



NEW CHAPTER IN PROCESS MEASUREMENT COURSE

- SENSOR INTERFACES -

Authors:

Dr. Zivko Kokolanski

Dr. Vladimir Dimchev

Содржина

3. ИНТЕРФЕЈСИ КАЈ МЕРНИТЕ СЕТИЛА	2
3.1 ИНТЕРФЕЈСИ БАЗИРАНИ НА МЕРЕЊЕ ПЕРИОДА, ФРЕКВЕНЦИЈА И ВРЕМЕНСКИ ИНТЕРВАЛ.....	4
3.1.1 <i>Директен интерфејс сетило-микропроцесор.....</i>	5
3.1.2 <i>Директна врска на капацитивни мерни сетила со микропроцесор</i>	14
3.1.3 <i>Директен интерфејс на индуктивни мерни сетила со микропроцесор.....</i>	16
3.1.4 <i>Мултивибратори како електронски кола за кондиционирање.....</i>	20
3.1.5 <i>Зголемување на бројот на мерни сетила со временско мултиплексирање</i>	27
3.2 ИНТЕРФЕЈСИ БАЗИРАНИ НА МЕРЕЊЕ АМПЛИТУДА	30
3.2.1 <i>Трижична и четворожична метода за мерење електрична отпорност</i>	31
3.2.2 <i>Кондиционирање на отпорнички мерни сетила со извор на константна струја</i>	32
3.2.3 <i>Напонски делители за кондиционирање на отпорнички мерни сетила</i>	33
3.2.4 <i>Мостни методи за мерење електрична отпорност</i>	34
3.2.5 <i>Обработка на сигнали кај капацитивни и индуктивни сетила</i>	39

The European Commission's support for the production of this publication does not constitute an endorsement of the contents, which reflect the views only of the authors, and the Commission cannot be held responsible for any use which may be made of the information contained therein.

3. Интерфејси кај мерните сетила

Полето на електричните мерења е предмет на постојан развој и усовршувања. Напредокот на технологијата, пред се во полето на микропроцесорската техника предизвика значаен подем на мерната техника воведувајќи го концептот за паметните сетила и преобразувачи. Паметните сетила се интегрирани мерни единици обединети во една целина која се состои од: мерно сетило, електрични кола за обработка на сигналот, аналогно дигитален (AD) конвертор, модул за комуникација, и меморија. Ваквата архитектура овозможува извршување на дополнителни функции како: автоматска калибрација и тестирање, идентификација, компензација, линеаризација и др., со што интегрирањето на паметните сетила во дигиталните мерни системи станува поедноставно и поефикасно. Од овие причини, може да се каже дека паметните сетила одговараат на барањата на денешните мерно-аквизициски системи и имаат потенцијал да се соочат со се пософистицираните барања во технологијата и науката.

Основната разлика помеѓу пасивните модулациски сетила и паметните - дигитални сетила е во врската (интерфејсот) на сетилото со процесорската единица. Паметните сетила користат стандардни дигитални комуникациски интерфејси и мерната информација ја испраќаат во конечен дигитален облик. Во овој случај претворањето и обработката на мерниот сигнал се извршува во самото сетило. Наспроти ова класичниот пристап за обработка на сигналите од пасивните модулациски сетила опфаќа претворање на физичката величина која е предмет на мерење во пропорционален напонски или струен сигнал, а при тоа носител на информацијата за мерната величина претставува неговата амплитуда, фреквенција или временски интервал. Јасно е дека во овој случај помеѓу мерното сетило и микропроцесорот се наоѓаат електронски кола за преобразба (кондиционирање) и обработка на мерниот сигнал кои ги зголемуваат димензиите, цената и комплексноста на мерниот систем. Од друга страна пасивните модулациски (отпорнички, капацитивни и индуктивни) сетила исто така можат директно да се поврзат со микропроцесор. Со правилна побуда од страна на микропроцесорот, сетилото генерира временски зависен сигнал (интервал) пропорционален на мерната величина кој понатаму може да се измери. Побудата на мерните сетила се извршува со помош на дигиталните влезно/излезни порти на микропроцесорот и со тоа се елиминира потребата од AD конвертор. Од овие причини ваквите временски сигнали можат да се сметаат како преодна фаза помеѓу аналогните и дигиталните сигнали затоа што истите можат директно да се обработуваат со дигитални системи. Сигналите со вакви карактеристики во литературата често се сретнуваат под името “квази-дигитални сигнали” со што пасивните сетила во дадената конфигурација можат да се сместат во групата “квази-дигитални мерни сетила”. Ако се земе предвид дека отпорничките, капацитивните и индуктивните претставуваат најголема група сетила, може да се заклучи дека интерфејсот може да има широка и универзална примена. Оттука, анализа на ваквите интерфејси, како и проширување и подобрување на нивните метролошки карактеристики е актуелна проблематика, посебно од причина што истражувањата во оваа област се привилегија на многу мал број истражувачи.

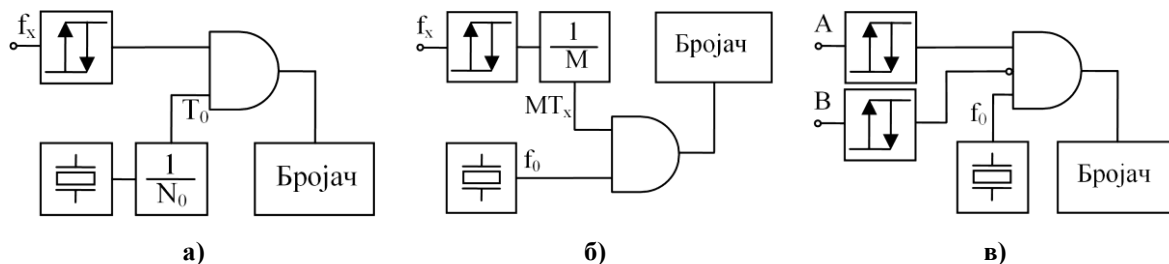
Постојат повеќе критериуми врз кои може да се изврши поделба на електронските кола за кондиционирање на сигналите од мерните сетила. Еден од најчесто користените критериуми се однесува на карактеристиките на излезните сигнали. На тој начин, електронските кола за кондиционирање се делат на:

- интерфејси базирани на мерење амплитуда, и
- интерфејси базирани на мерење периода, фреквенција или временски интервал.

3.1 Интерфејси базирани на мерење периода, фреквенција и временски интервал

Кај овој тип сензорски интерфејси информацијата за мерената физичка величина се состои во периодата, фреквенцијата или временскиот интервал на излезниот сигнал од системот. Доколку се обезбедат одредени услови, во овој случај, интерфејсот кон дигиталните системи може да се реализира без употреба на аналогно-дигитален (A/D) конвертор. Сигналот од модулациското сетило (променлива отпорност, капацитивност или индуктивност) се обработува со одредено електронско коло за кондиционирање (најчесто мултивибратор) при што се добива сигнал со параметри кои се соодветни за директна врска со микропроцесор (микроконтролер, FPGA, CPLD и др.). Сигналите наменети за врска со микропроцесорот треба да имаат точно дефинирани логички нивоа, како и брзи времиња на пораст и опаѓање за да се спречи можноста за појава на лажно тригерирање.

Фреквенцијата на сигналот најчесто се мери со броење на циклусите на тактен осцилатор за познат временски интервал. Тактот се генерира со прецизен осцилатор (кварцен осцилатор или фреквентен делител). Основна блок шема на дигитален уред за мерење на фреквенција е прикажано на сл. 3.1.а.



Сл. 3.1 Блок шема на коло за мерење: а) фреквенција, б) периода, в) временски интервал

Референтниот тактен осцилатор преку соодветен фреквентен делител го одредува периодот на мерење MT_0 . За време на овој период логичката порта е отворена и бројачот ги брои импулсите (периодите) на мерениот сигнал. По завршувањето на периодот на мерење бројот на импулси во бројачот е пропорционален со фреквенцијата на мерениот сигнал, и е даден со равенството:

$$N = f_x MT_0, \quad (3.1)$$

Мерниот сигнал и референтниот такт се асинхрони сигнали, поради тоа логичката порта може да се затвори во момент пред или по пристигнување на нов импулс и да воведо грешка од $N = \pm 1$ примерок. Бидејќи резолуцијата на оваа мерна метода изнесува 1 примерок, релативната резолуција $1/N$ се подобрува со зголемување на бројот на примероците N . Ова секако е точно, но треба да се земе предвид дека поголем број примероци вршат зголемување на периодот на мерење, посебно за ниски фреквенции на мерениот сигнал. Друга негативна карактеристика е ограничувањето на динамичките мерења затоа што фреквенцијата на мерениот сигнал треба да остане константна во текот на целиот период на мерење. Од овие причини, најчесто мерењето на “ниски” фреквенции се извршува индиректно преку мерење на периодата на сигналот. Основната

блок шема на систем за мерење периода е прикажана на сл. 3.1.б. Периодата на сигналот може да се измери преку броење на импулсите на референтниот осцилатор f_0 во траење од M периоди на влезниот сигнал. Ова е дадено со равенството:

$$N = f_0 M T_x, \quad (3.2)$$

Во овој случај времето на мерење изнесува $M T_x$, и бидејќи резолуцијата изнесува $1/N$, се добива дека односот резолуција наспроти време на мерење е константен и изнесува $1/f_0$. Со некои микропроцесори не може директно да се имплементира методата прикажана на сл. 3.1.б, наспроти ова со нив може да се измери изминатото време за k влезни импулси. Резултатот од мерењето изнесува $k T_x(m)$, каде $T_x(m)$ е периодата на влезниот сигнал во машински циклуси:

$$T_{x(m)} = \frac{T_x}{T_m} = \frac{f_0}{m f_x}, \quad (3.3)$$

За имплементирање на оваа метода влезниот сигнал се приклучува на надворешен пин со можност за регистрирање прекин (*interrupt*), и при тоа со бројач се мери изминатото време $k T_x(m)$. Прекилот се создава со секој растечки или опаѓачки раб на мерениот сигнал, формирајќи замислен импулс за почеток А (сл. 3.1.в). По завршување на времето $k T_x(m)$, се формира замислен импулс за крај В и се чита состојбата на регистарот на тајмерот. Во овој случај константата k зависи од бараната резолуција m согласно релацијата:

$$k \geq \frac{2^m}{T_{\max(m)} - T_{\min(m)}}, \quad (3.4)$$

Оваа метода всушност претставува мерење на временски интервал во периодот А до В.

3.1.1 Директен интерфејс сетило-микропроцесор

Со микропроцесорите со вградени бројачи и тајмери може директно да се вршат мерења на отпорничките, капацитивните и индуктивните сетила преку мерење на времето на полнење или празнење на RC или RL мрежа. Микропроцесорите кои во својата архитектура содржат такви специјализирани периферни единици се нарекуваат микроконтролери. Имплементацијата на директниот интерфејс во ова поглавје ќе се илустрира со микроконтролер иако интерфејсот на ист начин може да се реализира со кој било друг програмабилен дигитален систем. Со правилна побуда на микроконтролерот, пасивната мрежа генерира сигнал чија временска константа е пропорционална со мерената величина. Оваа мерна метода се базира на принципот на мерење на временски интервал, прикажан на сл.3.1.в.

Директната врска на класичните пасивни модулациски сетила со микроконтролер се базираат на два принципа:

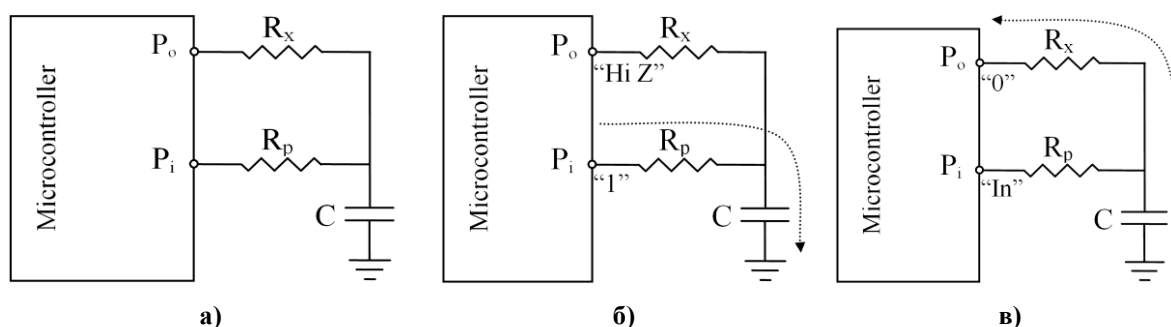
- Мерење на времето на празнење или полнење на RC или RL мрежа,
- Методи базирани на трансфер на полнеж.

Првиот метод може да се употреби за мерење со отпорнички, капацитивни и индуктивни мерни сетила, додека вториот може да се примени само за капацитивни сетила.

Директниот интерфејс помеѓу пасивните модулациски сетила и микропроцесор надминува голем број недостатоци на класичниот пристап: помали димензии, пониска цена, универзалност, едноставност и др. Мерењето временски интервал исто така има предности споредено со мерењето амплитуда: широко динамичко подрачје, висока точност на референтниот такт, едноставно интегрирање во дигитални мерни системи, поголема имуност на шум и др. На овој начин се надминуваат недостатоците на пасивните сетила во поглед на поврзувањето со дигиталните системи а употребата на надворешни електронски кола се заменува со имплементирање софтверски алгоритми. Оттука може да се каже дека квази-дигиталното мерно сетило и микропроцесорот формираат единство со перформанси споредливи со перформансите на паметните сетила. Земајќи ги предвид карактеристиките, едноставноста и релативно ниската цена, може да се каже дека ваквите решенија одговараат на барањата на денешните мерно-аквизициски системи.

3.1.1.1 Интерфејс базиран на празнење на RC мрежа

Скоро сите денешни комерцијални микроконтролери имаат вградени бројачи и тајмери кои можат директно да го мерат времето на полнење или празнење на дадена RC мрежа. Генерално сигналот се носи на порта на микроконтролерот чија влезна единица е составена од Шмитов тригер, и која се карактеризира со горно и долно ниво (праг) на премин V_{th} и V_{tl} . Времето на мерење завршува во моментот кога сигналот ќе достигне еден од праговите на премин на влезната порта во зависност од тоа дали интерфејсот се базира на полнење или на празнење на пасивната мрежа. Во литературата која ја третира оваа проблематика експериментално е потврдено дека во многу случаи системите кои се базираат на полнење на RC мрежа имаат поголемо влијание од шум кој доаѓа од напојувањето на системот. Од овие причини во ова поглавје ќе се анализира само принципот базиран на празнење на RC мрежа. Основната упростена електричната шема на директниот интерфејс сетило-микроконтролер базиран на празнење на RC мрежа е прикажана на сл. 3.2.а.



Сл. 3.2 Директен интерфејс сетило-микроконтролер базиран на празнење на RC мрежа, б) фаза на полнење и в) фаза на празнење

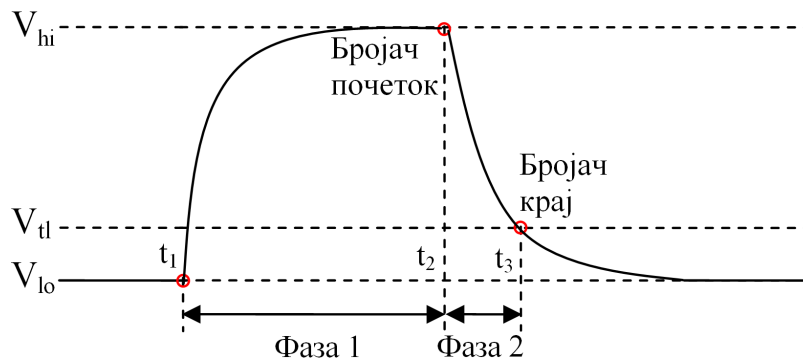
Мерењето се извршува во две фази:

- Фаза на полнење,
- Фаза на празнење.

Во фазата на полнење (сл. 3.2.б), портата P_i е нагодена како излезна порта со логичка состојба "1", а портата P_o е во состојба на висока импеданса. На овој начин

кондензаторот C се полни само преку портата P_i . Во фазата на празнење (сл.3.2.в), портата P_i е нагодена како влезна порта со висока импеданса, а портата P_o е излезна порта со логичка состојба “0”. Во овој случај кондензаторот C се празни преку портата P_o . Напонот на кондензаторот во текот на двете фази е прикажан на сликата 3.3.

Фазата на полнење (сл.3.2.б) започнува во моментот t_1 , а завршува во моментот t_2 . Во оваа фаза кондензаторот се полни до одредено референтно ниво V_{hi} . Времетраењето на фазата на полнење и во овој случај се движи помеѓу ($t_2 - t_1 = 5\tau \div 9\tau$). Втората фаза (сл.3.2.в) се одвива во интервалот помеѓу t_2 и t_3 и при тоа овој интервал се мери со тајмерот во микроконтролерот.



Сл. 3.3 Бранови облици на напонот на кондензаторот во текот на фазите на полнење и празнење

Напонот на кондензаторот во втората фаза од мерењето се менува по експоненцијален закон, додека времето потребно истиот да се испразни од вредност V_{hi} до V_{lo} изнесува:

$$T_x = (t_3 - t_2) = R_x C \ln \left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}} \right), \quad (3.5)$$

Од (3.5) се гледа дека и во овој случај периодот T_x е пропорционален со непознатата R_x , односно состојбата на тајмерот на крајот од фазата на празнење може да се претстави со равенството:

$$N \equiv f_{0eff} T_x \equiv k R_x, \quad (3.6)$$

каде што f_{0eff} е ефективната временска база на тајмерот, а k е константа која зависи од V_{hi} , V_{lo} , V_{th} , C и f_{0eff} . Од друга страна општиот модел на директната врска сетиле-микроконтролер опишан со равенството (3.6) се одликува со неколку неповолни карактеристики:

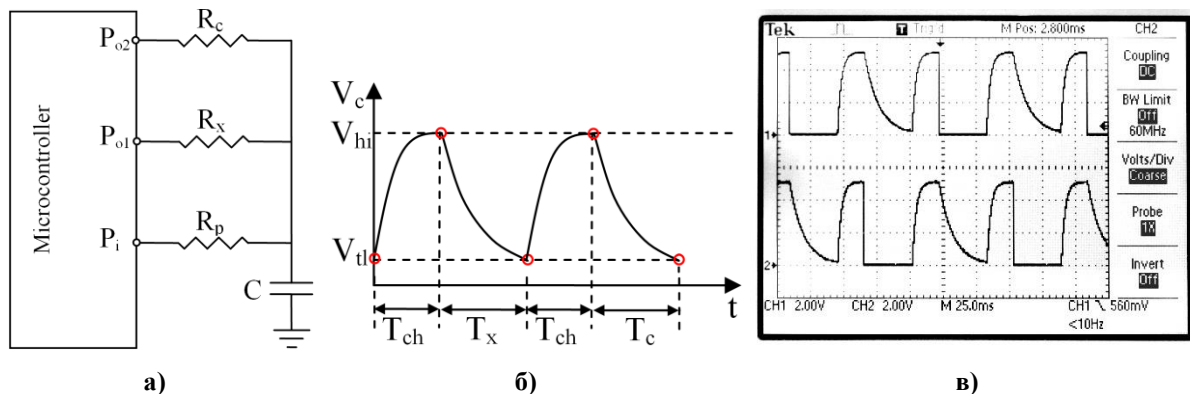
- Бара познавање на голем број параметри (V_{hi} , V_{lo} , V_{th} , V_{tl} и C),
- Константата k во равенството (3.6) во праксата има голема неодреденост и изразита зависност од температура, стареење и од варијација на напонот за напојување,
- Моделот се темели на претпоставка дека зависноста на мерната величина и добиениот дигитален репрезент е линеарна.

Гореспоменатите фактори доведуваат до тоа таквите решенија да постигнуваат многу мала резолуција, точност, повторливост, стабилност и сл. Од овие причини, основните модели во праксата многу ретко (ако и некогаш) се користат. Вообичаено директната

врска сетило-микроконтролер се остварува со калибрација. Целта на користењето одредена калибрациска техника е елиминирање на споменатите неповолни карактеристики и зголемување на точноста на мерењето.

3.1.1.2 Калибрација во една точка

Калибрацијата во една точка е наједноставна калибрациска техника која вклучува мерење на еден дополнителен калибрациски отпорник. Во таа насока, ако се спореди со општиот модел, оваа техника има една дополнителна фаза во мерењето. Основна електрична шема на систем кој користи калибрација во една точка е прикажана на сликата 3.4.а, брановите облици на сигналот од двете фази на мерењето се прикажани на сликата 3.4.б, додека на сликата 3.4.в (точки P_{o1} и P_{o2}) се прикажани осцилограми од реализиран систем кој користи калибрација во една точка.



Сл. 3.4 Калибрација во една точка. а) Поедноставена електрична шема, б) Бранови облици во двете фази од мерењето, в) Осцилограми во точките P_{o1} и P_{o2} од реализиран систем

Калибрацијата генерално се извршува во две фази:

- Мерење на непознатата отпорност на сетилото R_x ,
- Мерење на познат калибрациски отпорник R_c .

Брановите облици прикажани на сликата 3.4.б се однесуваат на конфигурација базирана на празнење на RC мрежа. Се забележува дека двете фази од мерењето содржат фаза на полнење низ отпорникот R_p (T_{ch}) до напонот кој одговара на логичка “единица” V_{hi} , и фаза на празнење низ отпорниците R_x (T_x) и R_c (T_c) до долното ниво на напонот на праг V_{tl} . Времето потребно кондензаторот да се испразни од V_{hi} до V_{tl} може да се претстави со равенството (3.5), оттука количникот на времињата на празнење низ непознатата отпорност R_x и низ калибрацискиот отпорник R_c изнесува:

$$\frac{T_x}{T_c} = \frac{R_x C \ln\left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}}\right)}{R_c C \ln\left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}}\right)} = \frac{R_x}{R_c}, \quad (3.7)$$

Ако равенството (3.7) се преуреди за отпорноста R_x се добива:

$$R_x^* = \frac{T_x}{T_c} R_c, \quad (3.8)$$

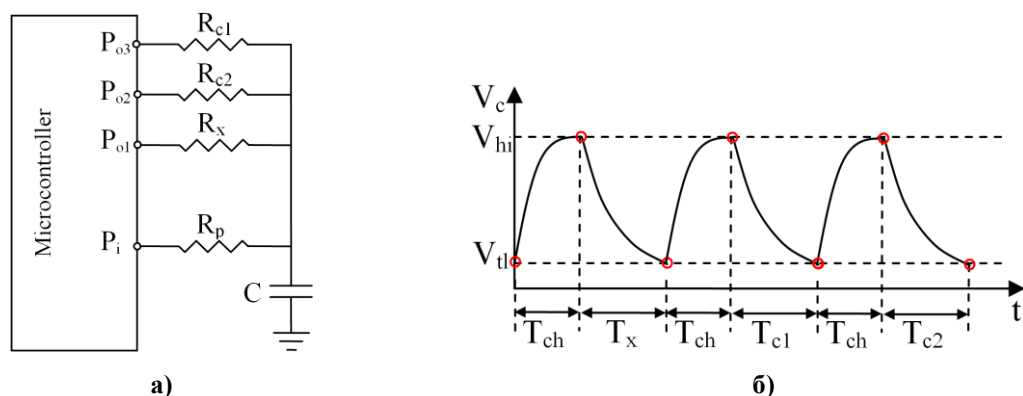
Знакот “ * ” во (3.8) укажува дека ова равенство ја дефинира најдобрата проценка на отпорноста на мерното сетило за дадената калибрациска техника, но истата не е и неговата “точна” вредност. Се забележува дека во овој случај R_x^* зависи само од количникот на времињата на празнење (T_x , T_c) и од вредноста на калибрацискиот отпорник R_c која вообичаено ја познаваме со голема точност. На овој начин се елиминира зависноста од голем број нестабилни параметри (V_{hi} , V_{lo} , V_{il} и C) и во голема мерка се поедноставуваат мерењата. Една од најголемите придобивки во овој случај е независноста на мерниот резултат од капацитивноста на кондензаторот C . Ова е многу важно од причина што кондензаторите обично имаат “лоши” и непостојани карактеристики во споредба со квалитетните калибрациски отпорници.

3.1.1.3 Калибрација во две точки

Основен недостаток на калибрацијата во една точка како наједноставна калибрациска техника е занемарувањето на реалните параметри на влезно/излезните порти на микроконтролерот. Имено, влезните и излезните порти во реалноста имаат конечни и реални вредности и не-нулти истечни струи кои внесуваат систематски грешки во вид на поместување, засилување и нелинеарност. Калибрацијата во две точки значајно ги намалува споменатите систематски грешки, на тој начин што врши апроксимација на реалната преносна карактеристика. Ова е возможно преку мерење на два оптимално нагодени калибрациски отпорници и со апроксимација на преносната функција како равенка на права низ две точки. Оттука, јасно е дека за имплементирање на калибрацијата во две точки неопходни се три фази на мерење:

- Мерење на непознатата отпорност на мерното сетило R_x ,
- Мерење на првиот калибрациски отпорник R_{c1} ,
- Мерење на вториот калибрациски отпорник R_{c2} .

Принципската електрична шема на калибрација во две точки кај директен интерфејс сетило-микроконтролер е прикажана на сликата 3.5.а, додека брановите облици на сигналите од трите фази на мерењето се прикажани на сликата 3.5.б.



Сл. 3.5 Калибрација во две точки. а) Принципска електрична шема, б) Бранови облици од трите фази на мерењето

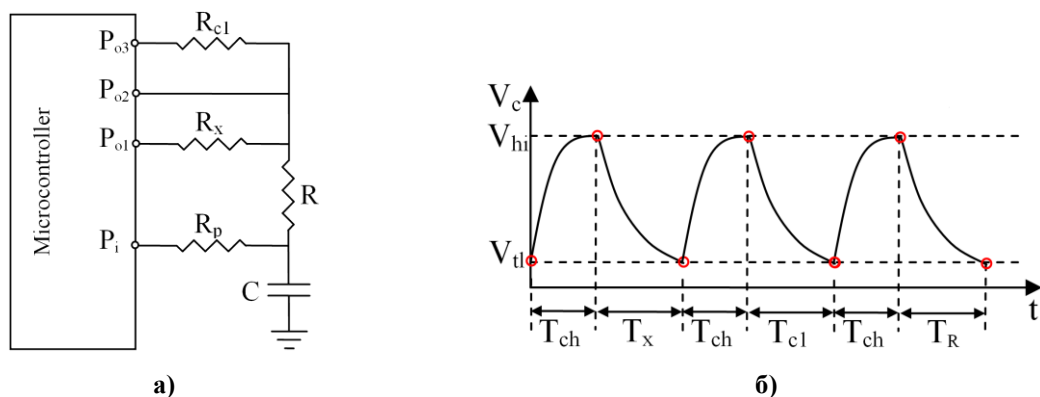
Слично како и кај калибрацијата во една точка, секоја од трите фази од мерењето содржи фаза на полнење низ отпорникот R_p (T_{ch}) до напонот V_{hi} , и фаза на празнење низ отпорниците R_x (T_x) и R_{c1} (T_{c1}) и R_{c1} (T_{c2}) до долното ниво на напонот на праг V_{tl} . И во овој случај времето потребно кондензаторот да се испразни од V_{hi} до V_{tl} може да се претстави со равенството (3.5). Со изнаоѓање на равенката на права низ точките (R_{c1}, T_{c1}) и (R_{c2}, T_{c2}) и изразувајќи ја отпорноста на мерното сетило се добива:

$$R_x^* = \frac{T_x - T_{c2}}{T_{c1} - T_{c2}} (R_{c1} - R_{c2}) + R_{c2}, \quad (3.9)$$

Се забележува дека и во овој случај R_x^* зависи само од времињата на празнење (T_x , T_{c1} и T_{c2}) и од вредноста на калибрациските отпорници R_{c1} и R_{c2} , односно калибрацијата во две точки ја елиминира зависноста од константата k во (3.6).

3.1.1.4 Метод на три сигнали

Методот на три сигнали се користи за елиминирање на непознато поместување (офсет) и засилување во даден мерен систем. Имплементацијата на оваа техника освен мерење на отпорноста на сетилото опфаќа идентично мерење на два референтни сигнали. Основната електрична шема за имплементација на методот на три сигнали во директна врска сетило-микроконтролер е прикажана на сликата 3.6.a.



Сл. 3.6 Метод на три сигнали. а) Принципска електрична шема, б) Бранови облици од трите фази на мерењето

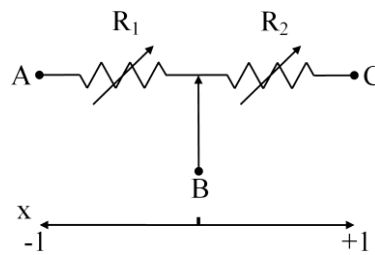
Оваа калибрациска техника може да се разгледа како специјален случај на калибрација во две точки каде што $R_{c2}=0$ на сл.3.5.a. На овој начин, од равенството (3.9) за отпорноста на мерното сетило се добива:

$$R_x^* = \frac{T_x - T_R}{T_{c1} - T_R} R_{c1}, \quad (3.10)$$

Меѓутоа, таквиот пристап наметнува потреба од користење на заштитен отпорник R кој ќе ја ограничи струјата на празнење низ портата P_{02} . Придобивката на ова решение е во намалувањето на бројот на стабилни калибрациски отпорници што ја подобрува оправданоста на решението.

3.1.1.5 Директен интерфејс на отпорнички мерни сетила во диференцијална конфигурација

Диференцијалните (потенциометарски) отпорнички сетила се широко употребувани сетила за мерење на различни физички величини како линеарна и аголна позиција, поместување и сл. Генерално, потенциометрите можат да се претстават со две мерни отпорности (R_1 и R_2) помеѓу два крајни изводи А и С, и среден подвижен извод В како што е прикажано на сл. 3.7.



Сл. 3.7 Еквивалентно електрично коло на мерно сетило во диференцијална конфигурација

Помеѓу крајните изводи А и С, еквивалентната отпорност е сума на отпорностите R_1 и R_2 , односно $R_0=R_1+R_2$. Во централната (рамнотежна) положба отпорностите R_1 и R_2 се еднакви помеѓу себе и нивната вредност е половина од вкупната еквивалентна отпорност помеѓу краевите А и С. Со поместување на терминалот В од централната позиција отпорностите R_1 и R_2 се менуваат по следната законитост:

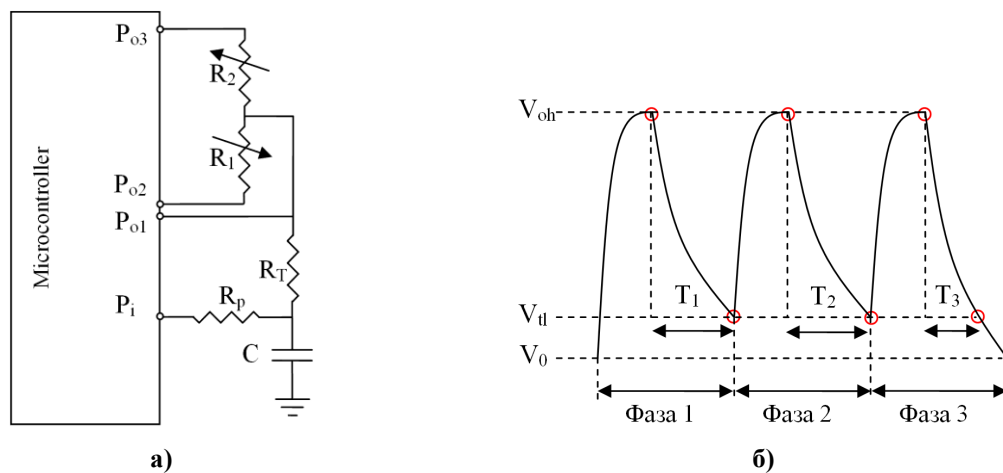
$$R_1 = \frac{R_0}{2}(1+x), \quad (3.11)$$

$$R_2 = \frac{R_0}{2}(1-x). \quad (3.12)$$

Во равенствата (3.11) и (3.12), x претставува релативната промена на позицијата и е параметар од интерес за мерење. Оттука релативната позиција може да се пресмета според равенството:

$$x = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.12)$$

Диференцијалните мерни сетила можат директно да се поврзат кон микроконтролер. Електричната шема на интерфејсот е прикажана на сл.3.8.а, а брановите облици на мерните сигнали се прикажани на слика 3.8.б.



Сл. 3.8 Директен интерфејс на диференцијални мерни сетила со микроконтролер. а) Принципка шема, б) Бранови облици на мерните сигнали

Мерењето содржи три фази:

- Фаза 1: одредување на отпорноста R_2 ,
- Фаза 2: одредување на отпорноста R_1 ,
- Фаза 3: мерење на заштитниот отпорник R_T .

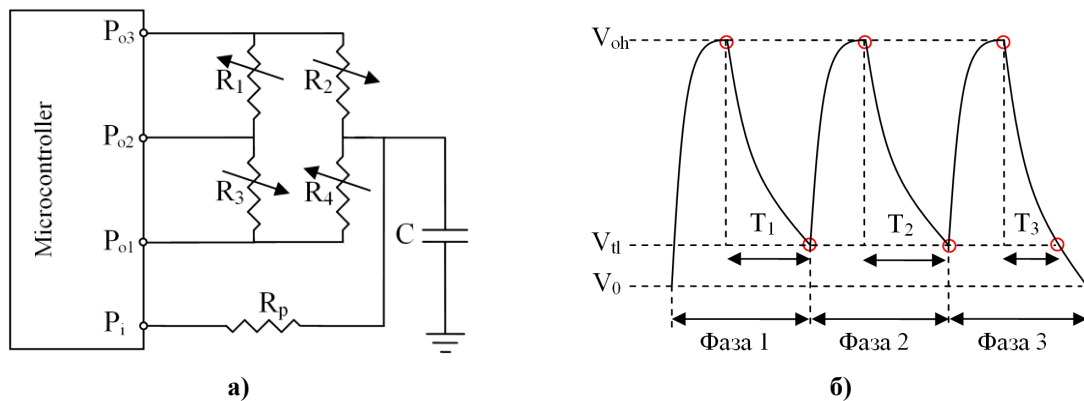
Мерењето во секоја фаза се состои во одредување на времето на празнење на кондензаторот C низ одредена отпорност (R_1 , R_2 , R_T) каде што R_T е заштитен отпорник кој служи да ја ограничи максималната струја на празнење низ портата P_{01} . Како резултат од мерењата се добиваат временските интервали T_1 , T_2 и T_3 прикажани на графикот 3.8.б. Оттука, релативната промена на позицијата се пресметува според равенството:

$$x = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2 - 2T_3}. \quad (3.12)$$

3.1.1.6 Директен интерфејс на отпорнички мерни сетила во мостна конфигурација

Отпорничките мерни сетила во мостна конфигурација исто така можат директно да се поврзат со микроконтролер. Мерниот мост се разгледува како отпорничка мрежа со три влез и еден излез. При тоа отпорноста помеѓу секој влезен и излезен порт зависи од мерената величина. На овој начин, со мерење на отпорноста на сите три гранки и со нивно соодветно комбинирање се доаѓа до мерниот резултат.

Електричната шема на директната врска на Витстонов отпорнички мерен мост со микроконтролер е прикажана на слика 3.9.а, додека брановите облици на сигналот од трите фази од мерењето се прикажани на сликата 3.9.б.



Сл. 3.9 Директен интерфејс на отпорнички мерни сетила во мостна конфигурација. а) Принципска шема, б) Бранови облици на мерните сигнали

Ако разгледаме конфигурација на целосен мост, односно ако се поставени четири мерни сетила (по едно сетило во секоја гранка од мостот), отпорностите R_1 , R_2 , R_3 и R_4 можеме да ги претставиме како:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_3 = R_0(1+x) \\ R_2 &= R_4 = R_0(1-x) \end{aligned} \quad (3.13)$$

каде што x е релативната промена (дебаланс) на мостот, додека R_0 претставува минималната отпорност на мерното сетило. Ваквата конфигурација на четири мерни сетила поврзани во Витстонов мост е карактеристична за тензометарски ленти каде се добива поголема чувствителност при мерењата.

Мерењето се одвива во три фази:

- Фаза 1: одредување на еквивалентната отпорност R_{e1} ,
- Фаза 2: одредување на еквивалентната отпорност R_{e2} ,
- Фаза 3: одредување на еквивалентната отпорност R_{e3} .

Во секоја од наведените фази од мерењето само една од портите P_1 , P_2 и P_3 е излезна порта додека сите останати се во состојба на висока импеданса. На тој начин еквивалентните отпорности гледани од страна на излезната порта на микроконтролерот редоследно во трите фази се $R_{e1}=R_2\|(R_1+R_3+R_4)$, $R_{e2}=(R_1+R_2)\|(R_3+R_4)$, $R_{e3}=R_3\|(R_1+R_2+R_4)$. Оттука, еквивалентните отпорности можат да се претстават како:

$$\begin{aligned} R_{e1} &= \frac{R_0(3+2x-x^2)}{4} \\ R_{e2} &= R_0 \\ R_{e3} &= \frac{R_0(3-2x-x^2)}{4} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Соодветните периоди на празнење T_1 , T_2 и T_3 се:

$$\begin{aligned}
 T_1 &= R_{e1} C \ln \left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}} \right) \\
 T_2 &= R_{e2} C \ln \left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}} \right), \\
 T_3 &= R_{e3} C \ln \left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}} \right)
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Со замена на (3.14) во (3.15) релативната промена на мостот се одредува како:

$$\frac{T_1 - T_3}{T_2} = \frac{R_0(3 + 2x - x^2) - R_0(3 - 2x - x^2)}{4R_0} = x \tag{3.16}$$

На ваков начин се добива линеарна зависност на релативната промена на мостот x .

3.1.2 Директна врска на капацитивни мерни сетила со микропроцесор

Постојат два метода за директно поврзување на капацитивните модулациски сетила со микроконтролер:

- Метод базиран на трансфер на полнеж,
- Метод базиран на полнење/празнење на RC мрежа.

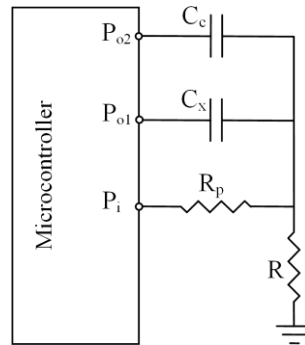
Во вториот случај може да се направи аналогија со директната врска на отпорнички мерни сетила со микроконтролер опишани во претходното поглавје, со таа разлика што во овој случај местата на кондензаторот и отпорникот се заменети. Во текот на фазите за полнење/празнење состојбите на влезните/излезните порти на микроконтролерот се менуваат во зависност од применетиот метод. На овој начин се добива дека мерниот интервал T_x кој резултира во дигитален репрезент N е пропорционален со непознатата C_x според равенството $N = kC_x$, каде што константата k зависи од V_{hi} , V_{lo} , V_{tl}/V_{th} и тактот на микроконтролерот.

3.1.2.1 Калибрациски техники при мерење капацитивни сетила

Ограничувањата на основните електронски кола кај директниот интерфејс на отпорничките мерни сетила важат и при мерење капацитивни мерни сетила. Аналогно на решенијата со отпорничките мерни сетила и во овој случај вклучувањето дополнителни калибрациски компоненти ги елиминираат влијанијата на напонот на напојување (V_{hi}), напонот на праг на влезната порта (V_{tl}), температурните влијанија и зависноста од референтниот отпорник (R).

За разлика од калибрациските техники кај отпорничките мерни сетила каде што беа опишани три калибрациски техники, во овој случај разгледани се само калибрацијата во една точка и методот на три сигнали. Калибрацијата во две точки во овој случај не носи придобивки затоа што зголемувањето на бројот на порти на микроконтролерот значително ги зголемува паразитните капацитивности помеѓу водовите на печатеното коло и ожичувањата со надворешните елементи. Се покажува дека овие паразитни

капацитивности се главен ограничувачки фактор при мерење сетила со мали вредности каков што е всушност и најчесто случајот со капацитивните сетила.



Слика 3.10 Принципска електрична шема за имплементација на калибрација во една точка и метод на три сигнали кај директен интерфејс на капацитивни мерни сетила со микроконтролер

Калибрацијата во една точка и методот на три сигнали применети врз директен интерфејс на капацитивни мерни сетила со микроконтролер се реализираат со иста електрична шема (сл. 3.10). Разликата помеѓу нив е само во алгоритмот за имплементација односно во начинот на пресметка на капацитивноста на сетилото.

3.1.2.2 Калибрација во една точка

Принципската шема за имплементација на калибрацијата во една точка е прикажана на сл. 3.10. Покрај мерното сетило C_x во овој случај се користи еден дополнителен калибрациски кондензатор C_c . Мерењето се состои од две фази: мерење на капацитивноста на сетилото и мерење на капацитивноста на калибрацискиот кондензатор. Полнењето на кондензаторот C_x се врши преку портата P_{o1} за време поголемо од $5RC_x$ додека портата P_{o2} е во состојба на висока импеданса. По изминување на временскиот интервал за полнење, портата P_{o1} преминува во состојба на логичка нула и при тоа со P_i се мери времето на празнење низ C_x . Мерењето на времето на празнење низ калибрацискиот кондензатор C_c се врши низ портата P_{o2} на микроконтролерот. При мерење на времињата на празнење низ кондензаторите C_x и C_c соодветно се добиваат временските интервали T_x и T_c . Проценката за вредноста на капацитивноста на мерното сетило се пресметува според изразот:

$$C_x^* = \frac{RC_x \ln\left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}}\right)}{RC_c \ln\left(\frac{V_{hi} - V_{lo}}{V_{tl} - V_{lo}}\right)} = \frac{T_x}{T_c} C_c \quad (3.17)$$

Бидејќи полнењето на кондензаторите C_x и C_c на сл. 3.10 се врши соодветно преку портите P_{o1} и P_{o2} , кај калибрацијата во една точка нема потреба од заштитниот отпорник односно $R_p=0$.

3.1.2.3 Метод на три сигнали

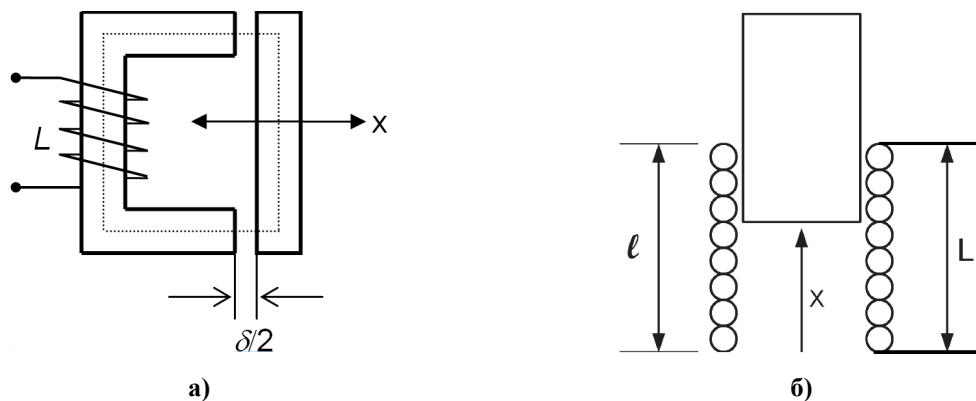
Методот на три сигнали всушност претставува посебен случај на калибрација во две точки која како референтни мерења ги зема времињата на празнење низ калибрацискиот кондензатор C_c и времето на празнење низ отворено коло. За разлика од калибрацијата во една точка во овој случај мерењето се извршува во три фази: мерење на капацитивноста на сетилото C_x , мерење на капацитивноста на калибрацискиот кондензатор C_c и мерење на паразитните капацитивности C_{off} . Процедурата за мерење во првите две фази од мерењата е идентична како и кај калибрацијата во една точка, додека во третата фаза полнењето на паразитните капацитивности се врши преку портата P_i а портите P_{o1} и P_{o2} се во состојба на висока импеданса. Од трите добиени времиња на празнење се врши проценка на капацитивноста на мерното сетило според:

$$C_x^* = \frac{T_x - T_{off}}{T_c - T_{off}} C_c \quad (3.17)$$

Во идеален случај, паразитните капацитивности би имале нулти вредности па времето на празнење $T_{off}=0$ во (3.17). Тоа би значело дека методот на три сигнали даден со (3.17) и калибрацијата во една точка (3.16) би пружиле исти перформанси. Од друга страна паразитните капацитивности се секогаш реалност и од тие причини резултатите од двете калибрациски техники се разликуваат. Ова е особено случај при мерење мали капацитивности кога методата на три сигнали ќе биде многу по добра.

3.1.3 Директен интерфејс на индуктивни мерни сетила со микропроцесор

Индуктивните сетила спаѓаат во групата на параметарски преобразувачи. Овие сетила најчесто се користат за мерење линеарно и аголно поместување, напрегање, детекција на метални објекти и сл. Според принципот на работа индуктивните мерни сетила можат да се поделат во две групи: сетила со подвижна котва и со подвижно јадро. Принципска претстава на овие две групи мерни сетила е дадена на сл. 8.23.а и 8.23.б.



Сл. 3.11 Индуктивни мерни сетила. а) Сетило со подвижна котва, б) Сетило со подвижно јадро

Кај сетилата на сл. 3.11.а мерната сила делува на подвижната котва, а како резултат на тоа доаѓа до промена на индуктивноста на намотката на електромагнетот. Индуктивноста на мерното сетило е дадена со равенството:

$$L = \frac{n^2 \mu_0 S}{x + \frac{l_F}{\mu_r}} \quad (3.18)$$

каде што n е бројот на навивки, μ_0 е магнетна пермеабилност во воздух, μ_r е релативна магнетна пермеабилност на феромагнетниот материјал, а l_F е должината на магнетната линија низ магнетниот материјал. Од изразот (3.18) јасно е дека индуктивноста L се менува обратно пропорционално со поместувањето x . Изразот (3.18) може да се упрости како:

$$L = \frac{L_0}{(1+x)} \quad (3.19)$$

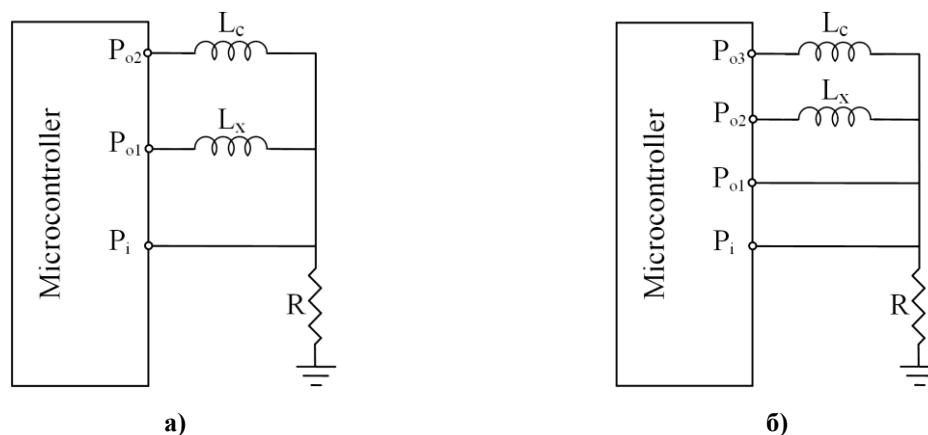
Кај мерните сетила прикажани на сл. 3.11.б, јадро од феромагнетен материјал се движи во воздушниот процеп на даден калем (соленоид). Индуктивноста на сетилото во овој случај е дадена со равенството:

$$L = L_0 \left(\mu_r - \frac{x}{l} (\mu_r - 1) \right) \quad (3.20)$$

Се забележува дека во овој случај индуктивноста се менува пропорционално со поместувањето x . Тука изразот (3.20) може соодветно да се упрости со:

$$L = L_0(1-x) \quad (3.21)$$

Индуктивните мерни сетила прикажани на сл. 3.11 можат да се поврзат директно со микроконтролер како на сл 3.12.



Сл. 3.12 Директна врска на индуктивни мерни сетила со микроконтролер. а) Калибрација во една точка, б) Метод на три сигнали

Мерењето се извршува по ист алгоритам како кај отпорничките мерни сетила при имплементација на калибрацијата во една точка или методот на три сигнали. Во фазата на празнење, струјата низ RL колото е дадена со равенството:

$$i_L(t) = \frac{V_0}{R} + \left(\frac{V_{hi}}{R} - \frac{V_{lo}}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (3.22)$$

Од равенството (3.22), за напонот на отпорникот се добива:

$$V_R(t) = V_0 + (V_{hi} - V_{lo}) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (3.23)$$

Од равенството (3.23) времето потребно напонот на отпорникот да падне на вредност на долното ниво на напонот на праг на портата P_1 е:

$$T = -\frac{L}{R} \ln \left(\frac{V_{il} - V_{lo}}{V_{hi} - V_{lo}} \right) \quad (3.24)$$

При имплементација на калибрација во една точка се мери времето на празнење дадено со (3.24) во две фази: низ мерното сетило L_x и низ калибрацискиот калем L_c .

Полнењето низ калемот L_x се врши преку портата P_{o1} за време поголемо од $5L_x/R$ додека портата P_{o2} е во состојба на висока импеданса. По изминување на временскиот интервал за полнење, портата P_{o1} преминува во состојба на логичка нула и при тоа со P_1 се мери времето на празнење низ L_x . Мерењето на времето на празнење низ калибрацискиот калем L_c се врши низ портата P_{o2} на микроконтролерот. При мерење на времињата на празнење низ калемите L_x и L_c соодветно се добиваат временските интервали T_x и T_c . Индуктивноста на сетилото се наоѓа како:

$$\frac{T_x}{T_c} = \frac{-\frac{L_x}{R} \ln \left(\frac{V_{il} - V_{lo}}{V_{hi} - V_{lo}} \right)}{-\frac{L_c}{R} \ln \left(\frac{V_{il} - V_{lo}}{V_{hi} - V_{lo}} \right)} = \frac{L_x}{L_c} \quad \Rightarrow \quad L_x = \frac{T_x}{T_c} L_c \quad (3.25)$$

Со калибрацијата во една точка дадена со равенството (3.25) препорачливо е да се мерат сетила со “голема” индуктивност, од редот на мН. Пример за такво мерно сетило е прикажан на сл. 3.13.



Сл. 3.13 Индуктивно сетило за мерење притисок

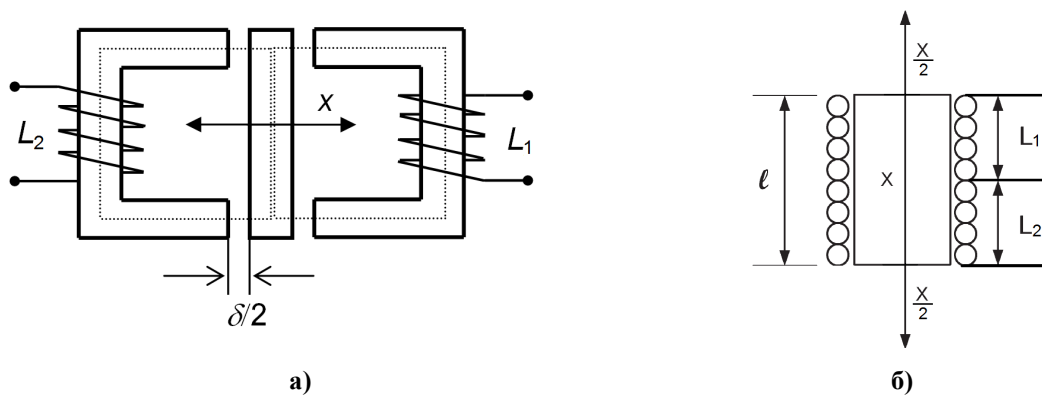
Кај ова сетило индуктивноста се менува во границите од 0 до 35 мН при промена на притисокот во границите од 0,3 до 10 кРа. За сетила чија индуктивност е во подрачјето на μ Н, паразитните индуктивности L_o на портите на микроконтролерот и ожичувањето внесува големи систематски грешки во вид на поместување. Ваквите систематски грешки можат да се намалат со примена на методот на три сигнали. Калибрацијата во две точки во овој случај не се анализира затоа што додавањето втор калибрациски калем значително ги зголемува паразитните индуктивности и цената на системот, со што неговата примена е неоправдана. Првите две фази од мерењето кај методот на три сигнали се идентични како кај калибрацијата во една точка. Меѓутоа, во овој случај се врши уште едно мерење на паразитната индуктивност гледана од страна на портата P_{o1} .

Во ова фаза портите P_{02} и P_{03} се во состојба на висока импеданса. Со примена на методот на три сигнали индуктивноста на мерното сетило се добива со равенството:

$$\frac{T_x - T_o}{T_c - T_o} = \frac{\frac{L_o}{R} \ln\left(\frac{V_{il} - V_{lo}}{V_{hi} - V_{lo}}\right) - \frac{L_o + L_x}{R} \ln\left(\frac{V_{il} - V_{lo}}{V_{hi} - V_{lo}}\right)}{\frac{L_o}{R} \ln\left(\frac{V_{il} - V_{lo}}{V_{hi} - V_{lo}}\right) - \frac{L_o + L_c}{R} \ln\left(\frac{V_{il} - V_{lo}}{V_{hi} - V_{lo}}\right)} = \frac{L_x}{L_c} \Rightarrow L_x = \frac{T_x - T_o}{T_c - T_o} L_c \quad (3.26)$$

Се забележува дека со равенството (3.26) се елиминира влијанието на паразитните индуктивности.

Значително подобрување на метролошките карактеристики на индуктивните мерни сетила се добива кога изведбата на истите е во диференцијална конфигурација. Познати се различни изведби на диференцијалните индуктивни сетила. Две карактеристични конфигурации се прикажани на сл. 3.14.а и 3.14.б.



Сл. 3.14 Диференцијални индуктивни мерни сетила. а) Сетило со подвижна котва, б) Сетило со подвижно јадро

Со промена на влезната величина доаѓа до промена на индуктивноста на намотките така што индуктивноста L_1 расте а L_2 опаѓа и обратно. Индуктивноста на L_1 и L_2 кај сетилата со подвижна намотка се менуваат со хиперболичен закон според равенствата:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{L_0}{(1+x)}, \\ L_2 &= \frac{L_0}{(1-x)}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

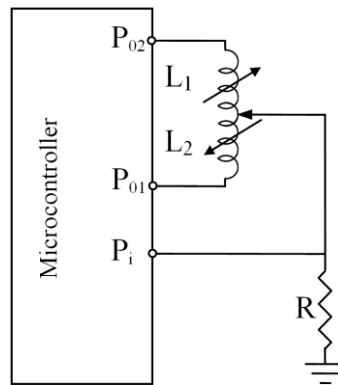
За разлика од тоа кај сетилата со подвижно јадро промената на индуктивноста е линеарна според равенствата:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_0(1+x), \\ L_2 &= L_0(1-x). \end{aligned} \quad (3.28)$$

Во двата случаи променливата x носи информација за мерната величина и истата може да се пресмета како:

$$x = \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.29)$$

Диференцијалните индуктивни сетила прикажани на сл. 3.14 можат директно да се поврзат со микроконтролер како на сликата 3.15.



Сл. 3.15 Директна врска на диференцијални индуктивни мерни сетила со микроконтролер

Мерењето се извршува во два чекора преку мерење на времињата на празнење низ калемите L_1 и L_2 . Калемите L_1 и L_2 се полнат соодветно преку порите P_{02} и P_{01} . За сетилата прикажани на сл. 3.14.б времињата на празнење во двете фази од мерењето се дадени со равенствата:

$$\begin{aligned} T_1 &= kL_0 + kL_0 x \\ T_2 &= kL_0 - kL_0 x \end{aligned} \quad (3.30)$$

Земајќи ги предвид (3.30), параметарот x се пресметува со равенството:

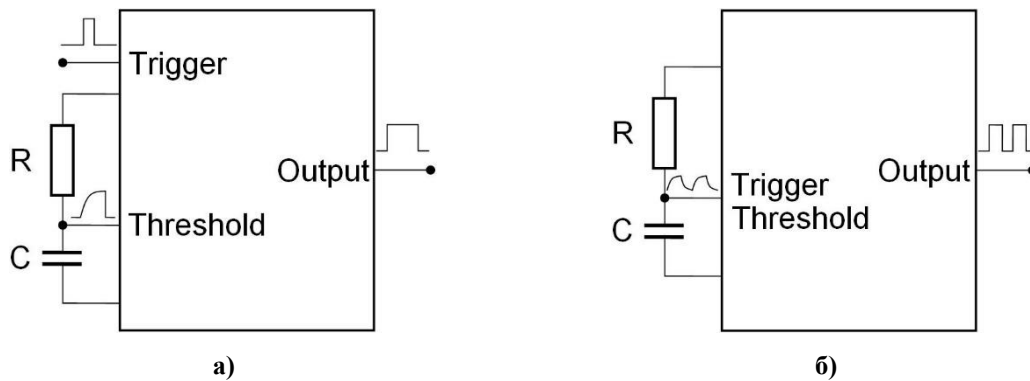
$$x^* = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{kL_0 + kL_0 x - kL_0 + kL_0 x}{2kL_0} = x \quad (3.31)$$

Равенството (3.31) покажува дека проценката за физичката величина која се мери не е зависна од константата k и номиналната индуктивност L_0 , односно се елиминираат влијанијата од температура, напонските прагови и напонот за напојување.

3.1.4 Мултивибратори како електронски кола за кондиционирање

Генерално, мултивибраторот може да се претстави како на сл. 3.16.a за моностабилен и сл. 3.16.б за астабилен режим на работа. Моностабилниот мултивибратор содржи две стабилни состојби. Под дејство на дигитален импулс за тригерирање моностабилниот мултивибратор ја менува својата состојба и останува во новата состојба одреден временски период кој зависи од временската константа на надворешна RC мрежа. По изминување на овој временски период мултивибраторот се враќа во првата стабилна состојба и чека нов импулс за тригерирање. Како резултат на ваквиот начин на работа за секој импулс за тригерирање на излезот од мултивибраторот се генерира импулс чија ширина е пропорционална со временската константа на RC мрежата. При астабилен режим на работа, мултивибраторот постојано осцилира помеѓу две стабилни состојби без побуда од надворешен импулс за тригерирање. И во овој случај времетраењето на секоја состојба зависи од временската константа на надворешна

RC мрежа. За разлика од претходно, на излезот од астабилниот мултивибратор се генерира поворка од дигитални импулси чија фреквенција, периода или фактор на исполнетост (*duty cycle*) зависат од временската константа.



Сл. 3.16 Упростена претстава на мултивибратор. а) Моностабилен режим, б) Астабилен режим

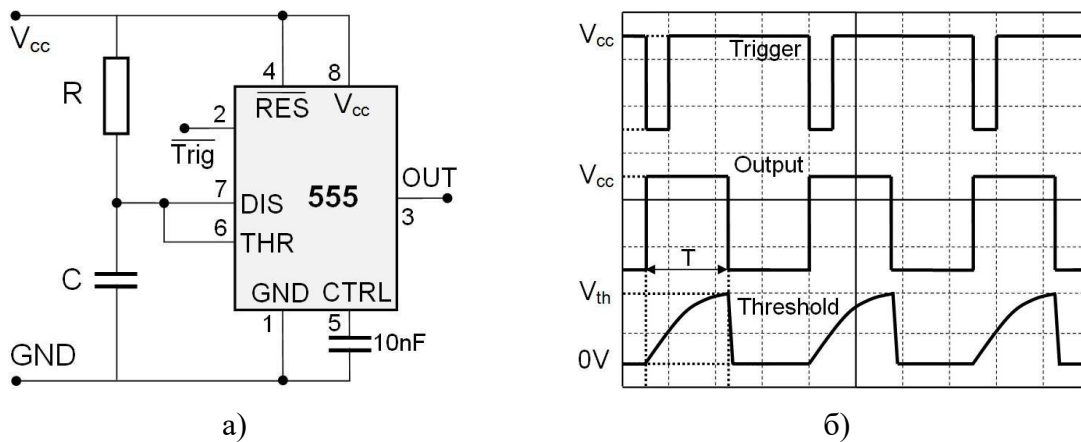
Мултивибраторите наоѓаат широка примена во електрониката за различни цели. Во случај кога мултивибраторот се користи за кондиционирање (прилагодување) на сигналите од мерни сетила, истиот вклучува пасивно отпорничко или капацитивно мерно сетило во RC мрежата. Во зависност од типот на мерното сетило (отпорничко или капацитивно) во пасивната мрежа се користи еден референтен кондензатор или отпорник.

Оттука, со примена на некоја од калибрациските техники опишани во претходните поглавја можат да се елиминираат влијанијата на референтниот елемент, напонските нивоа и праговите за тригерирање. Придобивките се во насока на подобра стабилност и температурна компензација.

Основната идеја доаѓа од калибрацијата во една точка која вообичаено се користи за елиминирање на варијациите во процесот при фабрикација на интегрирани кола и во интерфејси за мерни сетила. Анализите во ова поглавје се вршени на широко применуваното интегрирано коло од фамилијата 555 бидејќи истото може да се конфигурира да работи и во моностабилен и во астабилен режим. Меѓутоа, методологијата и правилата кои се изнесени во ова поглавје важат за секој друг тип мултивибратор кој работи согласно изнесените принципи. Опишаните интерфејсни кола се наменети за пасивни модулациски сетила (отпорнички и капацитивни). Меѓутоа, анализите се извршени само за отпорничките мерни сетила.

3.1.4.1 Мултивибратор во моностабилен режим

При моностабилна конфигурација, мултивибраторот генерира импулс чија ширина е одредена од временската константа на RC мрежата. Излезниот импулс се генерира секогаш кога напонот на “тригер” влезот ќе надмине дадено напонско ниво V_{tr} . Во таков случај, напонот низ кондензаторот V_c расте по експоненцијален закон со временска константа $\tau=RC$. Принципска електрична шема на тајмер од фамилијата 555 во моностабилен режим на работа е дадена на сл. 3.17.а, додека на сл.3.17.б се прикажани осцилограми во неколку карактеристични точки.



Слика 3.17 Мултивибратор од фамилијата 555 во моностабилен режим на работа. а) Електрична шема, б) Бранови облици во неколку карактеристични точки

Напонот на кондензаторот е даден со равенството:

$$V_C(t) = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right). \quad (3.32)$$

Во моментот кога напонот на кондензаторот V_C ќе го достигне напонот на праг V_{th} , мултивибраторот го празни кондензаторот и генерира логичка “нула”.

$$V_C(t_1) = V_{th}. \quad (3.33)$$

Со замена на равенството (3.33) во (3.32), времето потребно кондензаторот да се наполни до V_{th} е:

$$t_1 = -RC \ln \left(1 - \frac{V_{th}}{V_{cc}} \right). \quad (3.34)$$

Согласно равенството (3.34), со зголемување на временската константа се зголемува и времето за кое напонот на кондензаторот ќе го достигне нивото V_{th} . Оттука, се потврдува дека временската константа ја одредува ширината на излезниот импулс. Според каталожките податоци на тајмерот 555, напонот на праг V_{th} е околу $2V_{cc}/3$ каде што V_{cc} е напонот за напојување. Оттука, равенството (3.34) преминува во:

$$t_1 = T \approx 1,1RC, \quad (3.35)$$

каде што T е ширината на излезниот импулс. Доколку R е отпорничко мерно сетило а C е референтен кондензатор, равенството (3.35) го добива обликот:

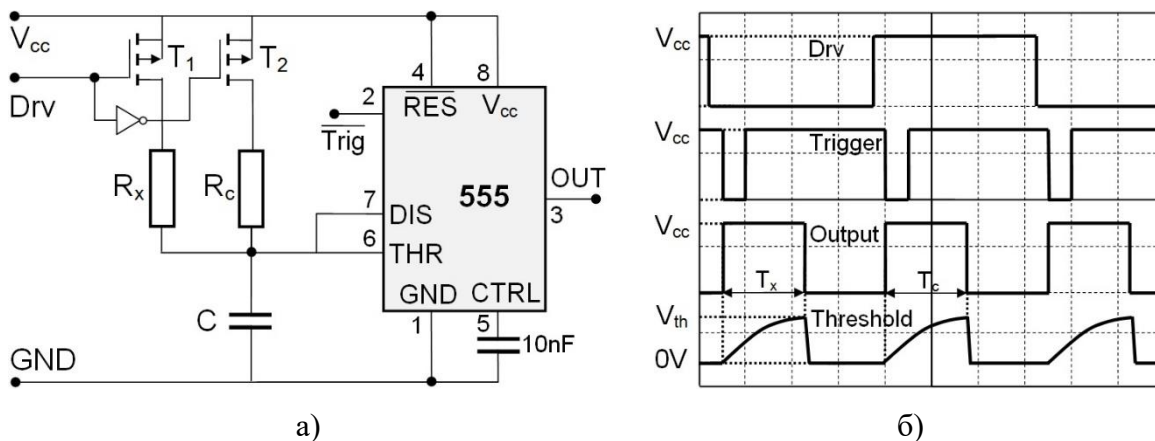
$$T \approx kR. \quad (3.36)$$

Слично, доколку C е капацитивно мерно сетило а R е референтен отпорник, се добива:

$$T \approx kC. \quad (3.37)$$

Равенствата (3.36) и (3.37) доведуваат до заклучок дека мултивибраторот прикажан на сл. 3.17 може да се искористи како интерфејс за пасивни отпорнички и капацитивни мерни сетила. При тоа, промената на отпорноста т.е. капацитивноста се рефлектира како линеарна промена на ширината на излезниот импулс. Меѓутоа, константата k во (3.36) и (3.37) не е стабилна. Дополнително, стабилноста на референтниот отпорник или кондензатор е под влијание на температурата и процесот на стареење. Напонот на праг

V_{th} исто така е под влијание на температурата додека влезните отпорности и истечни струи на интегрираното коло внесуваат систематски грешки во вид на засилување и нелинеарност. Овие ефекти ги влошуваат метролошките карактеристики на електронското коло за кондиционирање. За да се елиминираат споменатите негативни карактеристики, на електричното коло на сл. 3.17 е применета подобрената калибрација во една точка. Електричното коло на тајмерот 555 во моностабилен режим со калибрација во една точка е прикажано на сл. 3.18.a. Брановите облици на сигналите се дадени на сл. 3.17.б.



Слика 3.17 Моностабилен режим на работа со калибрација во една точка. а) Електрична шема, б) Бранови облици на сигналите

Во првата фаза од калибрацијата во една точка пинот за управување “Drv” е во состојба на логичка “нула” со што е вклучен транзисторот T_1 . Имајќи предвид дека гејтот на транзисторот T_2 е инвертиран, овој транзистор е исклучен во првата фаза. Полнењето на кондензаторот започнува со опаѓачки раб на влезот за тригерирање. Во таков случај напонот на кондензаторот е даден со равенството:

$$V_C(t) = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{((R_x + R_{dsON1}) \parallel R_{e1})C}} \right), \quad (3.38)$$

каде што R_{dsON1} е отпорноста помеѓу дрејнот и сорсот на транзисторот T_1 , додека R_{e1} е еквивалентна отпорност која ги вклучува: калибрацискиот отпорник R_c , отпорноста помеѓу дрејнот и сорсот на T_2 во исклучена состојба и влезната отпорност на *threshold* (THR) влезот. На пример, за BS250 максималната струја низ *threshold* влезот при напојување од 15V изнесува 0,25 μ A што резултира во влезна отпорност од околу 25 M Ω . Исто така струјата на истекување при $V_{ds}=25$ V изнесува 0,5 μ A што резултира во отпорност помеѓу дрејнот и сорсот на T_2 во исклучена состојба од 50 M Ω . Од овие причини, за мали отпорности на мерните сетила (од редот на кило оми) и за MOSFET транзистори како BS250 може да се направи следната апроксимација:

$$R_{e1} \gg (R_x + R_{dsON1}). \quad (3.39)$$

Со замена на (3.39) во (3.38) се добива:

$$V_C(t) \approx V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_x + R_{dsON1})C}} \right). \quad (3.40)$$

Со примена на условот (3.33) во 3.40), ширината на излезниот импулс е:

$$T_x = t_x = -(R_x + R_{dsON1})C \ln \left(1 - \frac{V_{th}}{V_{cc}} \right). \quad (3.41)$$

Се забележува дека равенствата (3.34) и (3.41) се слични, меѓутоа во вториот случај равенството не може да се изрази во обликот (3.36).

Втората фаза од мерењето започнува со логичка “единица” на портата за управување (DRV) и опаѓачки раб на влезот за тригерирање. Во овој случај транзисторот T_2 е вклучен додека транзисторот T_1 е исклучен. Напонот на кондензаторот е:

$$V_C(t) = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{((R_c + R_{dsON2}) || R_{e2})C}} \right). \quad (3.42)$$

Тука, може да се направи слична апроксимација како (3.39):

$$R_{e2} \gg (R_c + R_{dsON2}). \quad (3.43)$$

Со замена на (3.43) во (3.42) се добива:

$$V_C(t) \approx V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_c + R_{dsON2})C}} \right). \quad (3.44)$$

Со примена на условот (3.33) во (3.44) ширината на излезниот импулс во втората фаза од мерењето е:

$$T_c = t_c = -(R_c + R_{dsON2})C \ln \left(1 - \frac{V_{th}}{V_{cc}} \right). \quad (3.45)$$

Јасно е дека десните членови на равенствата (3.41) и (3.45) се идентични и еднакви на константата k во равенствата (3.36) и (3.37). Оттука, зависноста од константата k се елиминира со примена на равенството за калибрација во една точка. За отпорноста на мерното сетило се добива:

$$R_x = \frac{T_x}{T_c} (R_c + R_{dsON2}) - R_{dsON1} \quad (3.46)$$

$$R_x \gg R_{dsON1}, \quad R_c \gg R_{dsON2} \quad (3.47)$$

Доколку отпорноста на мерното сетило е голема (од редна кило оми) и доколку се користат транзистори со мала отпорност R_{dsON} може да се примени апроксимацијата (3.47) со што равенството (9.19) го добива обликот:

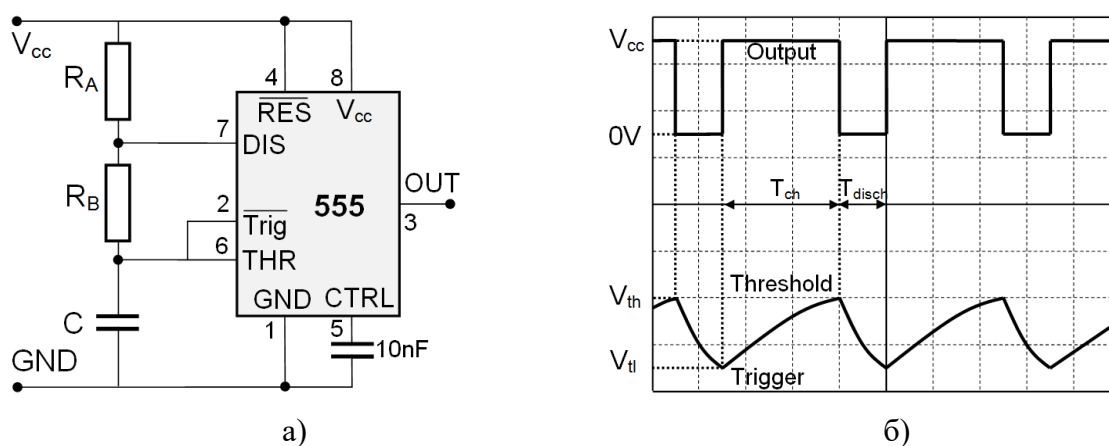
$$R_x \approx \frac{T_x}{T_c} R_c. \quad (3.48)$$

Се забележува дека равенството (3.48) е линеарна функција од временските интервали T_x и T_c и не зависи од C , V_{th} и V_{cc} . На овој начин се потврдува успешната примена на калибрацијата во една точка врз моностабилен мултивибратор. Од друга страна, R_{dsON}

отпорноста на транзисторите T_1 и T_2 на сл. 3.17.a и истечните струи низ портите на интегрираното коло внесуваат систематски грешки. Примената на калибрацијата во две точки или методата на три сигнали е исто така можна. Меѓутоа, имплементацијата на овие калибрациски техники би го зголемиле бројот на интерфејсни пинови кон микропроцесорот. Од овие причини имплементацијата на калибрацијата во една точка во случај каде што важи условот (3.39) е нај рационална.

3.1.4.2 Мултивибратор во астабилен режим на работа

Во астабилен режим на работа кондензаторот се полни и празни помеѓу напонските нивоа V_{th} и V_{tl} . На тој начин мултивибраторот генерира импулс со високо логичко ниво во текот на фазата на полнење и ниско ниво во фазата на празнење. На сл. 3.18.a е прикажана имплементација на астабилен мултивибратор со примена на тајмерот од фамилијата 555, додека на сл. 3.18.б се прикажани брановите облици во неколку карактеристични точки.



Слика 3.18 Мултивибратор од фамилијата 555 во астабилен режим на работа. а) Електрична шема, б) Бранови облици

Напонот на кондензаторот во фазата на полнење е даден со изразот:

$$V_C(t) = V_{cc} + (V_{tl} - V_{cc}) e^{-\frac{t}{(R_A + R_B)C}}. \quad (3.49)$$

Со примена на условот (3.33) во (3.49) се добива, времето за кондензаторот да се наполни од V_{tl} до V_{th} е:

$$t_{ch} = T_{ch} = -(R_A + R_B)C \ln\left(\frac{V_{th} - V_{cc}}{V_{tl} - V_{cc}}\right) = k_1(R_A + R_B)C. \quad (3.50)$$

Слично, за интервалот на празнење се добива:

$$t_{disch} = T_{disch} = -R_B C \ln\left(\frac{V_{tl}}{V_{th}}\right) = k_2 R_B C. \quad (3.51)$$

Согласно каталожките податоци на тајмерот 555, V_{th} е околу $2V_{cc}/3$ додека V_{tl} околу $V_{cc}/3$. Ваквите податоци укажуваат дека константите k_1 и k_2 во (3.50) и (3.51) се еднакви. Во таков случај, периодата на излезниот сигнал изнесува:

$$T = T_{ch} + T_{disch} \approx k(R_A + 2R_B)C. \quad (3.52)$$

Од равенствата (3.50), (3.51) и (3.52) се забележува дека при астабилен режим на работа повеќе параметри од излезниот сигнал можат да се искористат за мерење на отпорноста на мерното сетило: периода, временски интервал или *duty cycle*. Во случај кога отпорничките сетила се мерат со примена на равенствата (3.51) и (3.52) може да се искористат два параметри, R_A или R_B . Во таков случај чувствителноста на мерниот систем е:

$$\frac{dT}{dR_A} = kC < \frac{dT}{dR_B} = 2kC. \quad (3.53)$$

Според равенството (3.53), доколку мерното сетило се постави на местото на R_B се добива двојно поголема чувствителност. Подобрата чувствителност е затоа што мерењата ги опфаќаат двете фази на полнење и празнење. Меѓутоа, имплементацијата на калибрацијата во една точка во случај кога мерното сетило е поставено на местото на R_B е покомплицирано и помалку оправдано отколку на местото на R_A . Дополнително, мерењето на периодата на излезниот сигнал е условено од премин на три напони на праг наспроти два кога се мери интервалот T_{ch} даден со (3.50). Од овие причини, употребата на R_A како мерно сетило со низок *duty cycle* на излезниот сигнал е најефикасно.

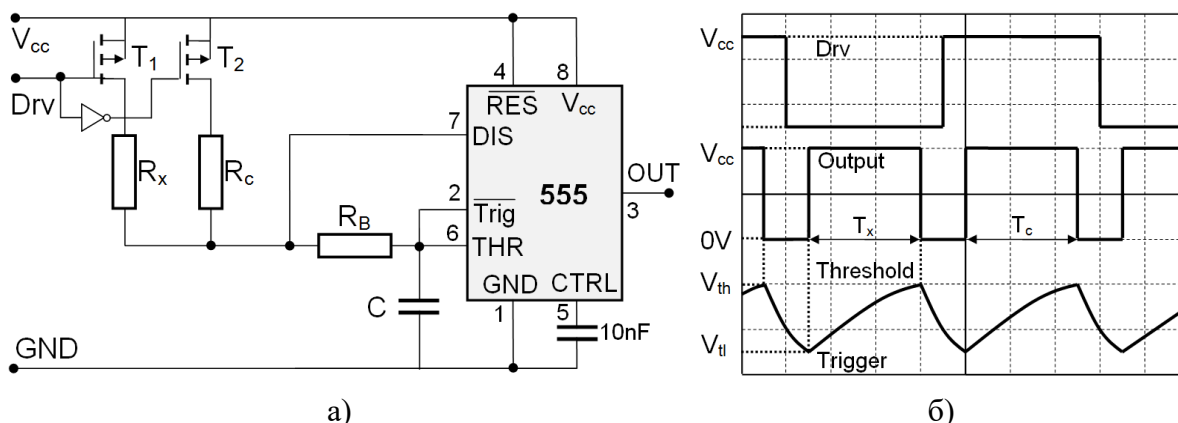
Согласно каталожките податоци на NE555P, минималната ширина на излезниот импулс изнесува 10 μs . Овој параметар може да се искористи за дефинирање на минималната временска константа на празнење која резултира во најголема брзина на мерење $R_B C \approx 15 \mu s$. Електричното коло на мултивибратор во астабилен режим на работа со примена на калибрацијата во една точка е дадено на сл. 3.19.а. Брановите облици на сигналите се прикажани на сл. 3.19.б.

Во првата фаза портата “Drv” е во состојба на логичка “нула”, транзисторот T_1 е вклучен додека T_2 е исклучен. Напонот на кондензаторот е даден со равенството:

$$V_C(t) = V_{cc} + (V_{tl} - V_{cc}) e^{-\frac{t}{((R_x + R_B + R_{dsON1}) \| R_{e1})C}}. \quad (3.54)$$

Равенството (3.54) не важи за првата периода од излезниот сигнал кога електричното коло се вклучува на напојувањето. Тоа е затоа што во првиот момент кондензаторот се полни од 0 до V_{th} . Со примена на слична апроксимација како (3.39), периодот на полнење ќе биде:

$$T_x = -(R_x + R_B + R_{dsON1})C \ln \left(\frac{V_{th} - V_{cc}}{V_{tl} - V_{cc}} \right). \quad (3.55)$$



Слика 3.19 Астабилен режим на работа со калибрација во една точка. а) Електрична шема, б) Бранови облици на сигналите

Во втората фаза на портата “Drv” се носи логичка “единица” со што се вклучува транзисторот T_2 а се исклучува T_1 . Важно е портата “Drv” да ја менува својата логичка состојба во периодот на празнење, во спротивно ќе се добијат грешни и непредвидливи резултати од мерењето. Овојпат, напонот на кондензаторот е:

$$V_C(t) = V_{cc} + (V_{tl} - V_{cc}) e^{-\frac{t}{((R_c + R_B + R_{dsON2}) \parallel R_{E2})C}} \quad (3.56)$$

Со примена на условот (3.33) периодот на празнење низ калибрацискиот отпорник е:

$$T_c = -(R_c + R_B + R_{dsON2})C \ln \left(\frac{V_{th} - V_{cc}}{V_{tl} - V_{cc}} \right) \quad (3.57)$$

Со делење на равенствата (3.55) и (3.57) и со изразување на отпорноста на мерното сетило се добива:

$$R_x = \frac{T_x}{T_c} (R_c + R_{E2}) - R_{E1}, \quad (3.58)$$

каде што:

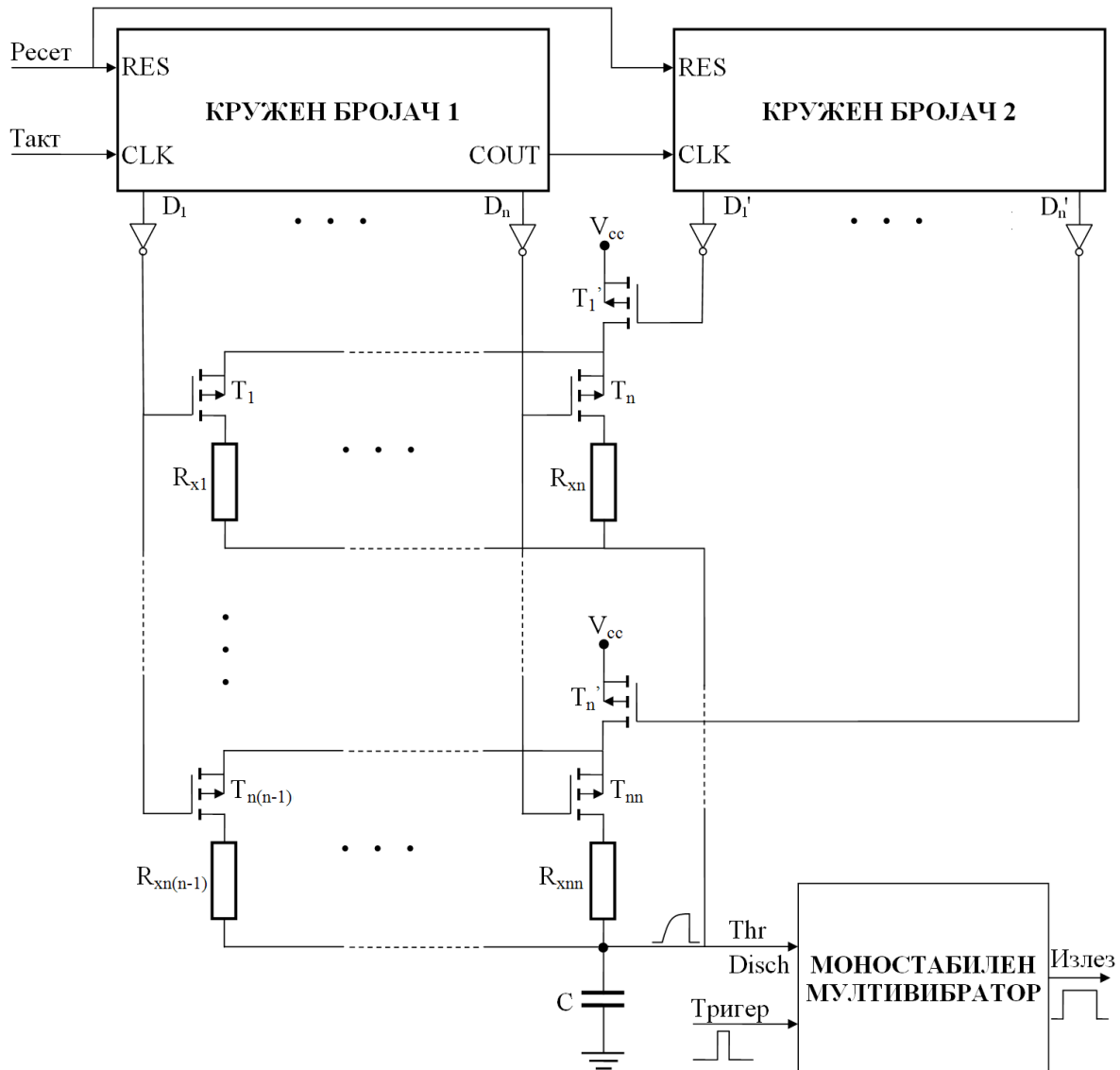
$$R_{E1} = R_B + R_{dsON1}, \quad R_{E2} = R_B + R_{dsON2}. \quad (3.59)$$

Земајќи ги предвид равенствата (3.58) и (3.59) неопходно е познавање на вредностите на отпорниците R_c и R_B за одредување на R_x . Споредено со равенството (3.59) се забележува дека во овој случај во равенството на калибрацијата во една точка се појавува еден параметар повеќе, тоа е R_B . Оттука, може да се заклучи дека се зголемува мерната неодреденост. Дополнително, при астабилен режим на работа сигналот варира помеѓу два напони на праг кои се под влијание на шум. Горезизнесените факти сугерираат дека метролошките перформанси на астабилниот режим на мултивибраторот ќе бидат полоши од моностабилниот режим.

3.1.5 Зголемување на бројот на мерни сетила со временско мултиплексирање

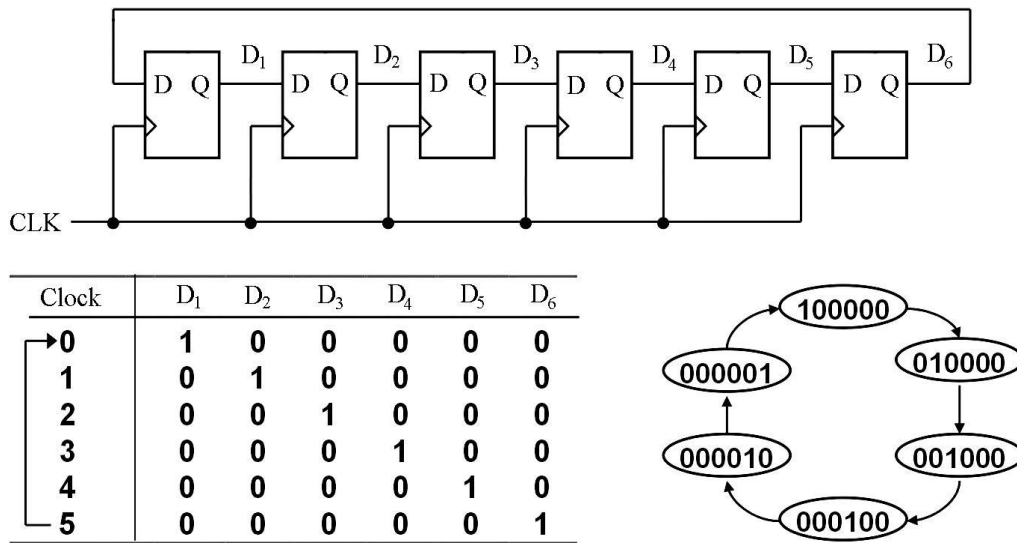
Еден од недостатоците на електронките кола за кондиционирање базирани на мултивибратори е користењето релативно голем број порти кон дигиталниот систем за поврзување на едно мерно сетило. Овој недостаток е посебно значаен при поврзување со персонален компјутер преку картичка за аквизиција. Овие недостатоци можат да се

елиминираат со временско мултиплексирање на мерните сетила. На тој начин бројот на интерфејсни порти кон дигиталниот систем останува ист за поголем број мерни сетила но за сметка на брзината на мерењето. За да се постигне ова, електричното коло на моностабилниот мултивибратор е модифицирано и претставено на сл. 9.19.



Слика 3.20 Поедноставена електрична шема за зголемување на бројот на мерни сетила преку временски мултиплекс

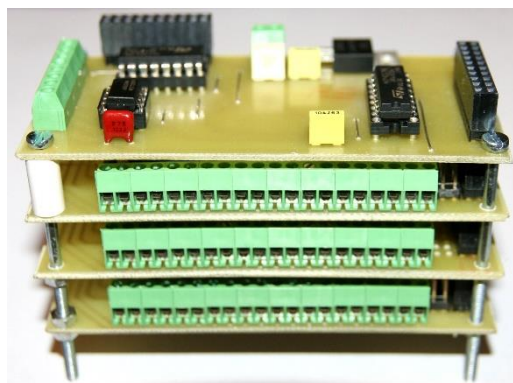
Електричното коло на сл. 3.20 овозможува интерфејс на $n \times n$ мерни сетила каде што n е должината на кружните бројачи 1 и 2. Кружниот бројач ја менува состојбата на излезите D_1 до D_n со секој такт на портата CLK. Дијаграмот на состојби на кружен бројач со должина $n=6$ и упростена реализација со D-флип флопови е прикажана на сл. 3.21. Како што е прикажано на сликата, по достигнување на крајната состојба на бројачот $D_6=1$ истиот се враќа во почетната состојба со следниот тактен импулс.



Слика 3.21 Реализација на кружен бројач со D-флип флопови и дијаграм на состојби

Тактот за вториот кружен бројач се добива од битот за пренос COUT на бројачот 1. На тој начин фреквенцијата на тактот на бројачот 2 е n -пати помала од фреквенцијата на бројачот 1. Мерните сетила се поврзани преку MOSFET транзистори во вид на матрична отпорничка мрежа. Излезите на кружните бројачи ја управуваат мрежата на тој начин што кружниот бројач 1 врши активирање на редовите додека бројачот 2 ги активира колоните. Во еден момент активирано е само едно мерно сетило кое се наоѓа во пресечната точка на активниот ред и колона. Активирање на редовите се врши преку транзисторите T_1-T_m , додека на колоните со транзисторите $T_1'-T_n'$. По “изборот” на соодветното мерно сетило, временската константа на моностабилниот мултивибратор зависи само од отпорноста на конкретното мерно сетило и капацитивноста на референтниот кондензатор. На овој начин се врши редоследно исчитување на отпорноста на сите мерни сетила во вид на поворка од импулси на излезниот сигнал. Брзината на мерење споредено со основната конфигурација на моностабилниот мултивибратор во овој случај се намалува пропорционално со бројот на мерни сетила.

За одредување на отпорноста на мерното сетило можат да се примени било која техника на калибрација опишана во претходните поглавја. Изглед на реализиран модул со временско мултиплексирање и моностабилен мултивибратор е прикажан на сл. 3.22.



Слика 3.22 Реализиран модуларен систем за интерфејс на сто мерни сетила

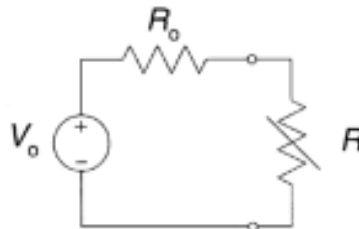
3.2 Интерфејси базирани на мерење амплитуда

Генерално, за отпорничките сетила важи равенството $R=R_0 f(x)$, каде $f(0)=1$. За линеарните отпорнички сетила важи $R=R_0(1+x)$. Подрачјето на вредности за x зависи од типот на сетилото и во кое подрачје се менува мерената величина. Кај линеарните отпорнички сетила (на пример потенциометрите) отпорноста x се менува од -1 до 1, кај мерните ленти x се менува од 10^{-5} до 10^{-2} . Од друга страна кај светлосно зависните отпорници (*LDR*) односот помеѓу отпорноста на сетилото и мерената величина може да биде и поголема од 1000, кај магнето-отпорничките сетила, сетилата за гасови и сетилата со проводнички флуид е помал од 100, итн.

Постојат две барања кои мора да ги задоволат сите електрични кола за кондиционирање на пасивни отпорнички сетила:

- Сетилото мора да има напојување напон или струја за да се добие излезен електричен сигнал, бидејќи промената на отпорноста сама по себе не е електричен сигнал (пасивно сетило),
- Моќноста на изворот е ограничена од моќноста на сетилото, т.е. не смее да дојде до презагревање. Од ова правило има исклучоци кај сетилата кои го користат принципот на самозагревање, како кај некои мерачи на проток и течни ниво-метри.

Еквивалентото Тевененово гледано од страна на сетилото е дадено на сл.3.23.



Сл. 3.23 Еквивалентно Тевененово електрично коло гледано од страна на сетилото

Моќноста која се развива на сетилото е:

$$P=I^2R=\left(\frac{U_0}{R_0+R}\right)^2 \cdot R \quad (3.60)$$

Максималната моќност која се развива на R се добива од првиот извод на моќноста по отпорноста:

$$\frac{dP}{dR}=2\left(\frac{U_0}{R_0+R}\right) \cdot \left[\frac{-U_0}{(R_0+R)^2}\right] \cdot R + \left(\frac{U_0}{R_0+R}\right)^2 = 0 \quad (3.62)$$

Следи $R=R_0$. Вториот извод е негативен, значи за точката $R=R_0$ се добива максимална вредност, за моќноста се добива:

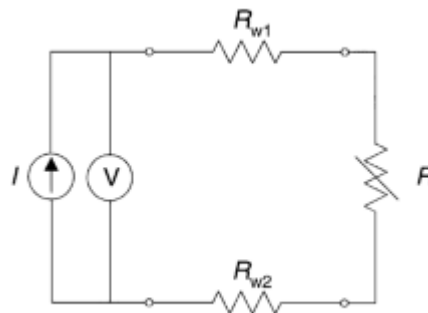
$$P_{\max} = \left(\frac{U_0}{R_0 + R_0} \right)^2 \cdot R_0 = \frac{U_0^2}{4R_0} \quad (3.63)$$

Ако отпорноста на сетилото не го задоволува условот $R=R_0$, максималната моќност е за отпорности најблиску до вредноста на R_0 .

Кај некои сетила потребни се електронски кола за линеаризација на сигналот (на пример кај термисторите) или отстранување на пречките (шумот), како кај мерните ленти. Кај сетила кои имаат мала вредност на излезниот сигнал потребно е негово засилување за да се достигне влезното подрачје на аналого-дигиталниот преобразувач.

3.2.1 Трижична и четворожична метода за мерење електрична отпорност

Друг предизвик кај сетилата кои се одалечени од мерното коло проблем претставува отпорноста на проводниците за поврзување и температурното влијание врз истите. Ако имаме коло со струјен извор и сетило со отпорност R поставено на 10m од мерното коло (сл. 3.24) во предвид мора да се земе отпорноста на приклучните проводници.



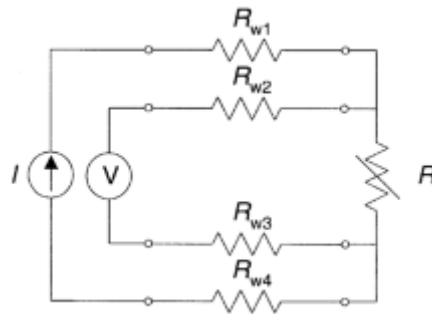
Сл. 3.24 Двожична врска при мерење електрична отпорност со U/I метода

За напонот кој ќе се измери со волтметарот важи:

$$U = I \cdot (R + R_{w1} + R_{w2}) \quad (3.64)$$

При $R=0$ се добива $U \neq 0$, односно се добива грешка во вид на поместување (офсет). На пример, за проводник со пресек од $0,52 \text{ mm}^2$ и должина на водовите од 10 m отпорноста изнесува $0,33 \text{ m}\Omega$, што приближно одговара на промена на отпорноста на Pt-100 за 10°C . Оваа грешка може да се компензира, меѓутоа тоа не секогаш важи и од грешките кои ги внесуваат температурните промени на амбиентот.

Со решението на сл. 3.25, попознато како четворожична врска (или Келвиново коло) се обезбедува имуност на температурните промени.



Сл. 3.25 Четворожична врска за мерење отпорност со У/И метода

Во овој случај, електричното коло не е чувствително на отпорноста на приклучните проводници, но излезната импеданса на струјниот извор и влезната импеданса на волтметарот треба да имаат доволно големи вредности.

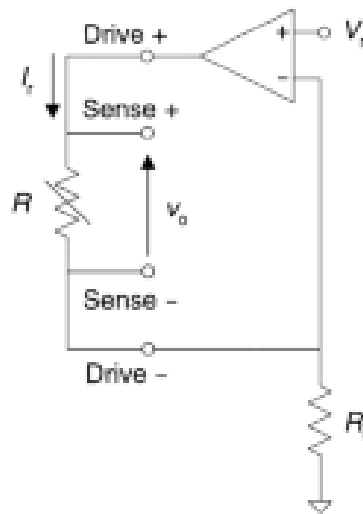
Методите за мерење на отпорност се класифицираат како показни и нулти методи. Кај показната метода се мери падот на напонот на отпорникот или струјата кој тече низ него, а нултите методи се базирани на урамнотежување кај мерните мостови.

3.2.2 Кондиционирање на отпорнички мерни сетила со извор на константна струја

Едно можно решение кое припаѓа на групата на показните методи за мерење на електрична отпорност е прикажано на сликата 3.26. Кај ова решение се користи извор на константна струја I_r кој генерира струја која тече низ отпорничкото сетило R_r и на тој начин генерира пад на напон U_o . За линеарно отпорничко мерно сетило за излезниот напон се добива:

$$U_o = I_r \cdot R = \frac{U_r}{R_r} \cdot R_0 (1 + x) \quad (3.65)$$

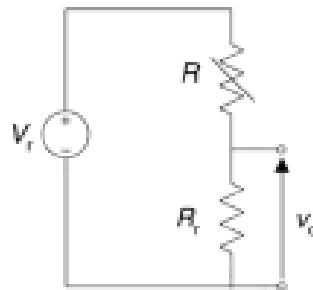
Од равенството (3.65) јасно е дека за нулта вредност на физичката величина $x=0$ излезниот напон има позитивна вредност (поместување) кое е потребно да се компензира. Друга важна карактеристика е ефектот на само загревање на сетилото кој треба да се избегне. Имено, при течење на струја низ даден отпорник доаѓа до појава на Џулови загуби и развивање на топлина. Доколку Џуловите загуби се неприфатливо големи истите ќе го девалвираат излезниот сигнал, посебно кај отпорничките температурни сетила.



Слика 3.26 Електрично коло за кондиционирање на отпорнички мерни сетила базирано на извор на константна струја

3.2.3 Напонски делители за кондиционирање на отпорнички мерни сетила

Друг метод за мерење на отпорност е со примена на напонски делители. Тие вообичаено се користат за мерење големи отпорности, но во тој случај се подразбира дека влезниот канал со кој се мери напонот мора да има голема влезна импеданса.



Слика 3.27 Напонски делител за мерење на електрична отпорност

За излезниот напон на напонскиот делител се добива:

$$U_0 = \frac{U_r}{R_r + R} \cdot R_r, \quad (3.66)$$

за вредноста на отпорничкиот сензор се добива:

$$R = R_r \cdot \frac{U_r - U_0}{U_0}. \quad (3.67)$$

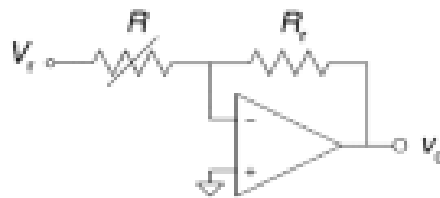
Ако отпорностите R и R_r ги заменат нивните места во колото се добива:

$$R = R_r \cdot \frac{U_0}{U_r - U_0} \quad (3.68)$$

Напонските делители се погодни за сензори со големи варијации на отпорноста, но и за *NTC* термистори бидејќи нелинеарноста на релацијата помеѓу U_0 и R дозволува линеаризација на преносната карактеристика на термисторот.

Електричното коло на слика 3.28 егодно за сензори чија отпорност се намалува во функција од влезната величина. Со додавање на засилувачот во инвертирачки спој се постигнува излезниот напон да е обратно пропорционален на отпорноста на сетилото R :

$$U_0 = -U_r \cdot \frac{R_r}{R} \quad (3.69)$$



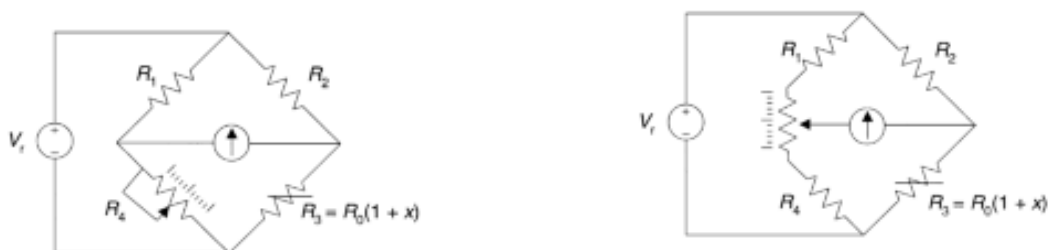
Слика 3.28. Електрично коло за кондиционирање на отпорнички мерни сетила со инвертирачки засилувач

Ако напонскиот делител се користи за статички мерења користејќи линеарен сензор чија промена на отпорноста е мала ($x \ll 1$), промената на излезниот напон ΔU_0 е истотака мала во споредба со напонот $U_0(0)$ добиен за нулта вредноста на влезната величина ($x=0$). Ова значи дека која било грешка при мерењето на излезниот напон U_0 ќе резултира во голема релативна грешка во однос на ΔU_0 .

3.2.4 Мостни методи за мерење електрична отпорност

За мерење на мали промени на отпорноста вообичаено се користи Витстоновиот мост. Првпат Витстоновиот мост е воведен за мерење мали отпорности во 1858 година. Овој мост има голем број на реализации и има непроценливо значење во мерната техника, сл. 3.29. Условот за рамнотежа на мостот е:

$$R_3 = R_4 \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (3.70)$$

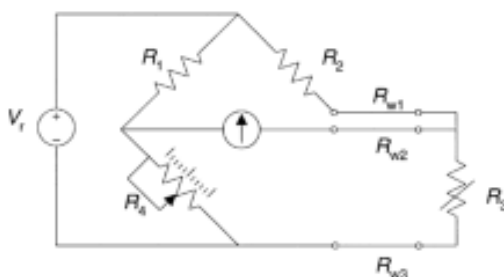


Слика 3.29.а Реализација на Витстонов мост, 3.29.б. Изведба со кое се елиминира контактната отпорност на лизгачот

Условот не зависи од напонот на напојување, ниту од типот на сензорот или неговата импеданса. Уште повеќе сензорот не мора да биде линеарен, бидејќи мостот ја дава рамнотежната состојба. На сл. 3.29.б е прикажано решение со кое се елиминира влијанието на контактната отпорност на лизгачот R_4 . Кај оваа изведба контактната отпорност се додава во петата гранка, низ која во рамнотежна состојба не тече струја.

Кај далечинските мерења мора во предвид да се земат отпорностите на долгите кабли кои се додаваат на отпорноста на сензорот. Каблите со мал температурен коефициент α како константан или манганин имаат голема специфична електрична отпорност ($\rho = 4,4 \text{ m}\Omega\text{m}$). Обратно, бакарот има мала специфична електрична отпорност ($\rho = 0,17 \text{ m}\Omega\text{m}$), но голем температурен коефициент $\alpha = 0,004 \Omega / ^\circ\text{K}$ односно температурата влијае значително. Компанијата Сименс го има решено овој проблем познат како трижичен метод, сл. 3.30. Проводниците 1 и 3 мора да имаат исти должини и пресеци бидејќи температурните промени ќе влијаат подеднакво на истите. Проводникот 2 не влијае бидејќи низ него не тече струја во рамнотежната состојба. Грешката на мерењето е:

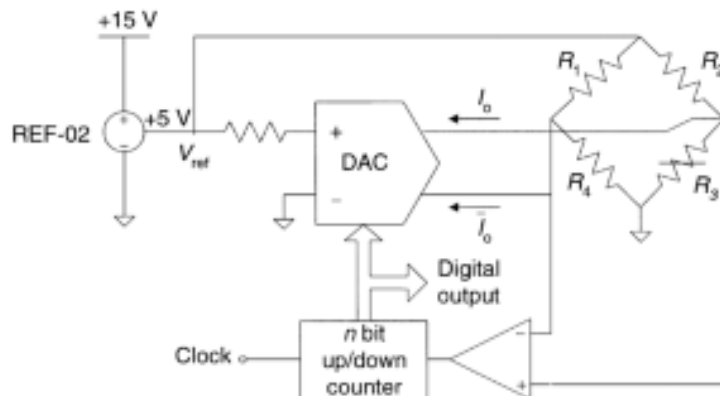
$$g = \frac{R_4 R_2 / R_1 - R_3}{R_3} \quad (3.71)$$



Слика 3.30. Витстонов мост во трижична метода за мерење отпорност

Мерењето на брзи величини (динамички мерења) зависи од брзината за автоматското урамнотежување на мостот, како решението на сл. 3.31, кое е базирано на дигитално-аналоген (Д/А) преобразувач. Мостот и Д/А преобразувачот се напојуваат од стабилен напонски извор. На влезот на диференцијалниот засилувач се носи разликата на потенцијали во случај на нерамнотежа на мостот. Бројачот во зависност од разликата на потенцијалите дава дигитален сигнал (дигитален број) на Д/А преобразувачот, кој го балансира мостот со додавање или одземање на струја на неговите аналогни излези.

Излезот од мерниот систем е резултатот (како дигитален број) потребен да се балансира мостот.



Слика 3.31. Автоматски Витстонов мост со ДА конвертор

Често пати, наместо да се мери вредноста на отпорноста потребна да се воспостави рамнотежа на мостот, се мери напонот или струјата низ дијагоналата на мостот, сл.3.32. Ако мостот е во рамнотежа за $x=0$ (што е најчеста ситуација) се дефинира коефициент k за кого важи:

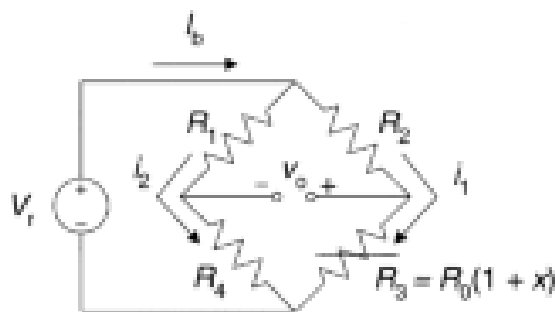
$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad (3.72)$$

Напонот во дијагоналата на мостот е:

$$U_0 = U_r \cdot \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) \quad (3.73)$$

со замена на k се добива:

$$U_0 = U_r \cdot \frac{kx}{(k+1) \cdot (k+x+1)} \quad (3.74)$$



Слика 3.32 Витстонов мост кој мери отклон

Од равенката (3.74) се гледа дека излезниот напон U_0 е пропорционален на промената на отпорноста на сензорот R_3 само кога $x \ll k+1$. Чувствителноста на мостот зависи од x ,

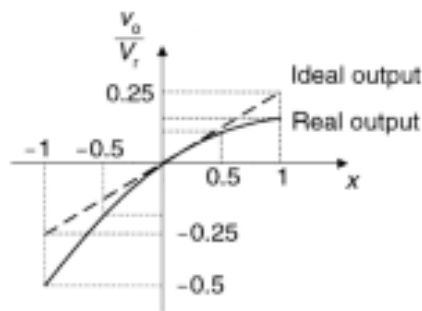
но зависи и од k и U_r . Ако се побара прв извод на излезниот напон по отпорноста $R_3 = R_0$ за $x = 0$, за чувствителноста се добива:

$$S_0 = \frac{dU}{dR_0} = \frac{U_r}{R_0} \cdot \frac{k}{(k+1)^2} \quad (3.75)$$

Максималната чувствителност се добива ако се побара прв извод по k :

$$\frac{dS_0}{dk} = 0, \text{ од каде се добива } k = 1, \quad (3.75)$$

од вториот извод се добива дека таа точка е максимум. Но, од равенката (3.74) при $k = 1$ следи дека излезниот напон е нелинеарен, со исклучок на случаите кога е исполнето $x \ll 1$. На сл. 3.33 е прикажан график од кој се гледа како излезниот напон отстапува од права линија при $k=1$.



Слика 3.33. График на идеална и реална преносна карактеристика

Ако мостот се напојува со константна струја I_r , излезниот напон е:

$$U_0 = I_r R_0 \frac{kx}{2(k+1) + x} \quad (3.76)$$

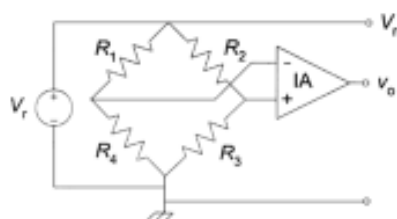
За да се добие приближно линеарен излез потребно е да е исполнето $x \ll 2(k+1)$ и $x \ll 4$ за $k = 1$. Линеарноста не е услов за да се добие добра точност, важно е резултатите да се повторливи што лесно се добива кога излезниот сигнал е пропорционален на мерената величина. На пример, кај тензометарските мерни ленти најчесто x не е поголем од 0,02. Затоа при $k = 1$, x во количникот на равенките (3.74) и (3.75) може да се занемари. Обратно, x може да се пресмета од излезниот напон или струја, од р-ката (3.74) за мост напојуван со константен напон при $k = 1$ се добива:

$$x = \frac{4U_0}{U_r} \cdot \frac{1}{1 - \frac{2U_0}{U_r}} \quad (3.77)$$

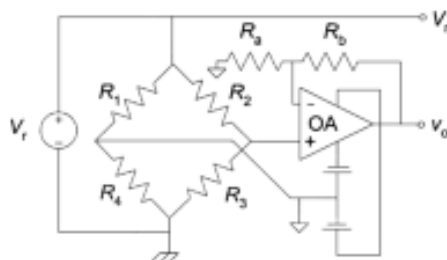
Кај отпорничките температурни сетила x е приближно 1 или поголем, така да ако се проектира мост со $k = 1$ се добива нелинеарен излезен сигнал. На пример, кај сетилото Pt-100 отпорноста се менува од 100Ω на $\theta = 0^\circ C$ до 140Ω на $\theta = 100^\circ C$. Во овој случај

може да се линеаризира излезниот напон, или да се работи со намалена чувствителност, при $k = 10$ или поголема вредност на k . Ваквата имплементација е ограничена од моќноста на сензорот.

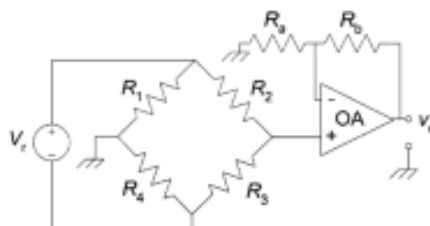
Во најголемиот број примени на Витстоновиот мост за мерење на излезниот сигнал со дигитални системи се користи А/Д преобразувач. Затоа сигналот од Витстоновиот мост мора да се засили да одговара на влезното ниво на А/Д преобразувачот и засилувачот мора да има соодветна влезна импеданса, висока за влезен напонски сигнал и ниска за струјен сигнал. Конфигурацијата на засилувачот мора да одговара на типот на сигналот од мостот, диференцијален, едностран, заземјен или пливачки. На следните слики од 3.34.а до 3.34.г се прикажани можните комбинации.



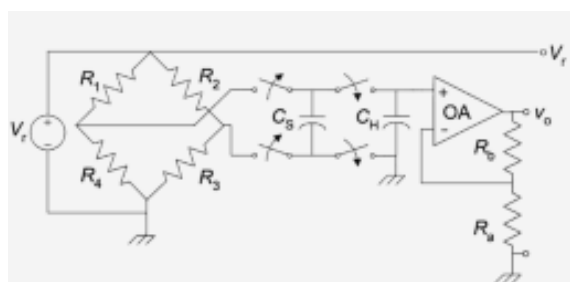
Слика 3.34.а Витстонов мост со инструментациски засилувач



Слика 3.34.б Витстонов мост со засилувач со еден влез и пливачки извор на напојување



Слика 3.34.в Изворот на мостот е пливачки, а засилувачот е со еднокраен влез



Слика 3.34.г Витстонов мост со заземјен извор поврзан преку превклучувачки (switching) кондензатор со заземјен засилувач со еднокраен влез

Ако напонскиот извор кој го напојува мостот е заземјен, засилувачот мора да биде инструментациски (посебна изведба на диференцијален засилувач) прикажан на сл. 3.34.а, или со еден влез со пливачки извор на напојување (сл. 3.34.б). Ако изворот на напојување на мостот плива (сл. 3.34.в) засилувачот може да биде со еднокраен влез. На сл. 3.34.г е прикажан мост со заземјен извор, но диференцијалниот излез на мостот е претворен во еднокраен напонски влез преку превклучувачкиот кондензатор C_s . Најпрво се полни кондензаторот C_s на излезниот напон, а прекинувачите P_1 се отвараат а P_2 се затвараат при што се полни кондензаторот C_H . Отварањето и затварањето на прекинувачите е со фреквенција многу повисока од фреквенцијата на мерената величина. Оваа изведба е позната уште и како изведба со семплирање и задршка (*sample and hold*). Вообичаено системите за аквизиција имаат заземјен извор (освен ако не се батериски напојувани) и можат да се конфигурираат за диференцијален или еднокраен влезен канал, како на сл. 3.34.а и сл. 3.34.б.

3.2.5 Обработка на сигнали кај капацитивни и индуктивни сетила

Кај капацитивните и индуктивните сетила се менува нивната реактанса X_L или X_C , јасно потребен е наизменичен напон или наизменична струја за да се добие сигнал кој ќе се мери. Аналогниот сигнал може веднаш како аналоген сигнал да се измери, да се преобрази во дигитален, да се преобрази во променлив фреквенциски сигнал или далечински да се пренесе како напонски или струјен сигнал.

Сетилата со променлива реактанса може да бидат: со променлива капацитивност или индуктивност ($C_0 \pm \Delta C$ или $L_0 \pm \Delta L$), променлива индуктивност и референтна индуктивност ($L_0 \pm \Delta L, L_0$) (близински сетила – *proximity detectors*), диференцијални капацитивни или индуктивни сетила ($C_0 \pm \Delta C$), ($L_0 \pm \Delta L$), или променливи трансформаторски сетила кои даваат амплитудно-модулиран сигнал.

Капацитивните сетила најчесто имаат капацитивност помала од 100 pF, во тој случај фреквенцијата на изворот мора да биде од 10 kHz до 100 MHz за да се добие соодветна импеданса. За да се избегне капацитивното влијание заради нивната висока импеданса, капацитивните сетила се поврзуваат со оклопени кабли. Но, оклопените кабли додаваат капацитивност во паралела со сетилото, што ја намалува чувствителноста и линеарноста. Најчесто решение е електронското коло за кондиционирање да биде што е можно поблиску до сетилото. Кога е потребно сигналите да се преобразат во еднонасочен напон, по исправувањето на сигналот најчесто се пресметува средната вредност, а поретко се пресметува врвната или ефективната вредност на сигналот.

Најчесто решение да се добие сигнал од сетило со променлива реактанса е да се измери струјата низ него кога е донесен константен наизменичен напон, или да се измери падот на напонот на сетилото ако како извор се користи константна наизменична струја. Во принцип, промените на импедансата најчесто се мали и паразитните капацитивности предизвикуваат интерференција со промените на мерената величина. Овие проблеми мора да се имаат во предвид при дизајнирањето на мерните кола.

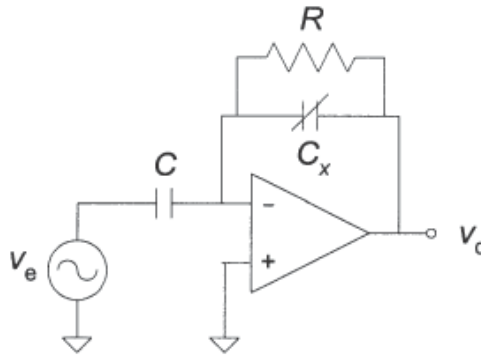
На сл. 3.35 во повратната врска на засилувачот е капацитивно сетило за мерење поместување врз основа на растојанието помеѓу електродите. Низ сетилото тече константна струја, а неговата капацитивност изнесува:

$$C_x = \varepsilon \cdot \frac{A}{d(1+x)} = \frac{C_0}{(1+x)} \quad (3.78)$$

Излезниот напон на засилувачот (ако R се занемари) е:

$$U_0 = -U_s \cdot \frac{Z_x}{Z} = -U_s \cdot \frac{C}{C_0}(1+x). \quad (3.79)$$

Излезниот напон е пропорционален на растојанието x помеѓу електродите на кондензаторот и покрај нелинеарноста на капацитивноста C_x од растојанието x . Отпорникот R треба да има многу поголема вредност од импедансата на фреквенцијата на напојниот напон. Паразитните капацитивности кои во принцип се паралелни на капацитивноста на сетилото C_x со што придонесуваат во грешката во вид на поместување на излезниот напон. Затоа сетилото се поврзува со оклопен кабел.



Слика 3.35. Кондиционирање на сетило со линеарна промена на адмитансата

На сл. 3.36.а е прикажан напонскиот делител со сетило со линеарна промена $Z_s = Z_0(1+x)$. Ако важи $\underline{Z} = \underline{Z}_0$ излезниот напон е:

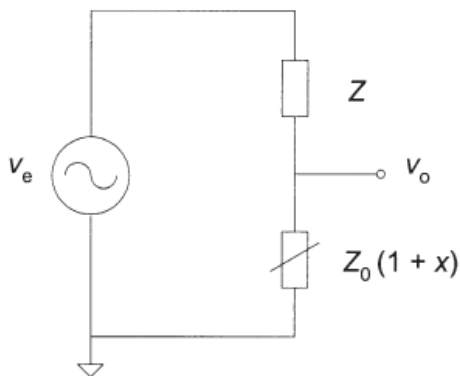
$$U_0 = U_e \cdot \frac{\underline{Z}_0(1+x)}{\underline{Z} + \underline{Z}_0(1+x)} = U_e \frac{1+x}{2+x}. \quad (3.80)$$

Во овој случај излезниот напон е нелинеарен во однос на x .

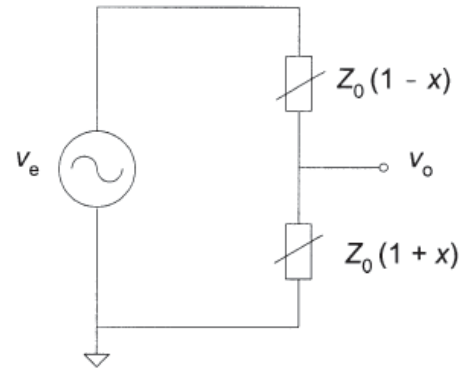
За диференцијални сетила се користи колото на сл. 3.36.б, за излезниот напон се добива:

$$U_0 = U_e \cdot \frac{\underline{Z}_0(1+x)}{\underline{Z}_0(1-x) + \underline{Z}_0(1+x)} = U_e \frac{1+x}{2}. \quad (3.81)$$

Излезниот напон U_0 е линеарен во однос на x . Во случаите кога $x \ll 1$ излезниот напон го вклучува и напонот на изворот U_e . Излезниот напон U_0 може да се филтрира за да се елиминира компонентата со фреквенција на изворот за напојување.



Слика 3.36.а Обработка на сигналот на еднокрајно импедансно сетило со делител



Слика 3.36.б Обработка на сигналот на диференцијално импедансно сетило со делител

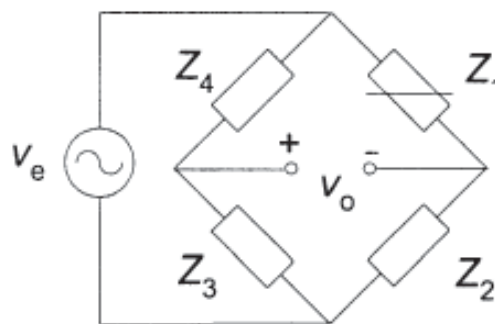
На сл. 3.37 е прикажан мост со едно сетило (четвртина мост), чија импеданса се менува линеарно со мерената величина $\underline{Z}_3 = \underline{Z}_0(1+x)$ и важи $\underline{Z}_0 = \underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = \underline{Z}_4$. Излезниот напон е:

$$U_0 = U_e \frac{x}{2(2+x)}, \quad (3.82)$$

тој е нелинеарен во однос на x . Ако се користи диференцијално сетило кога важи $\underline{Z}_2 = \underline{Z}_0(1+x)$, излезниот напон е:

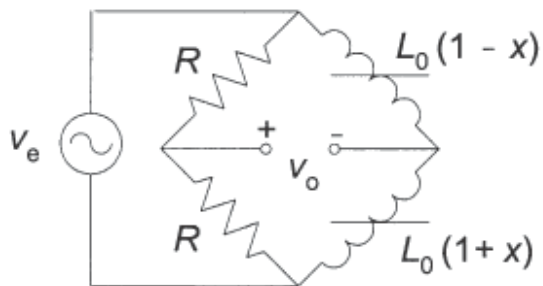
$$U_0 = U_e \frac{x}{2}, \quad (3.83)$$

каде што излезниот напон U_0 е пропорционален на x . Уште повеќе кај диференцијалните сетила се поништуваат влијанијата кои се заеднички за двете сетилад (на пр. температурни влијанија), затоа наизменичните мостови се најдобро решение кога се користат диференцијални сетила.

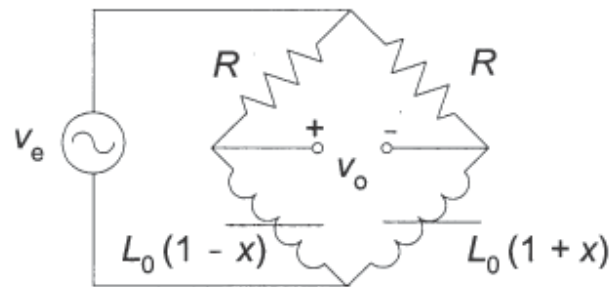


Слика 3.37 Наизменичен мост со едно импедансно сетило

На сл. 3.38 се користи диференцијално индуктивно сетило во случај кога отпорноста на индуктивното сетило може да се занемари и во овој случај излезниот напон е линеарен. Колото на сл. 3.39 има двојна чувствителност од колото прикажано на сл. 3.38, но излезниот напон е нелинеарен.



Слика 3.38. Наизменичен мост со диференцијално индуктивно сетило



Слика 3.39. Наизменичен мост со двојна чувствителност, но намалена линеарност

Кај еднокрајните или диференцијалните капацитивни сетила во другите две гранки на мостот не се користат отпорници. Овие сетила имаат голема импеданса и соодветно би требало во другите две гранки да се користат големи отпорности, кои можат да предизвикаат големи грешки заради паразитните капацитивности во однос на заземјувањето.