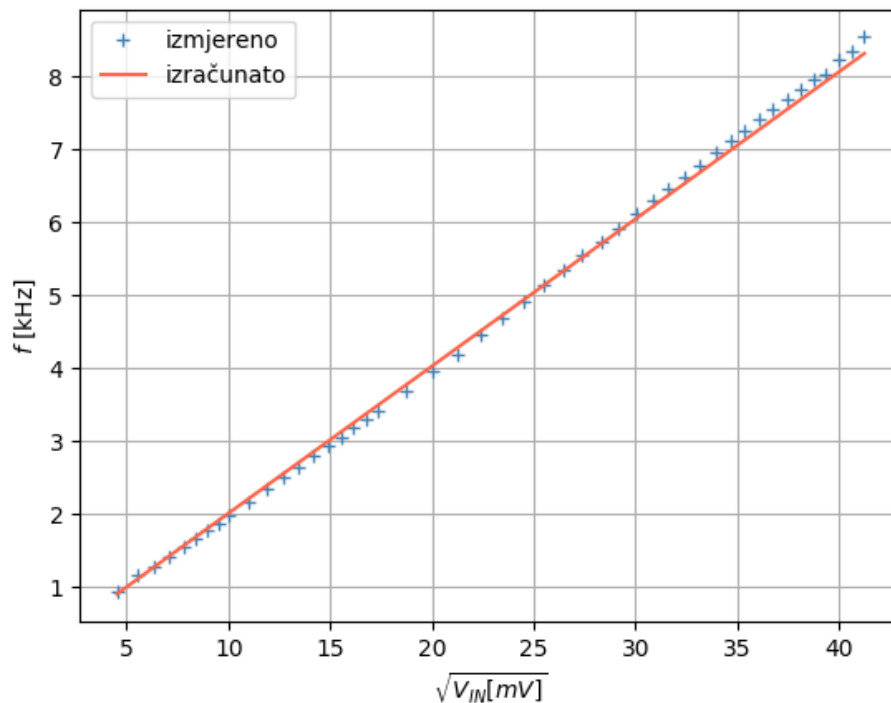
Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C=512$, dat je na slici 4.157.



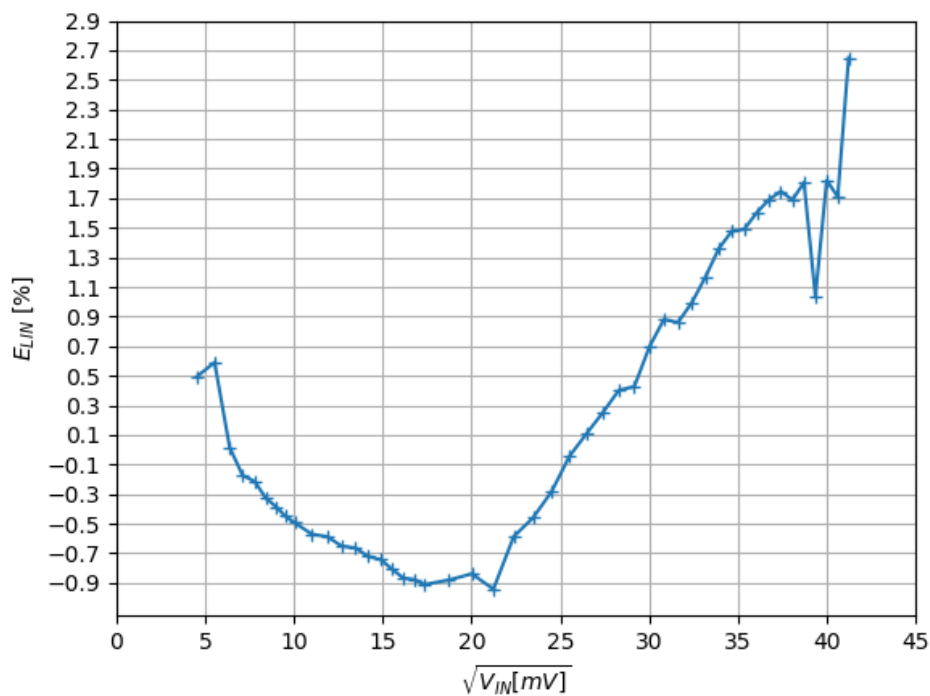
Slika 4.153 - Relativna greška E_R predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 256$.



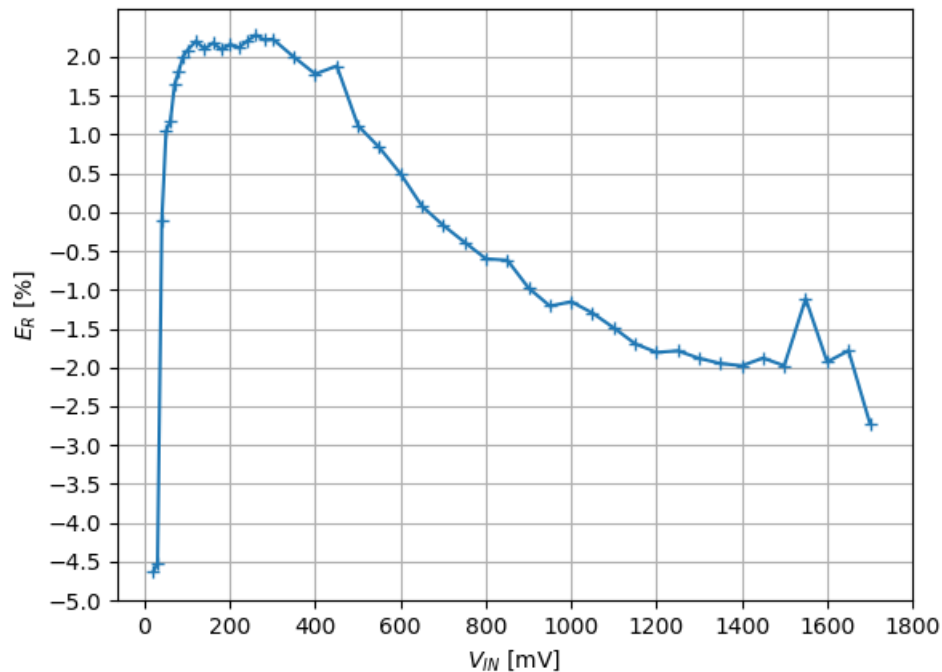
Slika 4.154 - Zavisnost izlazne frekvencije f od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 512$.



Slika 4.155 - Zavisnost izlazne frekvencije f od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 512$.



Slika 4.156 - Greška linearnosti E_{LIN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 512$.



Slika 4.157 - Relativna greška E_R predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 512$.

Relativna greška E_R određena je prema sledećoj relaciji:

$$E_R[\%] = 100 \frac{f - f_{calc}}{f_{calc}} \quad (4.4)$$

Na osnovu izmjerene prenosne karakteristike konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju prikazane na slici 4.155, osjetljivost sistema iznosi:

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta \sqrt{V_{IN}}} = 6375.15 \frac{\text{Hz}}{\sqrt{\text{V}}} \quad (4.5)$$

za $N_C = 512$.

Na osnovu izmjerene prenosne karakteristike konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju prikazane na slici 4.151, osjetljivost sistema iznosi:

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta \sqrt{V_{IN}}} = 11529.66 \frac{\text{Hz}}{\sqrt{\text{V}}} \quad (4.6)$$

za $N_C = 256$.

Na osnovu izmjerene prenosne karakteristike konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju prikazane na slici 4.147, osjetljivost sistema iznosi:

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta \sqrt{V_{IN}}} = 16953.19 \frac{\text{Hz}}{\sqrt{\text{V}}} \quad (4.7)$$

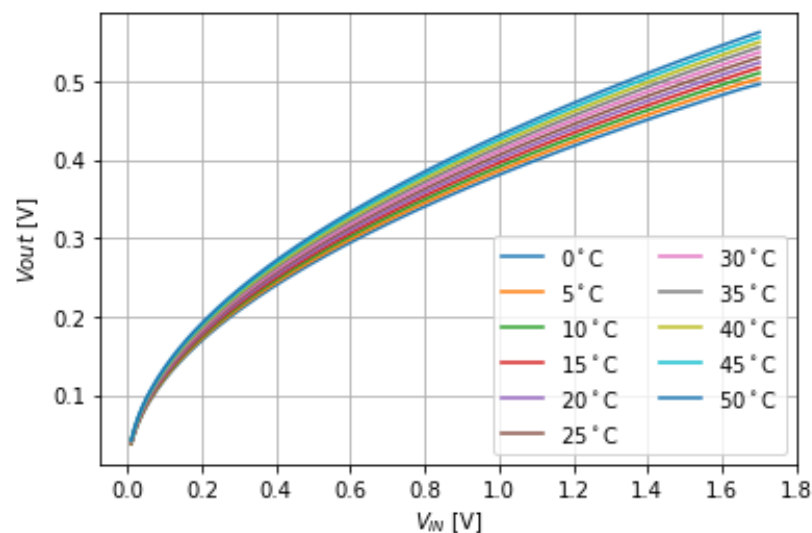
za $N_C = 128$.

4.3 Rezultati simulacija u okviru temperaturne analize

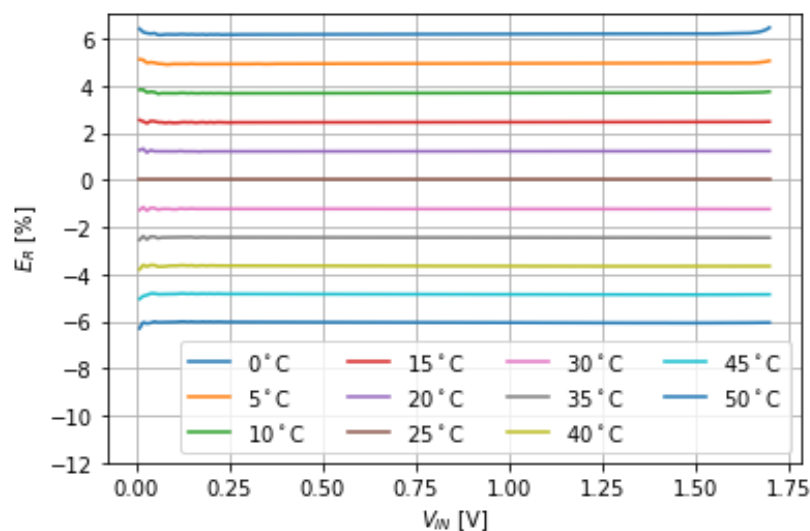
Simulacije su vršene za kolo za korjenovanje, za opseg temperature od 0 °C do 50 °C, sa korakom od 5 °C, za $N_C = 128$. Posmatrana je vrijednost izlaznog napona kola za korjenovanje na bazi običnog otpornika, za ulazne napone od 10 mV do 1.7 V. Zavisnost izlaznog napona V_{OUT} predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi običnog otpornika od ulaznog napona V_{IN} , za različite vrijednosti temperatura, prikazana je na slici 4.158.

Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi običnog otpornika, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na temperaturu od 25 °C, dat je na slici 4.159.

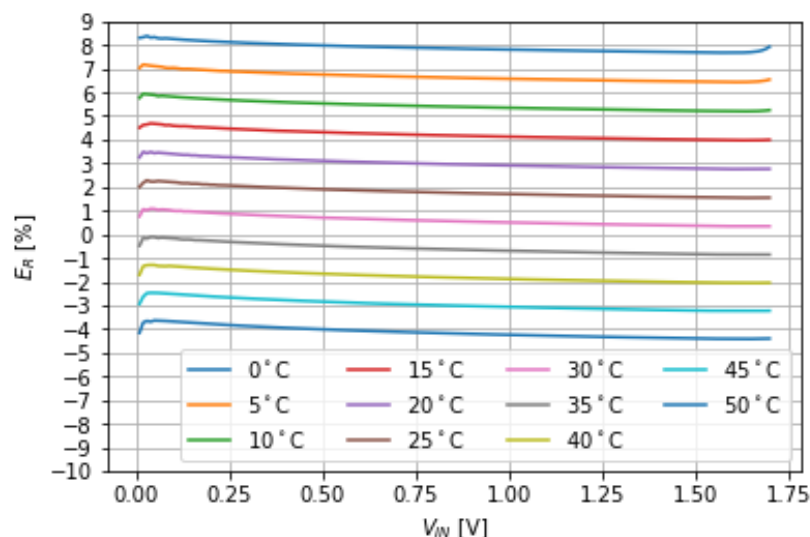
Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi običnog otpornika, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na matematički model, dat je na slici 4.160.



Slika 4.158 - Zavisnost izlaznog napona V_{OUT} od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi običnog otpornika, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature.

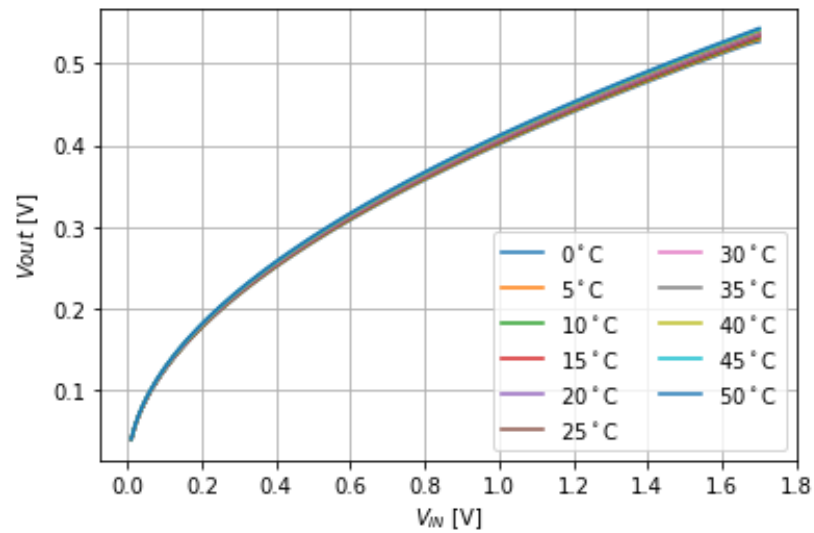


Slika 4.159 - Relativna greška E_R predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi običnog otpornika, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na temperaturu od 25 °C.



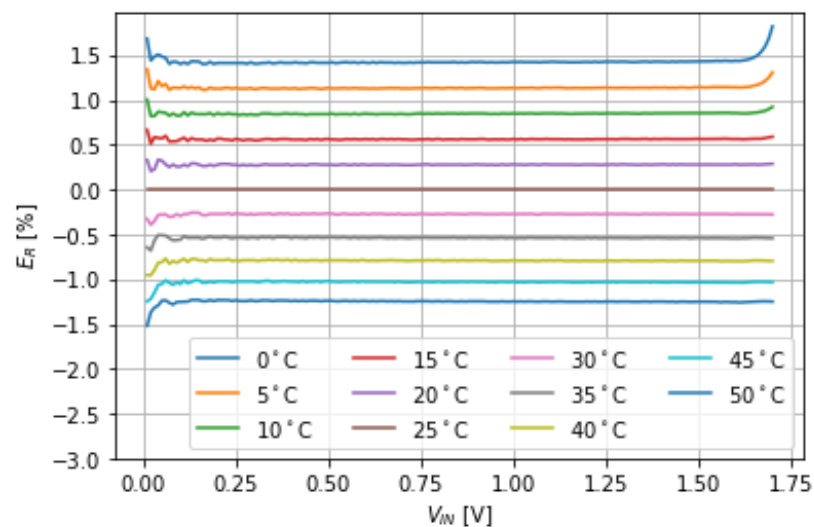
Slika 4.160 - Relativna greška E_R predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi običnog otpornika, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na matematički model.

Simulacije su vršene i za kolo za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika, za opseg temperature od 0 °C do 50 °C, sa korakom od 5 °C, za $N_C = 128$. Posmatrana je vrijednost izlaznog napona kola za korjenovanje, za ulazne napone od 10 mV do 1.7 V. Zavisnost izlaznog napona V_{OUT} predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika od ulaznog napona V_{IN} , za različite vrijednosti temperatura, prikazana je na slici 4.161.



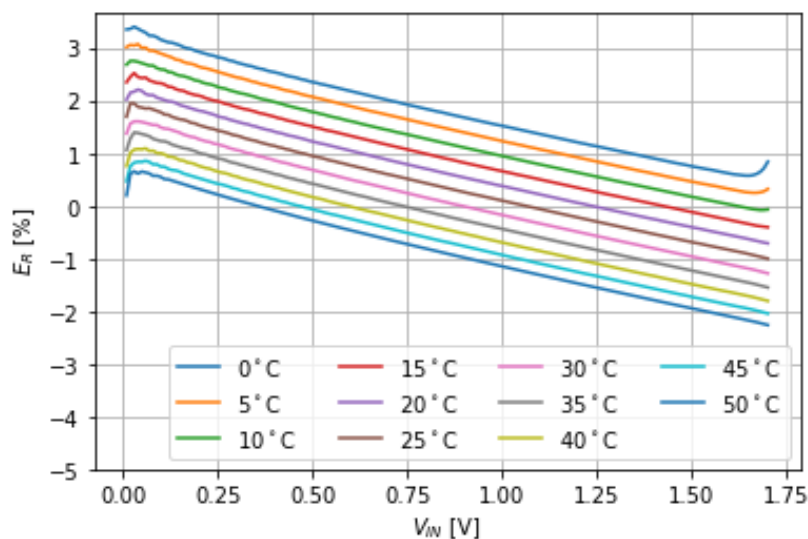
Slika 4.161 - Zavisnost izlaznog V_{OUT} od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature.

Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na temperaturu od 25 °C, dat je na slici 4.162.



Slika 4.162 - Relativna greška E_R predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na temperaturu od 25 °C.

Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na matematički model, dat je na slici 4.163.



Slika 4.163 - Relativna greška E_R predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na matematički model.

Na osnovu odgovarajućih prenosnih karakteristika predstavljenih na slikama 4.158-4.163 može se uočiti da je kolom za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika postignut veći stepen temperaturne stabilnosti u odnosu na kolo za korjenovanje na bazi običnog otpornika.

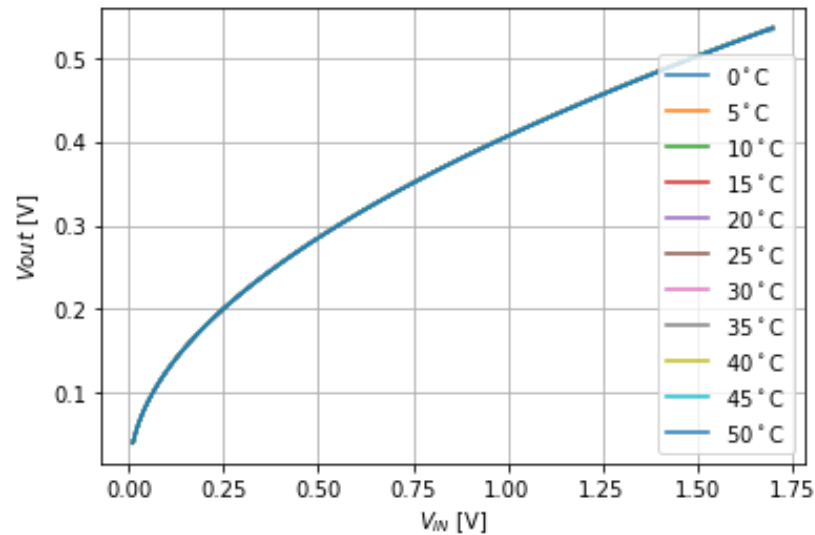
S obzirom na temperaturnu analizu datu u poglavlju 4.3, zaključeno je da je relativna promjena izlaznog napona kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika po stepenu temperature približno konstantna. U cilju potvrđivanja sprovedene analize, izvršena je odgovarajuća temperaturna kompenzacija. Naime, rezultati dobijeni simulacijama za različite temperature, skalirani su izračunatim korektivnim koeficijentom koji iznosi približno 0.055 %. Zavisnost izlaznog napona kola za korjenovanje od ulaznog napona V_{IN} , za različite vrijednosti temperatura, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji, prikazana je na slici 4.164.

Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja kola za korjenovanje na bazi naponom-kontrolisanog otpornika, za različite vrijednosti temperature, u odnosu na matematički model, po izvršenoj kompenzaciji, dat je na slici 4.165.

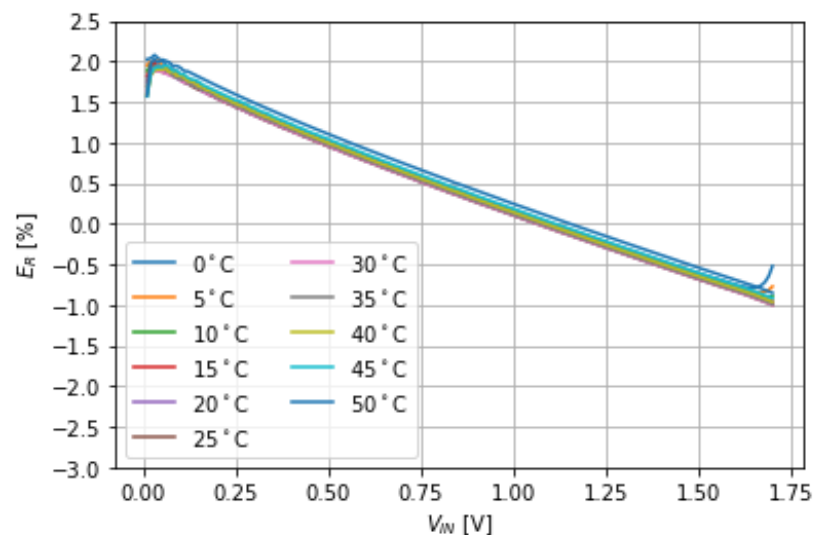
Simulacije su vršene i za cjelokupno kolo za opseg temperatura od 0 °C do 50 °C, sa korakom od 5 °C, za $N_C = 128$. Posmatrana je vrijednost frekvencije izlaznog signala za ulazne napone od 10 mV do 1.7 V. Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od ulaznog napona V_{IN} , u logaritamskoj razmjeri, za različite vrijednosti temperatura, prikazana je na slici 4.166.

Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} , za različite vrijednosti temperatura, prikazana je na slici 4.167 .

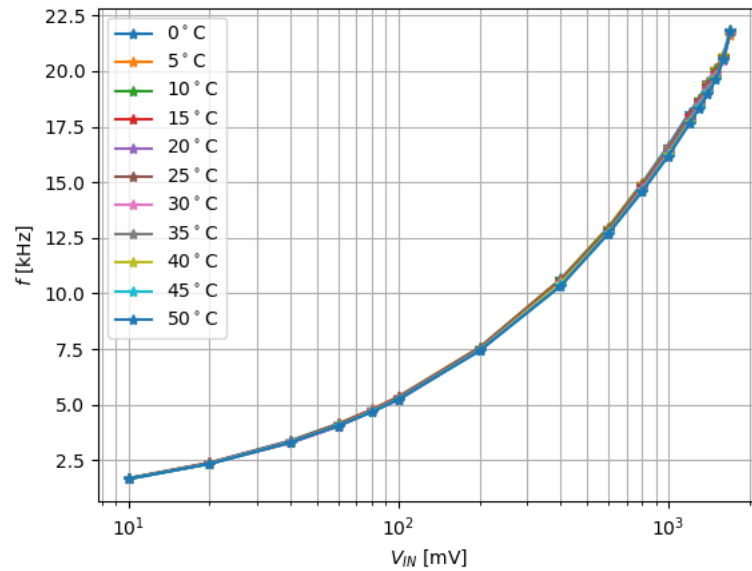
Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za različite vrijednosti temperature, dat je na slici 4.168.



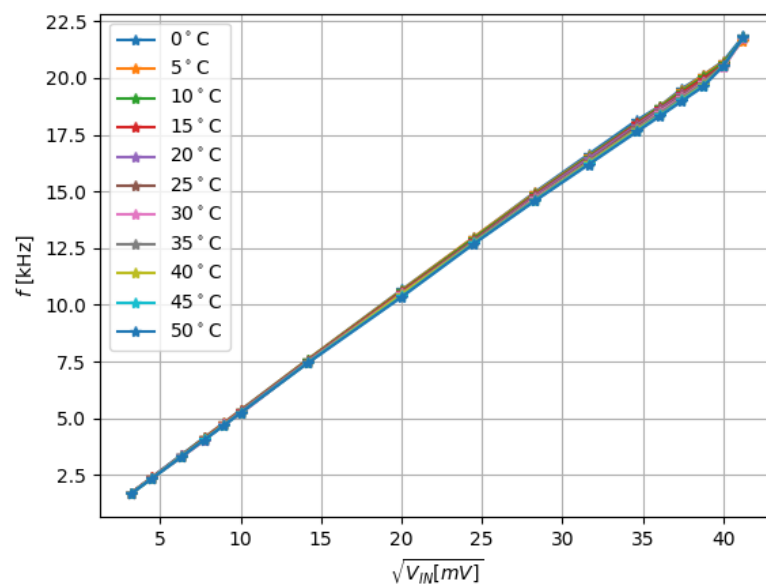
Slika 4.164 - Zavisnost izlaznog napona V_{OUT} od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja kola za korjenovanje, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji.



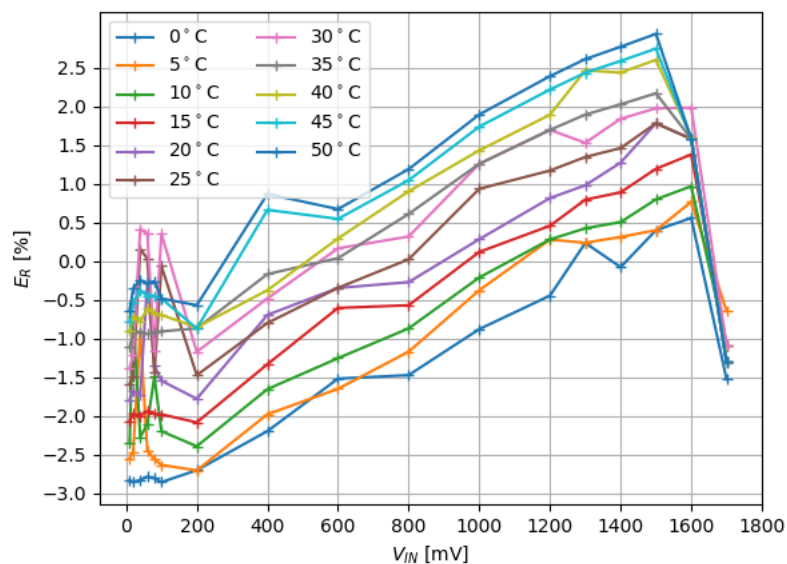
Slika 4.165 - Relativna greška E_R predloženog rešenja kola za korjenovanje, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji.



Slika 4.166 - Zavisnost izlazne frekvencije f od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature.



Slika 4.167 - Zavisnost izlazne frekvencije f od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature.

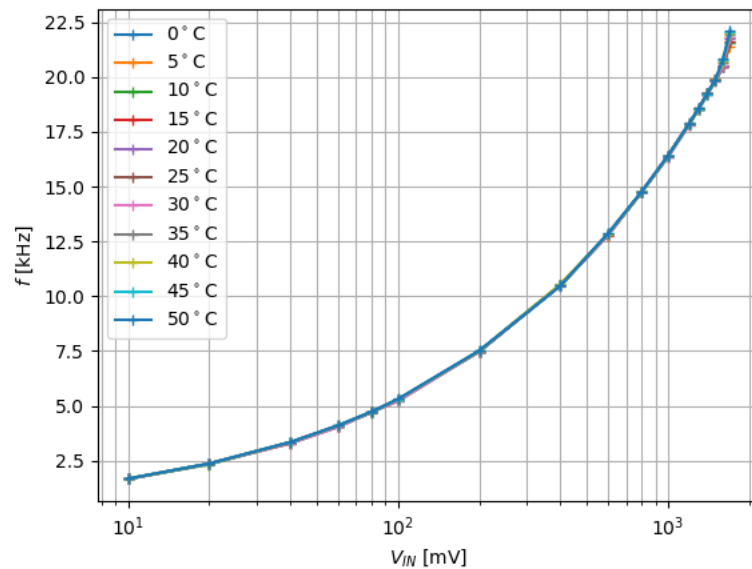


Slika 4.168 - Relativna greška E_R predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature.

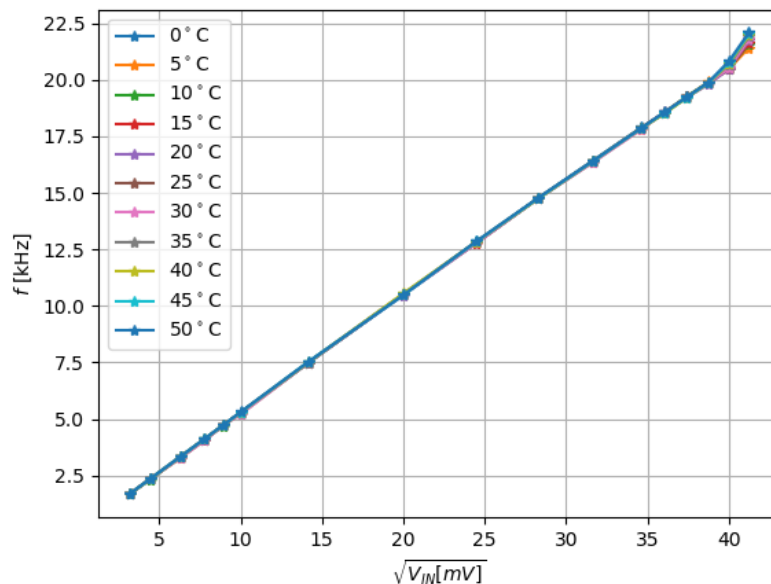
Na osnovu temperaturne analize date u poglavlju 4.3, zaključeno je da je relativna promjena frekvencije izlaznog signala po stepenu temperature približno konstantna. U cilju potvrđivanja sprovedene analize, izvršena je odgovarajuća temperaturna kompenzacija. Naime, rezultati dobijeni simulacijama za različite temperature, skalirani su izračunatim korektivnim koeficijentom koji iznosi približno -0.055% . Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od ulaznog napona V_{IN} , u logaritamskoj razmjeri, za različite vrijednosti temperatura, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji, prikazana je na slici 4.169.

Zavisnost izlazne frekvencije f predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} , za različite vrijednosti temperatura, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji, prikazana je na slici 4.170.

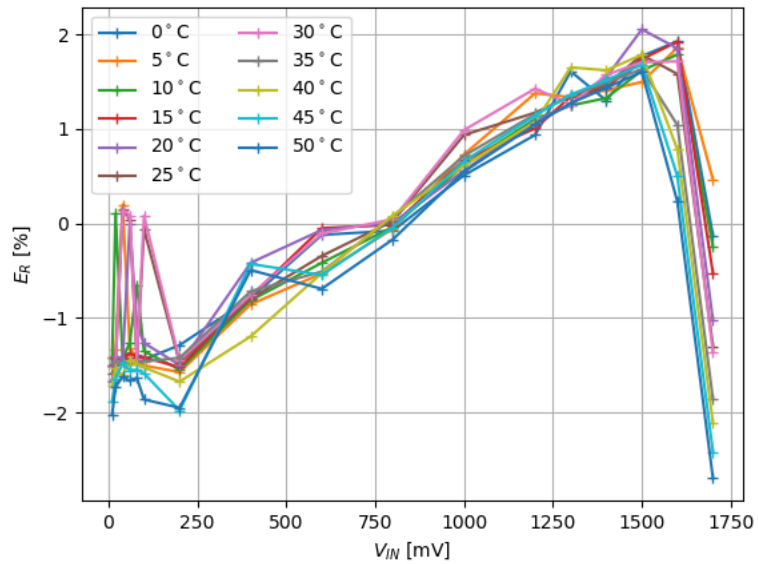
Grafički prikaz relativne greške predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za različite vrijednosti temperature, po izvršenoj kompenzaciji, dat je na slici 4.171.



Slika 4.169 - Zavisnost izlazne frekvencije f od ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji.



Slika 4.170 - Zavisnost izlazne frekvencije f od kvadratnog korijena ulaznog napona V_{IN} predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji.



Slika 4.171 - Relativna greška E_R predloženog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju, za $N_C = 128$, za različite vrijednosti temperature, po izvršenoj temperaturnoj kompenzaciji.

5 ZAKLJUČAK

Konvertori napona (struje) u frekvenciju su kola koja vrše konverziju ulazne analogne veličine u periodični talasni oblik na izlazu čija učestanost je proporcionalna mjerenoj veličini. Prednost ovog tipa konverzije u odnosu na klasičnu A/D konverziju je u tome što se informacija o mjerenoj veličini prenosi putem jedne linije, nije potrebna sinhronizacija sa prijemnom stranom, kao ni specifični komunikacioni protokol. Kako je u pitanju kvazi-digitalni signal, cjelokupan sistem je manje osjetljiv na prisustvo šuma i interferentne smetnje. Zahvaljujući prethodno navedenim karakteristikama, konvertori napona (struje) u frekvenciju se mogu koristiti u sklopu mikrokontrolerski upravljanih sistema, kao i u sklopu integrisanih mjernih sistema. Oblast primjene konvertora napona (struje) u frekvenciju se kreće od jednostavnih bežičnih senzorskih mreža, do složenijih mjernih i kontrolnih sistema u industriji, medicini, agrikulturi, telekomunikacijama itd. Posebnu grupu konvertora napona (struje) u frekvenciju čine oni sa nelinearnom prenosnom karakteristikom koji se koriste u svrhu linearizacije prenosne karakteristike cjelokupnog mjernog sistema. U oblasti mjerenja zapreminskog protoka fluida na bazi cijevi sa suženjem primjenu su našli konvertori kvadratnog korijena napona (struje) u frekvenciju. Naime, zapreminski protok fluida je proporcionalan kvadratnom korijenu diferencijalnog pritiska koji se javlja u cijevi, pa se upotrebom konvertora kvadratnog korijena napona (struje) u frekvenciju može ostvariti linearna zavisnost između izlazne veličine i mjerene veličine.

U radu je dat predlog rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju na bazi standardnog konvertora napona u frekvenciju, pri čemu je referentni napon proporcionalan kvadratnom korijenu ulaznog napona. Kolo za korjenovanje realizovano je pomoću dva MOSFET-

a u tzv. *nested* konfiguraciji. Veći stepen temperaturne stabilnosti postignut je upotrebom naponom-kontrolisanog otpornika u sklopu konvertora napona u struju koja se vodi na ulaz kola za korjenovanje.

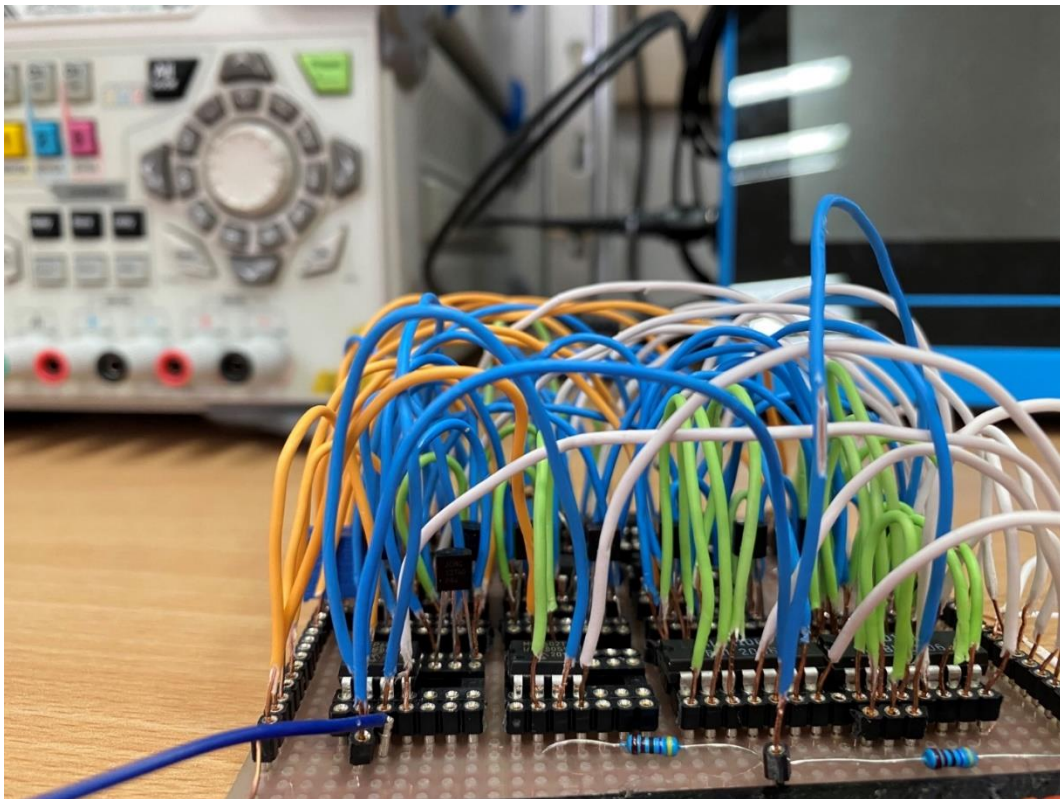
Konvertor kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovan je u diskretnoj tehnici sa naponom napajanja od 3 V. Prethodna rešenja konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovana su sa naponom napajanja 18 V [15], ± 10 V [1] i ± 6 V [27]. Opseg ulaznog napona predloženog rešenja iznosi od 10 mV do 1.7 V, dok je u [15] opseg ulaznog napona od 1 mV do 10 V. Maksimalna osjetljivost predloženog rešenja iznosi $16953 \text{ Hz}/\sqrt{\text{V}}$, dok je u [15] maksimalna postignuta osjetljivost $2530 \text{ Hz}/\sqrt{\text{V}}$. Apsolutna vrijednost relativne greške predloženog rešenja se kreće do 2 % za cjelokupan opseg ulaznog napona. Greška pune skale u [15] iznosi do 0.02 %, apsolutna vrijednost relativne greške u [1] i [27] je manja od 1 % za određeni opseg ulazne struje. Frekvencija izlaznog signala predloženog rešenja ne zavisi od vrijednosti referentnog napona, niti od vrijednosti referentne struje. U [15] frekvencija izlaznog signala zavisi od vrijednosti referentnog napona, u [1] frekvencija izlaznog signala zavisi od vrijednosti referentne otpornosti, dok u [27] frekvencija izlaznog signala zavisi od odnosa referentnih struja i odnosa ulazne struje i kontrolne struje. Predloženo rešenje odlikuje konstantna vrijednost relativne promjene frekvencije sa temperaturom, pa je temperaturnu kompenzaciju moguće relativno jednostavno ostvariti. Za fiksnu vrijednost referentnog napona, rešenje [15] je temperaturno stabilno za opseg temperatura od 0 °C do 50 °C. Uz pretpostavku da je referentna otpornost temperaturno stabilna, rešenje [1] odlikuje relativna promjena frekvencije sa temperaturom od $-7.6 \times 10^{-3} \text{ \%}/\text{K}$ do $-1.8 \times 10^{-3} \text{ \%}/\text{K}$. Uz pretpostavku da je kontrolna struja temperaturno stabilna, rešenje [27] je temperaturno stabilisano.

Predloženo rešenje konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju testirano je pri frekvenciji takt impulsa od 5 MHz, za različite vrijednosti trajanja kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora i opseg ulaznog napona od 10 mV do 1.7 V. Na osnovu izmjerenih rezultata određene su odgovarajuće relativne greške i greške linearnosti prenosnih karakteristika uz pomoć programskog jezika *Python*. U sklopu temepraturne analize, posebno je analizirana temperaturna stabilnost kola za korjenovanje, kao i temperaturna stabilnost cjelokupnog sistema. Odgovarajuće simulacije izvršene su uz pomoć softverskog paketa za projektovanje i analizu rada elektronskih kola *LTspice*-u.

Na osnovu prikazanih rezultata, može se zaključiti da predloženo rešenje konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju odlikuje niži napon napajanja i veća osjetljivost u odnosu na postojeća rešenja. Pored toga, frekvencija izlaznog napona ne zavisi od vrijednosti referentnog napona ili struje, dok se temperaturna kompenzacija može jednostavno ostvariti za cjelokupan opseg ulaznog napona.

6 DODATAK-FOTOGRAFIJE PROTOTIPA KVADRATNOG KORIJENA NAPONA U FREKVENCIJU REALIZOVANOG U DISKRETNJOJ TEHNICI

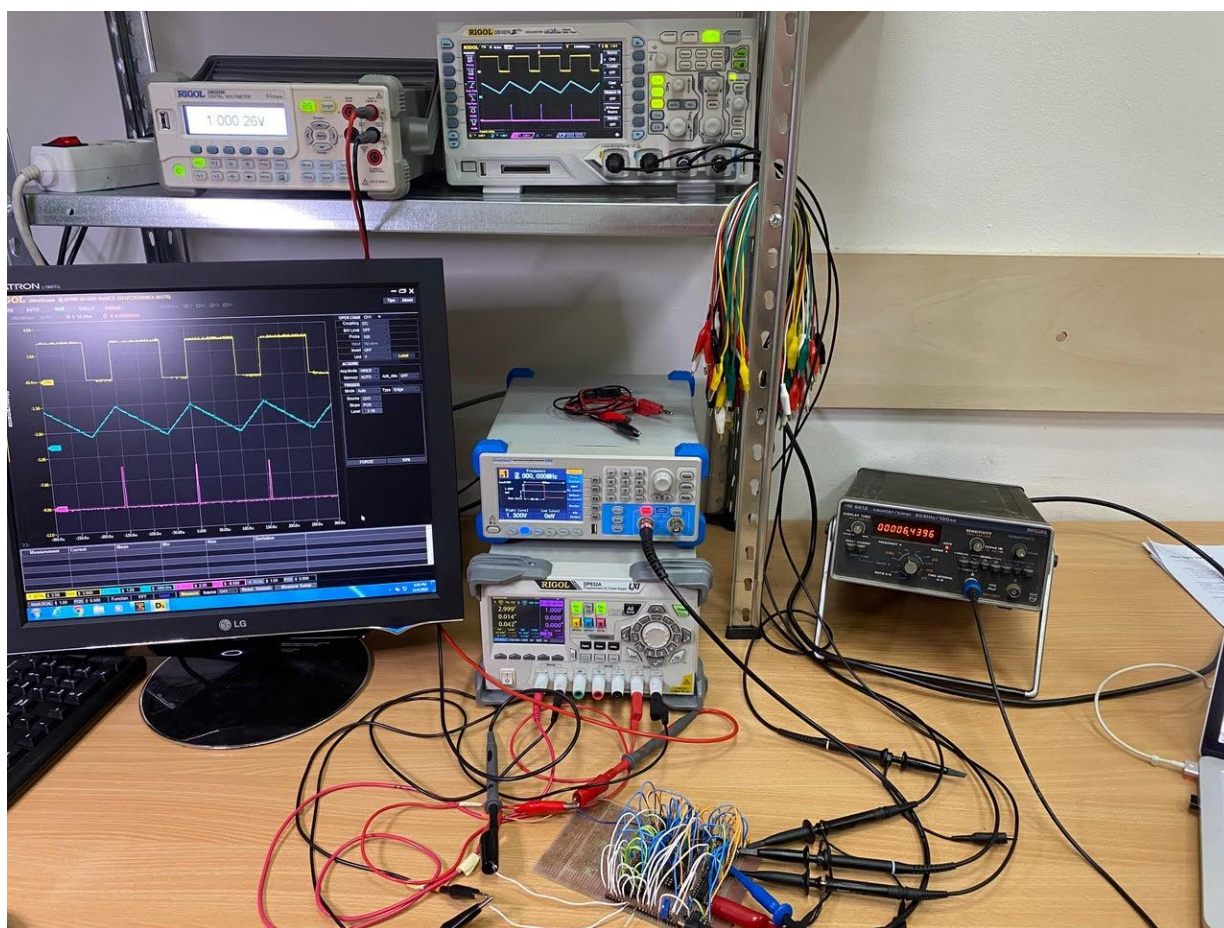
Na slikama 6.1-6.4 su prikazane fotografije prototipa realizovanog u diskretnoj tehnici, kao i fotografije odgovarajućeg mjernog orkuženja.



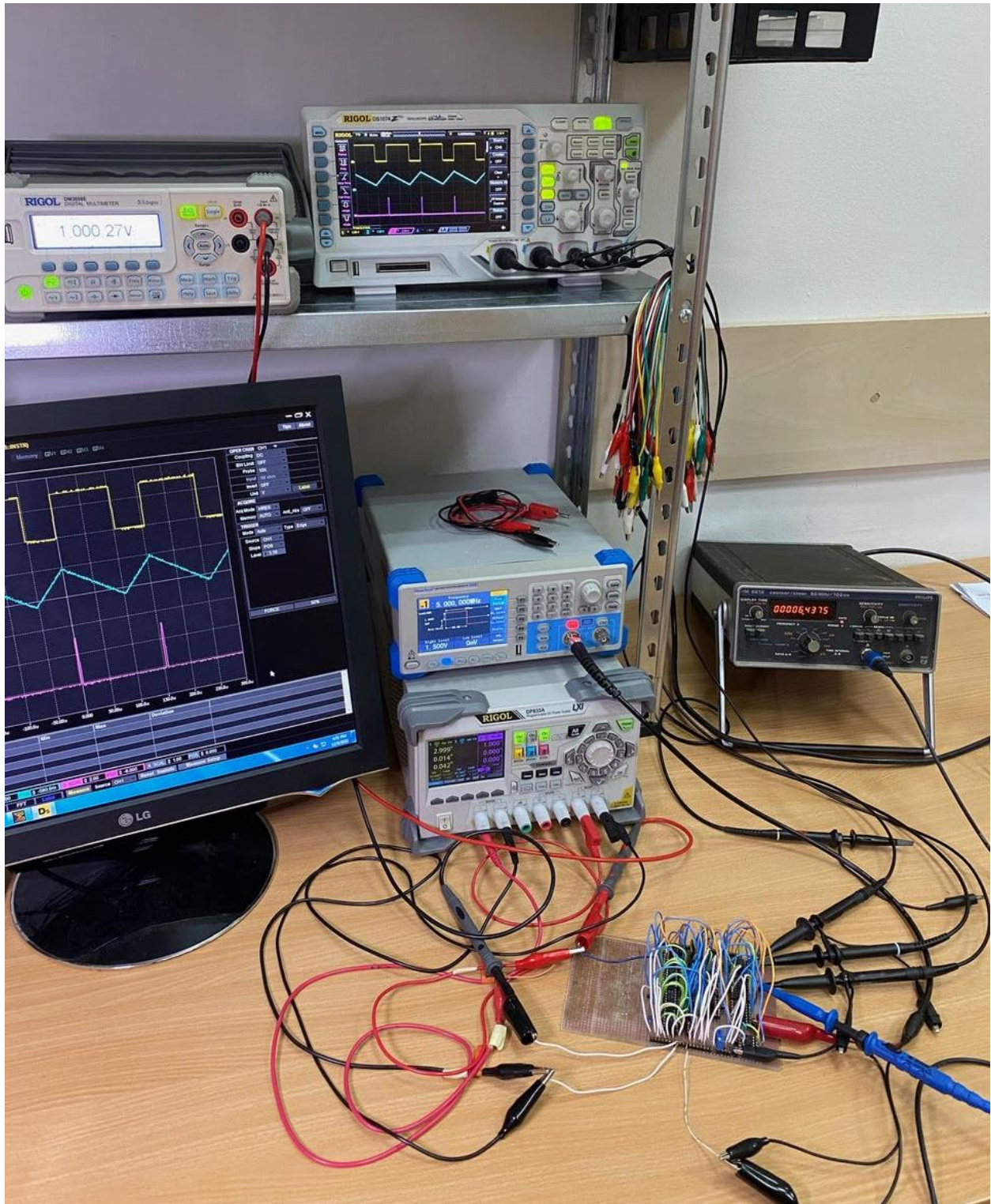
Slika 6.1 - Fotografija prototipa konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovanog u diskretnoj tehnici.



Slika 6.2 – Fotografija prototipa konvertora kvadratnog korijena napona u frekvenciju realizovanog u diskretnoj tehnici.



Slika 6.3 - Fotografija mjernog okruženja.



Slika 6.4 - Fotografija mjernog okruženja.

LITERATURA

- [1] N. Tadić, D. Gobović, "A Square-Rooting Current-to-Frequency Converter," *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 52, no. 4, 2003.
- [2] C. Azcona Murillo, B. Calvo Lopez and S. Celma Pueyo, Voltage-to-frequency converters, *Analog Circuits and Signal Processing*, 2013.
- [3] C. Azcona, B. Calvo, S. Celma, N. Medrano, P. A. Martínez, "Ratiometric Voltage-to-Frequency Converter for Long-Life Autonomous Portable Equipment," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 6, June 2013.
- [4] I. M. Pandiev, „Flexible Differential Frequency-To-Voltage And Voltage-To-Frequency Converters Using Monolithic Analogue Reconfigurable Devices,“ *International Journal of Advances in Engineering and Technology*, July 2014.
- [5] T. W. Davis, X. Liang, C.-M. Kuo / Y. Liang, „,„,„Analysis of Power Characteristics for Sap Flow, Soil Moisture, and Soil Water Potential Sensors in Wireless Sensor Networking Systems“,“ *IEEE Sensors Journal*, t. 6, br. 12, pp. 1933-1945, June, 2012.
- [6] N. Kirinaki, S. Yurish, N. Shpak and V. Deynega, „Converters for different variables to frequency-time parameters of the electric signal,“ *Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors*, Wiley, England 2002.
- [7] E. C. Stoimenov, I. M. Pandiev, M. G. Kovacheva, „Converters for different variables to frequency-time parameters of the electric signal,“ *Modeling and Implementation of FPGA – Based Flexible Voltage-to-Frequency Converter*, Annual Journal of Electronics, 2014.
- [8] F. Vidal-Verdu', R. Navas-González and A. Rodríguez-Vázquez, „Voltage-to-frequency converters,“ Chang, K. (ed.) *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, Wiley, New Jersey 2005.
- [9] H. Zumbahlen, „Converters,“ *Linear Circuit Design Handbook*, Newnes, USA 2008.

- [10] R Palla's-Areny and J.G. Webster, „Digital and intelligent sensors,“ *Sensors and Signal Conditioning*, Wiley, New York 2001.
- [11] W. Kester and J. Bryant, "MT-028 Tutorial: "Voltage to frequency converters," *Analog Devices Tutorials*," 2009. [Online]. Available: <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-028.pdf>.
- [12] de Graaf, G.; Bartek, M.; Xiao, Z.; Mullem, C.J. van; Wolffenbuttel, R.F., „Bulk micromachined electrostatic RMS-to_DC converter,“ *IEEE Transactions on Instrumentations and Measurements*, t. 50, pp. 1508-1512, 2001.
- [13] Carullo, A.; Parvis, M., „An ultrasonic sensor for distance measurement in automotive applications,“ *IEEE Sensors Journal*, t. 1, pp. 143-147, 2001.
- [14] Pedersen, T. O.; Karlsson, N., „Time-of-flight ultrasonic displacement sensors,“ *The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*, CRC Press,, 1999.
- [15] F. N. Trofimenkoff, Farmarz Sabouri, Jichang Qin and J. W. Haslett, "A Square-Rooting Voltage-to-Frequency Converter," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 5, October 1997.
- [16] N. Tadić and D. Gobović, "A Voltage-Controlled Resistor in CMOS Technology Using Bisection of the Voltage Range," *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 6, 2001.
- [17] J. Williams, "Designs for High Performance Voltage-to-Frequency Converters," *Linear Technology Corp.*, App. Note 14, Mar.1986.
- [18] P.R. Gray and R.G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuit*, 3rd ed., New York: John Wiley & Sons, 1993.
- [19] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 4th ed. Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 1998.
- [20] *Application Specific Analog Products Databook*, National Semiconductor, 1995.
- [21] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, 2nd ed, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1989.
- [22] N. Weste and K. Eshraghian, *Principles of CMOS VLSI Design: A System Perspective*, 2nd ed. Reading, MA: Addison-Wesley, 1993.
- [23] R. S. C. Cobbold, "Temperature effects on MOS transistors," *Electron. Lett.*, vol. 2, no. 9, pp. 190-192, June 1966.
- [24] L. Vadasz and A. S. Grove, "Temperature of MOS transistor characteristics below saturation," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 13, pp. 190-192, 1966.

- [25] S. M. Sze, *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, New York: Wiley, 1985.
- [26] Y. Tsididis, *Operating and Modeling of the MOS Transistor*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1999.
- [27] N. Tadić and D. Gobović, "Smart sensor interfacing circuit using square-rooting current-to-frequency conversion," *International Journal of Electronics*, vol. 94, no. 12, December 2007.
- [28] I. M. Filanovsky and H. P. Baltes, "Simple CMOS Analog Square-Rooting and Squaring Circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 312-315, April 1992.
- [29] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, New York: Oxford University Press, 2014.
- [30] Toledo, Luis Eduardo, Petrashin, Pablo Antonio, Lancioni, Walter José and Vazquez, Carlos Daniel. *Threshold voltage extraction circuit for low voltage CMOS design using basic long-channel MOSFET*.
- [31] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis and R. G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, John Wiley and Sons, Inc., 2001.