

МЕРЕЊЕ ЈЕДНОСМЕРНИХ НАПОНА МЕТОДОМ ПРАЖЊЕЊА КОНДЕНЗАТОРА И МИКРОКОНТРОЛЕРСКИМ УПРАВЉАЊЕМ EMBEDDED SYSTEM IMPLEMENTED FOR DIRECT DC VOLTAGE MEASUREMENT BY CAPACITOR DISCHARGING

Љ. Р. Голубовић – *Технички факултет Чачак, Светог Саве 65*
М. К. Стојчев – *Електронски факултет Ниш, Александра Медведева 14*

Садржај – У овом раду је описана метода мерења једносмерних напона применом релативно једноставног кола за пражњење кондензатора и кола за праћење пражњења у времену, управљаног помоћу микроконтролера. При томе је такође размотрена софтверска могућност проширења мерног опсега, без хардверске измене шеме и било каквог додавања хардверских елемената. Извршене су одговарајуће анализе грешака.

Abstract – Direct method for measuring DC voltage using relative simple circuit for capacitor discharging and time tracking is described in this paper. A corresponding software possibility for extension of a measuring range, without involving any hardware modification, is considered. Comprehensive analysis which relates to measuring errors is involved.

Keywords: DC voltage measurement, embedded system, error analysis

1. УВОД

Метода пражњења кондензатора подразумева врло брзо пуњење кондензатора C директно из извора напона занемарљиве унутрашње отпорности, а затим његово пражњење преко паралелне везе отпорника отпорности R и електронског волтметра врло велике унутрашње отпорности отпорности, праћења промене напона пражњења у току времена и одређивање параметара кола на основу праћених величина, односно текућег времена t и тренутне вредности напона $u(t)$.

Тренутна вредност напона $u(t)$ током текућег времена t при пражњењу кондензатора C преко отпорника R , док је изразом

$$u(t) = U_0 e^{-\frac{t-t_0}{RC}}, \quad (1)$$

где су $U_0 = u(t_0)$ -напон на кондензатору на почетку пражњења, а $RC = \tau$ -временска константа пражњења, дефинисана као временски интервал у току кога напон $u(t)$ са почетне вредности U_0 опадне на вредност U_0/e , при чему e представља Ојлеров број,

$$e = \lim_{x \rightarrow 0} (1 + x)^{\frac{1}{x}} = 2,7182818... .$$

У почетку метода пражњења кондензатора се користи-ла само при мерењу врло великих капацитивности и отпорности. При томе је временска константа $\tau = RC$ имала велике вредности, реда 100 секунди, како би време мани-пулације одговарајућим преклопником, часовником-што-перицом и визуелног праћења скретања казаљке електро-нског волтметра било занемарљиво мало. Тако на пример, ако смо одговарајућим мерењима утврдили вредности $u(t)$, U_0 , $t - t_0$ и R , онда се на основу израза (1) може одредити

вредност непознате капацитивности C ; у случају да је C познато, а R непознато, може се одредити R .

Аутоматизацијом методе пражњења кондензатора, опсег мерења капацитивности и отпорности може се драстично проширити [1]. Применом микроконтролера и релативно једноставних кола са електронским прекидачима, компараторима, дигиталноаналогних и аналогнодигиталних конвертора, списак поменутих могућности мерења може се проширити и на једносмерне напоне, при чему се релативно једноставно добија могућност проширења мерног опсега. Поменута проблематика је обрађена у оквиру овог рада.

2. ОСНОВА МЕТОДЕ

Израз (1) за напон пражњења кондензатора C преко отпорника R , под условом $t_0 = 0$ и бинарну основу $b = 2$, добија облик

$$u(t) = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} = U_0 2^{-\frac{t}{RC \ln 2}} = U_0 2^{-\frac{t}{\tau_B}}, \quad (2)$$

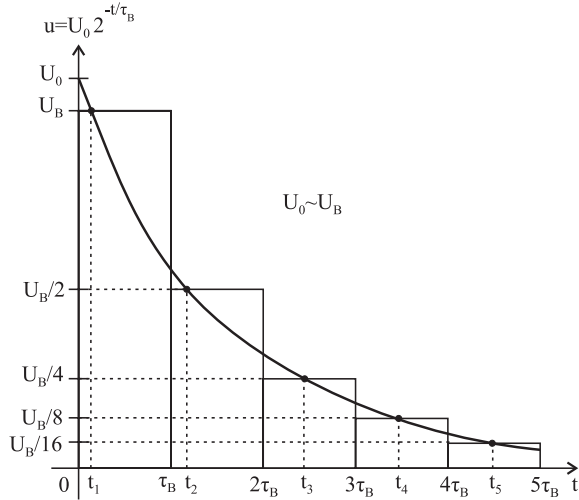
где је $\tau_B = t \ln 2 = 0,693 RC$ -временска константа за случај представљања експоненцијалног закона пражњења кондензатора експоненцијалним законом основе $b = 2$; то је временски интервал у току кога напон пражњења кондензатора C са почетне вредности U_0 опадне на вредност 2 пута мању, за разлику од временске константе $\tau = RC$, која дефинише време пражњења у току кога напон на кондензатору опадне e пута у односу на вредност U_0 . Напоменимо да U_0 уједно представља вредност мерног напона.

Сада ћемо претпоставити да имамо апаратуру која може производити следећа два облика мерних сигнала: 1) континуални сигнал експоненцијалног облика, почетне

вредности U_0 , представљен изразом (2) и 2) динамички сигнал експоненцијалног облика

$$u_B = U_B 2^{-\frac{t_i}{\tau_B}}, (i-1)\tau_B < t_i < i\tau_B, \quad (3)$$

где су $U_B \approx U_0$, τ_B -бинарна временска константа, а i - природни број, $i \in \mathbb{N}$.



Сл.1.

Одговарајући дијаграми који се добијају применом из-раза (2) и (3) приказани су на слици Сл.1. Одавде видимо да се у временским тренуцима t_i , $i=1, 2, 3, \dots$ континуал-ни напон $u(t)$ пражњења кондензатора изједначава са одговарајућим бинарним одмерцима $U_B, U_B/2^1, U_B/2^2, \dots, U_B/2^n$ напона $u_B(t)$, сагласно изразима

$$\begin{aligned} U_0 2^{-\frac{t_1}{\tau_B}} &= U_B, \\ U_0 2^{-\frac{t_2}{\tau_B}} &= U_B / 2^1, \\ U_0 2^{-\frac{t_3}{\tau_B}} &= U_B / 2^2, \\ &\dots \\ U_0 2^{-\frac{t_n}{\tau_B}} &= U_B / 2^{n-1}. \end{aligned} \quad (4)$$

Када се скуп израза (4) реши по мереном напону U_0 добија се

$$\begin{aligned} U_0 &= U_B 2^{\frac{t_1}{\tau_B}}, \\ U_0 &= U_B 2^{\frac{t_2-1}{\tau_B}} = U_B 2^{\frac{t_2-\tau_B}{\tau_B}}, \\ U_0 &= U_B 2^{\frac{t_2-2}{\tau_B}} = U_B 2^{\frac{t_2-2\tau_B}{\tau_B}}, \\ &\dots \\ U_0 &= U_B 2^{\frac{t_2-(n-1)}{\tau_B}} = U_B 2^{\frac{t_2-(n-1)\tau_B}{\tau_B}}. \end{aligned} \quad (5)$$

Ако је задовољен услов једнакости мереног напона U_0 и напона највећег бинарног одбирка U_B , односно $U_0=U_B$,

тачке одређене једнакошћу $u(t)=u_B(t)$ напона пуњења кондензатора $u(t)$ и напона бинарних одмерака $u_B(t)$ налазиће се на почетку временских интервала $0 < t < \tau_B, \tau_B < t < 2\tau_B, \dots, (n-1)\tau_B < t < n\tau_B$ са слике Сл.1, те ће вредности временских интервала $\Delta t_1=t_1, \Delta t_2=t_2-\tau_B, \Delta t_3=t_3-2\tau_B, \Delta t_n=t_n-(n-1)\tau_B$ бити једнаки нули, те се поменути услов $U_0=U_B$ потврђује изразима (5).

У случају $U_0 \approx U_B$ биће задовољени услови $\Delta t_1 \approx \Delta t_2 \approx \dots \approx \Delta t_n \ll \tau_B$, те ће решења, дата изразом (5) бити блиска, али не и међусобно једнака. Зато је рационално усвојити средњу вредност ових решења као најближу вредност тачном решењу, односно

$$U_0 = U_B \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 2^{\frac{t_i-(i-1)\tau_B}{\tau_B}}. \quad (6)$$

3. ПРОШИРЕЊЕ МЕРНОГ ОПСЕГА

На основу дијаграма са слике Сл.1 и групе израза (5) види се да се мерени напон U_0 може одредити коришћењем само неких из групе израза (5), који одговарају пресечним тачкама релативно малих бинарних одмерака напона $U_B/2^m$, $1 < m < n$ са крајњим делом временских дијаграма напона пражњења $u(t)$ кондензатора C . Случај када су пропуштена прва два временска периода дужине $2\tau_B$, односно бинарни одмерци U_B и $U_B/2$, приказан је на слици Сл.2. То значи да уколико је обезбеђена мерна апаратура која ће каснити почетак рада за временски интервал од $2\tau_B$, онда ће највиши радни напон бити U_B , односно око 4 пута нижи од напона U_0 у првобитно разматраном случају са слике Сл.2. То другим речима значи да се одговарајућим кашњењем са укључивањем апаратуре за праћење напона пражњења кондензатора $u(t)$, сагласно слици Сл.2, може извршити проширење мерног опсега разматране методе са вредности $U_0 \approx U_B$ на вредност реда $U_B 2^m$, $1 < m < n$, при чему n представља најнижи степен бинарног одмеравања, који одговара напону $U_B/2^n$. Тада су из групе израза (5) у важности следећи,

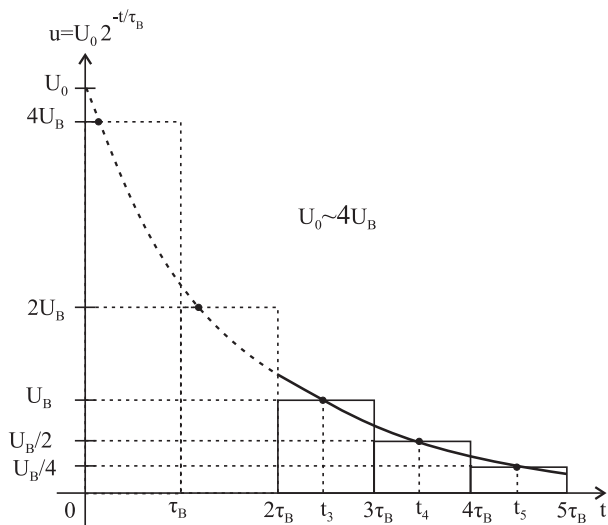
$$\begin{aligned} U_0 &= 2^2 U_B 2^{\frac{t_3-2}{\tau_B}} = U_B 2^{\frac{t_3}{\tau_B}}, \\ U_0 &= 2^3 U_B 2^{\frac{t_2-3}{\tau_B}} = U_B 2^{\frac{t_4}{\tau_B}}, \\ U_0 &= 2^4 U_B 2^{\frac{t_2-4}{\tau_B}} = U_B 2^{\frac{t_5}{\tau_B}}, \\ &\dots \\ U_0 &= 2^{n-1} U_B 2^{\frac{t_n-(n-1)}{\tau_B}} = U_B 2^{\frac{t_n}{\tau_B}}, \end{aligned} \quad (6)$$

на основу којих решење најближе тачној вредности гласи

$$U_0 = \frac{U_B}{n-m} \sum_{i=m}^n 2^{\frac{t_i}{\tau_B}}, \quad (7)$$

при чему дијаграму са Сл.2 одговара $m=2$. Ако су на пример $U_B=4,096$ [V], $m=10$, а $n=16$, онда ће вредност проширеног напонског мерног опсега бити $U_0 2^m = 4,096 \times 2^{10} = 41058$ [V], најмања вредност напона бинарног одмерава-

ња $U_B / 2^{n-m} = 4,096 / 2^{16-10} = 64$ [mV], а вектор бинарних напона одмеравања u_B [mV] = {64, 128, 256, 1024, 2048, 4096}.



Сл.2.

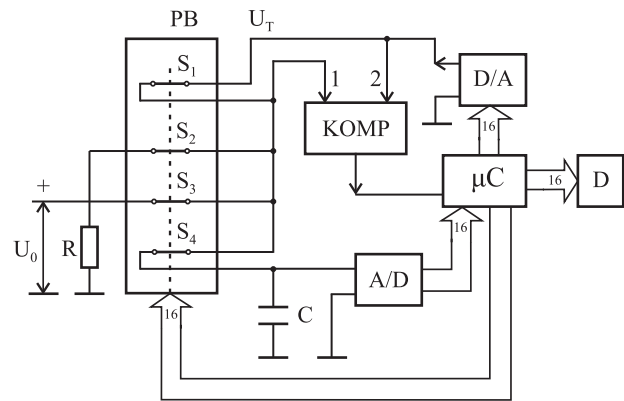
4. МЕРНА АПАРАТУРА

Мерна апаратура за мерење једносмерног напона при-
меном предложене методе пражњења кондензатора при-
казана је блок-шемом на слици Сл.3. Овде је U_0 –мерени
једносмерни напон, напон тестирања, PB –прекидачки
блок са прекидачима за тестирање S_1 и мерење S_2, S_3 и S_4 ,
 $R=10^5$ [Ω] -отпорник високе прецизности, $C=10^{-9}$ [F] -
кондензатор високе прецизности, КОМП –компаратор испи-
тиваних сигнала, А/Д - 16-битни аналогно-дигитални
конвертор максималног излазног напона 4,096 [V], D/A -
16-битни дигитално-аналогни конвертор максималног из-
лазног напона 4,096 [V], μC -микроконтролер и D -диспл-
еј [2,3].

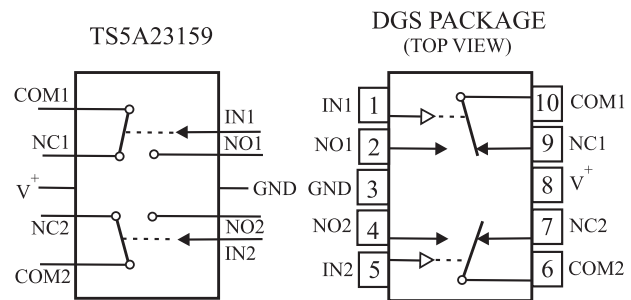
Електронски прекидачки елементи фирме Texas Inst-
guments [4], отпорности 1[Ω] у проводном стању, пакова-
ни по два у сваком чипу за случајеве DGS PACKAGE
користе се сагласно подацима са слике Сл.4. Поменути
чип има 10 пинова: 1) улазни напонски управљани пинови
IN1 и IN2, редних бројева 1 и 5; 2) контактни пинови
нормално затвореног и нормално отвореног прекидача,
при чему су NO1 и NO2 пинови нормално отвореног кон-
такта, редних бројева 2 и 4, NC1 и NC2 -пинови нормал-
но затворених контаката, редних бројева 10 и 6, 3) напа-
јање V^+ -пин са редним бројем 8 и 4) уземљење GND -пин
са редним бројем 3 .

Висока прецизност мерења постигнута је применом
хардверских елемената са малим толеранцијама, релатив-
не грешке реда 10^{-4} - 10^{-5} и коефицијента температурне
зависности реда 10^{-6} [K^{-1}] (напонске референце [5] фирме
ANALOG DEVICES максималног излазног напона 4,096
[V] и отпорника [6,7,8] отпорности $R=10^5$ [Ω], чију дист-
рибуцију врши фирма RIEDON). Капацитивност $C=10^{-9}$
[F] се може реализовати са захтеваном прецизношћу је-
дино као ваздушни кондензатор релативно великих ди-
мензија, какве на пример нуди фирма Tettex [2]. Имајући
у виду да се уз помоћ примењеног микроконтролера

може извршити мерење временске константе $\tau=RC$ са
релативном грешком реда 10^{-5} , то се одавде C може одре-
дити са релативном грешком реда 10^{-4} - 10^{-5} и у својству
капацитивности $C=10^{-9}$ [F] применити високонапонски
керамички кондензатор фирме CalRamic Technologies
LLC [3], коефицијента температурне нестабилности реда
 10^{-5} [1/K].



Сл.3.



Сл.4.

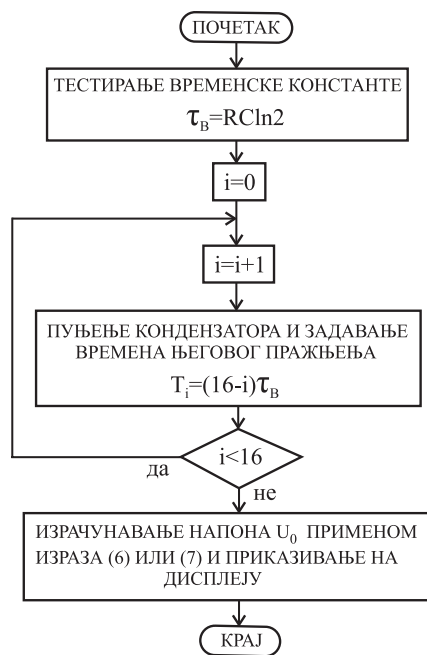
5. ПОСТУПАК ПРИ МЕРЕЊУ

Дијаграм тока програма за одређивање мереног једно-
смерног напона U_0 приказан је на слици Сл.5 и ради на
следећи начин.

5.1. Тестирање бинарне временске константе.

По укључењу апаратуре са слике Сл.3 сви електронс-
ки прекидачи S_i , $i=1,4$ су отворени и налазе се у
логичком стању $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$. Микроконтролер μC у оквиру
одговарајуће наредбе шаље на дигитално-аналогни кон-
вертор D/A 16-битни број 1 0000 0000 0000 0000 $(_2)$, на
основу кога се на његовом излазу генерише напон
 $\max U_{D/A}=4,096$ [V]. Под дејством следеће логичке наред-
бе $S_1\bar{S}_2\bar{S}_3S_4$ врши се једновремено затварање електронс-
ких прекидача S_1 и S_4 , а потврђивање отворености пре-
кидача S_2 и S_3 , чиме се напоном $\max U_{D/A}=4,096$ [V] пуни
кондензатор C . Када се кондензатор C напуни, микро-
контролер μC констатује стање његове напуњености и
шаље логичку команду $\bar{S}_1S_2\bar{S}_3S_4$ за отварање прекидача
 S_1 и затварање прекидача S_2 , а потврђивање отворености
прекидача S_3 и затворености прекидача S_4 ; тиме се
укључује отпорник R и почиње пражњење кондензатора
 C . Када се кондензатор C испразни на половину прво-

битне вредности $\max U_{D/A}/2=4,096/2=2,048$ [V], а аналого-дигитални конвертор A/D добије ту информацију и пошаље је микроконтролеру μC , овај шаље логичку команду $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$ за једновремено отварање прекидача S_2 и S_4 и потврду отворености прекидача S_1 и S_3 , регистровање времена пражњења кондензатора C , које сада износи $\tau_B = RC \ln 2$, односно одговара вредностима $R=10^5$ [Ω], $C=10^{-9}$ [F], $\tau_B=69,3$ [μs] и њено поређење са вредношћу коју микроконтролер μC чува у својој меморији. Ако је тестирана вредност у задатим границама тачности, програм се може даље извршавати.



Сл.5.

5.2. Пуњење кондензатора и задавање времена његовог пражњења

Сви електронски прекидачи S_i , $i = \overline{1,4}$ су отворени и њима одговара логичко стање $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$. Одговарајућом наредбом за контролу напона на кондензатору C утврди се да ли је он једнак нули, односно да ли је стање на излазу A/D конвертора једнако нули. Када је ово потврђено, генерише се логичка наредба $\bar{S}_1\bar{S}_2 S_3 S_4$ која врши једновремено потврђивање отворености прекидача S_1, S_2 и затворености прекидача S_3, S_4 , што доводи до брзог директног пуњења кондензатора C на мерени једносмерни напон U_0 . За ово пуњење се додељује одговарајућа вредност времена. Овде сада имамо две могућности: 1) мерени напон U_0 је мањи или једнак максималној вредности напона дигитално-аналогног конвертора, $U_B \leq \max U_{D/A} = 4,096$ [V] и 2) мерени једносмерни напон U_0 је већи од максималне вредности напона дигитално-аналогног конвертора $U_B = \max U_{D/A}$.

5.3. Први случај

Нека су логичка стања прекидача дата изразом $\bar{S}_1\bar{S}_2 S_3 S_4$, односно \bar{S}_1, \bar{S}_2 су отворени, $S_3 S_4$ затворени, а мерени једносмерни напон $U_0 < U_B = \max U_{D/A} = 4,096$

[V]; онда у току пражњења кондензатора C у временском интервалу τ_B неће бити изједначења напона на улазима 1 и 2 компаратора КОМП, па тиме неће бити ни импулса са његовог излаза према микроконтролеру μC , сагласно геометријским односима са слике Сл.1. По истеку времена τ_B врши се једновремено отварање електронских прекидача S_1, S_2, S_3 и S_4 , што одговара логичком стању $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$. Сада се на улаз дигитално-аналогног конвертора D/A доводи број 0100 0000 0000 0000₍₂₎, који одговара вредности напона $U_B/2 = \max U_{D/A}/2 = 2,048$ [V].

Следећа наредба из микроконтролера μC задаје вредност $2\tau_B$ за контролно време пражњења кондензатора C , чији је почетак одређен логичким стањем $\bar{S}_1 S_2 S_3 S_4$ отворености прекидача S_1 и затворености прекидача S_2, S_3 и S_4 . Изједначавањем напона пражњења кондензатора C са напонем $U_B/2 = \max U_{D/A}/2 = 2,048$ [V], на улазима 1 и 2 компаратора КОМП у временском тренутку t_2 , појавиће се импулс на његовом излазу и меморисање тренутка t_2 у микроконтролеру μC . Отварањем електронских прекидача S_1, S_2, S_3 и S_4 , односно преласком у логичко стање $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$, апаратура на Сл.3 спремна је за наредни програмски корак.

Команда која следи из микроконтролера μC на улаз дигитално-аналогног конвертора D/A поставља број 0010 0000 0000 0000₍₂₎, што одговара напону $U_B/4 = \max U_{D/A}/4 = 1,024$ [V], задаје се контролно време пражњења кондензатора C на интервалу $3\tau_B$, а почетак пражњења одређује једновременим отварањем прекидача S_1, S_3 и затварањем S_2, S_4 , што одговара логичком стању $\bar{S}_1 S_2 \bar{S}_3 S_4$. Када дође до изједначавања напона пражњења кондензатора C и напона $U_B/4 = \max U_{D/A}/4 = 1,024$ [V] на улазима 1 и 2 компаратора КОМП, у временском тренутку t_3 , појавиће се краткотрајни импулс на његовом излазу, који ће помемнути тренутак регистровати у микроконтролеру μC .

Отварањем електронског прекидача S_1 и затварањем S_2, S_3 и S_4 , мерна апаратура се поново припрема за следеће радне кораке, који су слични последњем описаном кораку, у току којих трајање пражњења напуњеног кондензатора C узима вредности $4\tau_B, 54\tau_B, \dots, 164\tau_B$, а на улазу 2 компаратора КОМП напон узима вредности $\max U_{D/A}/2^3, \max U_{D/A}/2^4, \dots, \max U_{D/A}/2^{16}$. При томе се врши одређивање временских тренутака t_4, t_5, \dots, t_{15} . На основу добијених мерних података, коришћењем израза (6), у микроконтролеру μC одређује се вредност мереног једносмерног напона U_0 и приказује на дисплеју D.

5.4. Други случај

Када је мерени једносмерни напон $U_0 > U_B = \max U_{D/A}$ или конкретно у сагласности са сликом Сл.2, $U_0 > 2^2 U_B = 2^2 \max U_{D/A}$, онда се напон пражњења кондензатора C , представљен изразом (2), може поредити само при вредностима $u(t) < U_B$, која се добија ако се време пражњења прати тек од вредности $t > 2\tau_B$.

Нека је мерени једносмерни напон задат на интервалу $2^9 U_B < U_0 < 2^{10} U_B$. Тада при поставци времена пражњења τ_B и затварању прекидача S_3 и S_4 , односно логичком

стању $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$, долази до брзог пуњења кондензатора С. Одмах после задавања времена за пражњење кондензатора С успоставља се логичко стање $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$, односно затвара се електронски прекидач S_2 , а отвара S_3 и почиње пражњење кондензатора С преко отпорника R. До изједначења напона пражњења кондензатора С и напона $2^{10}U_B$ неће доћи, па неће бити ни сигнала на излазу компаратора КОМП. Под овим условом микроконтролер μC задаје логичку наредбу $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$ за отварање свих електронских прекидача S_1, S_2, S_3 и S_4 , поставља време пражњења на вредност $2\tau_B$ и пребацивањем у логичко стање $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$ врши поновно укључивање прекидача S_3 и S_4 , чиме се пуни кондензатор С, после чега се логичком наредбом $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$ отвара електронски прекидач S_3 , а затвара S_2 и кондензатор С, напуњен на напон U_0 се празни преко отпорника R. Пошто се опет не појављује импулс на излазу компаратора КОМП, поступак се даље понавља, при чему се поступак даље понавља, при чему се време пражњења повећава на вредности $3\tau_B, 4\tau_B, \dots, 11\tau_B$. При последњем услови пражњења у временском тренутку $10\tau_B < t_{11} < 11\tau_B$ доћи ће до изједначавања напона пражњења кондензатора С и напона $U_B = \max U_{D/A} = 4,096$ [V] и појављивања напона импулса на излазу дигитално-аналогног конвертора D/A, при чему микроконтролер μC меморише временски тренутак t_{11} и напон U_B , а затим логичком наредбом $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$ врши отварање свих електронских прекидача S_1, S_2, S_3 и S_4 . Следећа наредба задаје на улазу дигитално-аналогног конвертора D/A број 0100 0000 0000 $_{(2)}$, који на његовом излазу излазу генерише напон $U_B/2 = \max U_{D/A}/2 = 2,048$ [V]. Командом $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$ затварају се електронски прекидачи S_3, S_4 при отвореним прекидачима S_1, S_2 , што доводи до пуњења кондензатора С, а командом $\bar{S}_1\bar{S}_2\bar{S}_3\bar{S}_4$ прекидач S_1 остаје отворен, S_2 из отвореног прелази у затворено стање, прекидач S_3 из затвореног у отворено стање, а S_4 остаје и даље затворен, чиме се кондензатор С празни преко отпорника R и при томе се одговарајућом наредбом из микроконтролера μC обезбеђује мерење времена пражњења кондензатора С. При изједначењу напона пражњења $u(t)$ и вредности $U_B/2 = 2,048$ [V] на улазима 1 и 2 компаратора КОМП појављује се импулс на његовом излазу, те се временски тренутак t_{12} његовог појављивања уписује у меморију микроконтролера μC . Описани поступак се понавља све до тренутка t_{16} , када напон бинарног одмеравања падне на вредност $U_B/2^{n-m} = 4,096/2^{16-10} = 64$ [mV]. На основу измерене вредности се применом израза (7) одређује мерени једносмерни напониз интервала $2^9 U_B < U_0 < 2^{10} U_B$, односно $2097 < U_0$ [V] < 4194 . То значи да је овим уједно извршено проширење мерног опсега реда величине 1000 пута.

6. АНАЛИЗА ГРЕШАКА

Вредност мереног једносмерног напона U_0 одређује се применом израза (6) и (7). При овоме ћемо претпоставити да отпорности R_D диелектрика кондензатора С, $R_{u1} = R_{A/D}$ улаза 1 блока КОМП као и блока A/D и радног отпорника R са слике Сл.3 стоје у односу $R_D: R_{u1}: R > 10^{15}$:

$10^{10}:10^5$, те се утицај R_D, R_{u1} и $R_{A/D}$ на грешку при мерењу могу занематити.

Налажењем тоталног диференцијала израза (6) и његовом апроксимацијом одговарајућим прираштајем добијамо апсолутну грешку мереног једносмерног напона

$$\Delta U_{01} = \Delta U_B \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 2^{\frac{t_i - (i-1)\tau_B}{\tau_B}} - U_B \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[\frac{t_i - (i-1)\tau_B \Delta \tau_B}{\tau_B} + \frac{\Delta t_i}{\tau_B} \right] \times 2^{\frac{t_i - (i-1)\tau_B}{\tau_B}} \ln 2, \quad (8)$$

где су у сагласности са графиком на Сл.1 задовољени следећи услови:

1) за тренутке поређења $t_i, i = \overline{1, 16}$ и бројну вредност константе τ_B задовољени су услови

$$0 < \frac{t_i - (i-1)\tau_B}{\tau_B} < 1, \quad (9)$$

$$1 < 2^{\frac{t_i - (i-1)\tau_B}{\tau_B}} < 2, \quad (10)$$

2) апсолутна грешка ΔU_B задаваног напона U_B , за случај 16 -битног микроконтролера μC износи

$$\Delta U_B = 2^{-16} U_B = 2^{-16} 4,096 [\text{V}] = 15,2588 [\mu\text{V}], \quad (11)$$

3) релативна мерна несигурност бинарне временске константе τ_B ,

$$\frac{\Delta \tau_B}{\tau_B} = 10^{-4}, \quad (12)$$

4) релативна мерна несигурност тренутка поређења t_i у односу на бројну вредност константе τ_B , за случај тактне фреквенције процесора $f_T = 10^9$ [Hz],

$$\frac{\Delta t_i}{\tau_B} = \frac{1[\text{ns}]}{69300[\text{ns}]} = 0,144 \times 10^{-4}. \quad (13)$$

Сменом услова (9-13) у израз (8) и израчунавањем максималне средњеквадратне грешке за први случај, применом израза (8) добијамо

$$\max(\Delta U_{01})_{sk} = \sqrt{(2\Delta U_B)^2 + [2U_B \left(\frac{\Delta \tau_B}{\tau_B} + \frac{\Delta t_i}{\tau_B} \right) \ln 2]^2} = 0,593 \times 10^{-3} [\text{V}]. \quad (14)$$

На сличан начин, за мерени једносмерни напон U_0 , који је дат изразом (7), вредност апсолутне грешке износи

$$\Delta U_{02} = \Delta U_B \frac{1}{n-m} \sum_{i=1}^n 2^{\frac{t_i}{\tau_B}} + U_B \frac{1}{n-m} \sum_{i=1}^n 2^{\frac{t_i}{\tau_B}} \left(\frac{\Delta t_i}{\tau_B} - \frac{t_i}{\tau_B} \frac{\Delta \tau_B}{\tau_B} \right), \quad (15)$$

при чему су сагласно графику са Сл.2 задовољени следећи услови:

1) за тренутке поређења t_i , $i = \overline{m, n} = \overline{1, 16}$ и бројну вредност константе τ_B важе услови

$$0 < \frac{t_i}{\tau_B} < 16, \quad (16)$$

$$1 < 2^{\frac{t_i}{\tau_B}} < 2^{16} = 65536, \quad (17)$$

2) апсолутна грешка ΔU_B напона U_B , за случај 16-битног микроконтролера μC , релативна мерна несигурност $\Delta \tau_B / \tau_B$ временске константе τ_B и релативна мерна несигурност $\Delta t_i / \tau_B$ тренутка поређења t_i у односу на бројну вредност константе τ_B , за случај тактне фреквенције процесора $f_T = 10^9$ [Hz] представљају вредности, задате резултатима (11-13).

После смене услова (11-13) и (16-17) у израз (14) максимална вредност средњеквадратне грешке за други случај износи

$$\max(\Delta U_{02})_{sk} = \sqrt{(2^{16} \Delta U_B)^2 + \left[\frac{2^{16} U_B}{16-10} \left(\frac{\Delta \tau_B}{\tau_B} - \frac{t_i}{\tau_B} \frac{\Delta t_i}{\tau_B} \right) \right]^2} = 5,61[V]. \quad (18)$$

У случају да су $U_B = 4,096$ [V], $m=10$, тада ће бити $U_{02} = 2^m U_B = 2^{10} \cdot 4,096 = 4194$ [V], те у сагласности са резултатима (14) и (18) одговарајуће вредности релативне грешке износе

$$\max \delta_{1sk} = \frac{\max(\Delta U_{01})_{sk}}{\max U_{01}} = 0,145 \times 10^{-3}, \quad (19)$$

$$\max \delta_{2sk} = \frac{\max(\Delta U_{02})_{sk}}{\max U_{02}} = 0,13 \times 10^{-2}, \quad (20)$$

где су $\max U_{01} = U_B = 4,096$ [V] и $\max U_{02} = 2^m U_B = 4194$ [V].

7. ЗАКЉУЧАК

Описану методу мерења једносмерних напона, засновану на праћењу тренутних вредности напона прањњења кондензатора у текућем времену, реализовану у аутоматизованом облику применом микроконтролера, карактеришу следеће особине:

1) релативно једноставна конструкција додатних кола, применом којих и уз помоћ микроконтролера се врши аутоматизација мерења и обрада добијених резултата;

2) висока тачност мерења ниских једносмерних напона, чији опсег није већи од напона рада примењених аналого-дигиталних и дигитално-аналогних конвертора, окарактерисаних релативном грешком реда 10^{-4} ;

3) проширење мерног опсега реда величине до 10^3 пута, при чему се релативна грешка при мерењу повећава на вредност реда 10^{-3} до 10^{-2} .

Овај рад је подржала Влада Републике Србије, у оквиру пројекта *Реконфигурациони мерни системи*, под редним бројем Т.Р.11020.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Keithley Instruments, Inc., Application 315, Capacitor Leakage Measurements Using a Model 6517A Electrometer, www.keithley.com/data?asset=6076
- [2] Hall, C. A.; Jacobs, E. L. Characterization of ceramic capacitors for high-voltage pulse-discharge applications, <http://adsabs.harvard.edu/abs/1992crt...symp....8H>
- [3] CalRamic Technologies, LLC-High Voltage Capacitors, http://www.calramic.com/bare_disc.php, ©2009 CalRamic Technologies, LLC
- [4] Texas Instruments, TC5A23159 1- Ω Dual spdt analog switch 5V/3.3V 2 channel 2:1 multi-plexer/ demultiplexer, www.ti.com, CSDS 201D - August 2005 - revised September 2007
- [5] Analog Devices, High Precision Voltage Reference Microcomputer AD588, AD588.pdf (application/pdf Object), www.analog.com
- [6] ee PRODUCT CENTER, MOUSER ELECTRO-NICS, Ultra-high-precision resistor targets high-reliability apps, Gina Roos, ee Product Center (06/27/2008;2:25 PMET)
- [7] VISHAY, New VPR220Z Ultra-high-precision Z-Foil Resistor Features a Low Absolute TCR of $\pm 0,05$ ppm/ $^{\circ}C$, Tolerance to $\pm 0,01\%$ and power rating to 8 W, <http://www.google.com>
- [8] CADDOCK Electronics, High Performance Film Resistors, Low TC and Ultra-Precision Resistors, TC of 2.5 or 10 ppm/ $^{\circ}C$, Tolerance to $\pm 0,01\%$, Resistance Range 50 Ω to 125 M Ω , Short Film Catalog-2008