

**УНИВЕРЗИТЕТ “СВ. КИРИЛ И МЕТОДИЈ” -
СКОПЈЕ**

**ФАКУЛТЕТ ЗА ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И
ИНФОРМАЦИСКИ ТЕХНОЛОГИИ**



- ПРОЦЕСНИ МЕРЕЊА -

насока

**КОМПЈУТЕРСКО СИСТЕМСКО
ИНЖЕНЕРСТВО АВТОМАТИКА И
РОБОТИКА**

Автори:

Вон. проф. д-р Живко Коколански

Проф. д-р Владимир Димчев

Скопје, 2019

Содржина

ПРЕДГОВОР.....	3
1. ВОВЕД ВО ПРОЦЕСНИ МЕРЕЊА.....	4
1.1 МЕРНИ СИСТЕМИ	4
1.1.1 Мерно-информациски системи	4
1.1.2 Мерно-управувачки системи	6
1.2 МЕРНИ СЕТИЛА И ПРЕОБРАЗУВАЧИ	7
1.3 МОДЕЛ НА ПРЕОБРАЗУВАЧ	10
1.4 КАРАКТЕРИСТИКИ НА ПРОЦЕСНИ МЕРНИ СИСТЕМИ.....	14
1.4.1 Статички карактеристики	15
1.4.2 Динамички карактеристики на мерни системи.....	29
2. ИНТЕРПОЛАЦИЈА, ЛИНЕАРИЗАЦИЈА И КОМПЕНЗАЦИЈА НА МЕРНИТЕ СИСТЕМИ	30
2.1 ИНТЕРПОЛАЦИЈА.....	30
2.1.1 Точно поклопување.....	33
2.1.2 Приближно поклопување.....	34
2.2 ЛИНЕАРИЗАЦИЈА.....	44
2.2.1 Аналогна линеаризација	44
2.2.2 Линеаризација со помош на табели за пребарување.....	46
2.3 КОМПЕНЗАЦИЈА.....	48
3. ИНТЕРФЕЈСИ КАЈ МЕРНИТЕ СЕТИЛА	51
3.1 ИНТЕРФЕЈСИ БАЗИРАНИ НА МЕРЕЊЕ ПЕРИОДА, ФРЕКВЕНЦИЈА И ВРЕМЕНСКИ ИНТЕРВАЛ.....	52
3.1.1 Директен интерфејс сетило-микропроцесор.....	54
3.1.2 Директна врска на капацитивни мерни сетила со микропроцесор ...	64
3.1.3 Директен интерфејс на индуктивни мерни сетила со микропроцесор	67
3.1.4 Мултивибратори како електронски кола за кондиционирање.....	71
3.1.5 Зголемување на бројот на мерни сетила со временско мултипликмирање	79
3.2 ИНТЕРФЕЈСИ БАЗИРАНИ НА МЕРЕЊЕ АМПЛИТУДА	82
3.2.1 Трижична и четворожична метода за мерење електрична отпорност	83
3.2.2 Кондиционирање на отпорнички мерни сетила со извор на константна струја.....	85
3.2.3 Напонски делители за кондиционирање на отпорнички мерни сетила	86
3.2.4 Мостни методи за мерење електрична отпорност	87
3.2.5 Обработка на сигнали кај капацитивни и индуктивни сетила	93
4. ИЗВОРИ НА ГРЕШКИ КАЈ МЕРНИТЕ СИСТЕМИ (ИНТЕРФЕРЕНЦИЈА).....	97
4.1 ТИПОВИ НА ИНТЕРФЕРЕНЦИЈА	97
4.2 ОТПОРНИЧКА ИНТЕРФЕРЕНЦИЈА	97
4.3 КАПАЦИТИВНА ИНТЕРФЕРЕНЦИЈА	98
4.4 ИНДУКТИВНА ИЛИ МАГНЕТНА ИНТЕРФЕРЕНЦИЈА	102

4.5	ЗАЗЕМЈУВАЊЕ НА МЕРНИ КОЛА	104
4.6	ЗАЗЕМЈУВАЊЕ НА ОКЛОП.....	107
4.7	ЕЛЕКТРОСТАТСКО И АКТИВНО ОКЛОПУВАЊЕ.....	110
КОРИСТЕНА ЛИТЕРАТУРА.....		114

Предговор

Книгата Процесни мерења претставува универзитетски учебник наменет за истоимениот предмет во рамките на додипломските студии на Факултетот за електротехника и информациски. Предметот се слуша во седмиот семестар од студиите, каде се подразбира дека студентите веќе имаат стекнато значително знаење од областа на електротехниката, автоматиката, електрониката, сигнали и системи. Учебникот има за цел да се разработат мерните системи во индустријата, но пред се фокусирајќи се на аспектите на проектирање на мерните системи и разбирање на нивните метролошки карактеристики. Покрај тоа, во учебникот се елаборираат најважните причинители за појава на пречки во процесните мерења, како и основните концепти за елиминирање на пречките. При совладување на материјата разработена во учебникот на располагање на студентите е и лабораториски практикум кој е наменет за продлабочување на практичните аспекти при реализацијата на процесните мерни системи.

Учебникот е реализиран со поддршка на проектот од програмата Erasmus+ на Европската Унија насловен “Иновативен пристап за развој на софтверски-дефинирана инструментација – ITASDI”.

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.



Co-funded by the
Erasmus+ Programme
of the European Union



1. Вовед во процесни мерења

1.1 Мерни системи

Во нај општ случај, систем може да се дефинира како спој на повеќе функционални модули (под-системи) кои заедно извршуваат една или повеќе задачи. Задачата на мерните системи е создавање на објективна емпириска оцена (број) со која се опишува одредена карактеристика на даден објект или настан. Квантитативната проценка на карактеристиката по пат на експеримент се нарекува **мерење**, а начинот на кој проценката се врши се нарекува **мерна постапка**. За да се постигне објективност во мерењето, мерната постапка мора да биде независна од лицето кое го врши мерењето.

Денес, мерните системи се употребуваат во сите гранки на индустријата и општо во сите сфери од животот на човекот. Во зависност од подрачјето на примена, мерните системи имаат специфични задачи и се одликуваат со специфични карактеристики. Во тој контекст, мерењата кои се однесуваат на одредена карактеристика од даден процес во индустријата се нарекуваат **процесни мерења**, а системите со кои се вршат ваквите мерења се нарекуваат **процесни мерни системи**. Според употребата, процесните мерни системи можат да се поделат на *мерно-информациски* и *мерно-управувачки* системи.

1.1.1 Мерно-информациски системи

Мерно-информациските системи се користат за мерење на физички величини во процесот кои се од интерес на човекот само од информативен карактер. Информациите кои се добиваат од овие системи служат за различни задачи: анализа на процесот и следење на неговата состојба, контрола на квалитет, вршење статистички анализи, и др. Понекогаш информациите можат да се користат и како повратна информација во процесот и негово управување од страна на човекот, но истите не се дел од системите за автоматско управување. Упростена блок-шема на мерно-информациски систем е даден на сликата 1.1.



Слика 1.1 Принципска шема на процесен мерно-информациски систем

Карактеристиките (физичките величини) од интерес на процесот можат да бидат од електрична или неелектрична природа и се регистрираат со помош на мерни сетила (сензори) или преобразувачи. Сетилата се поставуваат во самиот индустриски процес и тие реагираат на промените на физичката величина на тој начин што генерираат мерлив излезен сигнал. Сигналот кој се добива од сетилото не е секогаш во електричен облик или пак не е погоден за директен пренос или приказ. Од овие причини сигналите од мерните сетила се обработуваат со одредени електрични кола за прилагодување на сигнали. Како резултат на обработката на сигналот од мерното сетило, електричните кола за прилагодување генерираат електричен сигнал чии карактеристики се погодни за пренос или приказ на индикатор. Индикаторите кои го прикажуваат резултатот од мерењето можат да се постават во опкружувањето на самиот процес (локален индикатор), но по често се обединуваат на едно место во одредена контролна соба од каде полесно можат да се следат од операторот. Контролната соба вообичаено се наоѓа надвор од процесот и на значително растојание од мерното сетило. Преносот на информациите од електронското коло за прилагодување до индикаторот во контролната соба се врши преку одреден комуникациски медиум кој е погоден за примена во индустриски средини.

Примери за карактеристични мерно-информациски системи се:

- *Мерење при продажба* на материјални добра (како нафта, гас, електрична енергија, итн.) или пренос на материјали од една единица на друга во рамките на истиот процес. Мерните системи за вакви примени се одликуваат со добри метролошки карактеристики и задолжително подлежат на периодична калибрација.
- *Еколошки мерења*, или мерења на животната средина кои се многу значајни за заштита на околината од несакани загадувања на воздухот, почвата и водата. Граничните вредности на мерните податоци кои се добиваат од ваквите мерни системи се контролираат со правилници и стандарди.
- *Амбиентални мерења*, кои се користат за следење и предвидување на амбиенталните услови во процесот или во животната средина, и др.

1.1.2 Мерно-управувачки системи

Задачата на мерно-управувачките системи е да вршат целосно автономно управување и мониторинг на индустриските процеси. Мерењата кои се добиваат од овие системи се користат како влезни податоци на системите за управување и од нив во најголема мерка зависи однесувањето на процесот и во крајна линија квалитетот на конечните производи. Имајќи ја предвид критичната улога на мерењата во мерно-управувачките системи, јасно е дека во овој случај мерните системи мораат да бидат многу стабилни и доверливи. Упростена блок шема на мерно-управувачки систем е дадена на сл. 1.2.



Сл. 1.2 Принципска шема на процесен мерно-управувачки систем

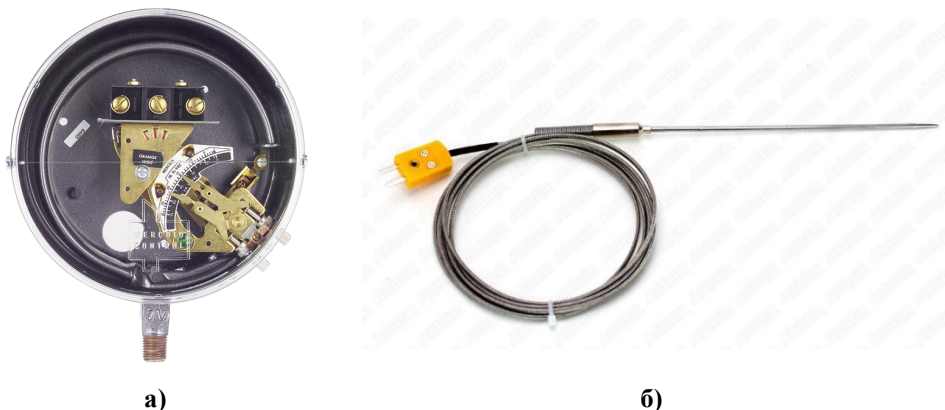
Првиот дел од принципската шема кај мерно-управувачките системи за добивање на мерната информација, прилагодување, пренос и приказ е ист или многу сличен со оној кај мерно-информациските системи. Разликата кај мерно-управувачките системи се состои во повратната акција која што системот ја превзема врз процесот а која се темели на мерењата. Управувањето со процесот го врши управувачката единица. Оваа единица содржи програмски инструкции кои го диктираат начинот на управувањето, а со тоа и самото однесување на процесот. Управувачката единица го реализира управувањето на процесот преку актуатори, а истовремено може да испрати алармни сигнали до операторот. Покрај следење на процесот, во овој случај операторот може во било кое време да превземе рачна контрола и преку управувачката единица да управува со процесот.

1.2 Мерни сетила и преобразувачи

Сите мерења во процесните мерни системи започнуваат со **мерно сетило (сензор)** или **преобразувач**. Мерно сетило претставува уред кој што врши преобразба на одреден физички стимул (енергија) во електричен сигнал кој потоа може да се обработи со други електрични кола. Стимулот може да има различен облик: механички, термички, магнетен, електричен, хемиски или радиациски облик, додека излезниот сигнал секогаш има електричен облик. Во основа може да се каже дека мерните сетила се преобразувачи на енергија. При тоа, независно од физичката величина која се мери, секогаш се врши пренос на енергија помеѓу мерниот објект и сетилото. Се разбира дека преносот на енергија може да се изврши во двете насоки: од објектот кон сетилото или од сетилото кон објектот, односно сетилата можат да консумираат или предадат одредено количество енергија. Потребно е да се обезбеди конзумираната и предадената енергија да бидат доволно мали до таа мерка што нема недозволиво да го девалвираат резултатот од мерењето. Како резултат на делувањето на надворешниот физички стимул врз сетилото, тоа генерира излезен електричен сигнал. Сигналот може да биде претставен во вид на напон, струја или електричен полнеж. При обработката на сигналот со електричните кола се користи еден или повеќе од неговите информациски параметри: амплитуда, фреквенција, фаза, поларитет или дигитален код.

Многу често во литературата и во практиката термините *сетило (сензор)* и *преобразувач* се употребуваат како синоними, меѓутоа помеѓу нив постои суштинска разлика. Терминот преобразувач укажува на тоа дека влезната и излезната физичка величина не се од иста природа, односно преобразувачот врши преобразба на еден вид енергија во друг. На пример, преобразувач може да биде звучник кој врши преобразба на електричната енергија во променливо електромагнетно поле, односно во акустички бранови. Во посочениот пример преобразувачот има обратна улога од мерното сетило, односно има функција на *актуатор*. Од друга страна, преобразувачите можат да бидат дел од мерните сетила. На пример, дадено хемиско мерно сетило може да биде составено од два дела: преобразувач кој врши преобразба на одредена хемиска реакција во топлина и мерно сетило кое врши преобразба на топлината во електричен сигнал. Ова укажува дека мерните сетила можат да имаат сложена изведба во која вклучуваат повеќе преобразувачи. Исто така може да се смета дека, сетилата се специјален случај на преобразувачи каде што излезниот сигнал има електрична природа. Конечно можеме да усвоиме дека терминот сетило се однесува на *прибирање информација*, додека терминот преобразувач се однесува на *преобразба на енергија*.

Пример за преобразувач е даден на сл. 1.3.а, додека сетило е прикажано на сл. 1.3.б.



Сл. 1.3. Приказ на изведби за мерно сетило и преобразувач. а) Механички преобразувач за мерење на притисок. б) Мерно сетило за температура (термодвојка)

Системите кои користат сетила за мерење на одредена физичка величина се нарекуваат *електронски мерни системи*. Постојат голем број предности на електронските мерни системи:

- Постојат сетила за скоро сите физички величини од електрична и од неелектрична природа.
- Значително ја намалуваат консумацијата на енергија од физичкиот стимул. Енергијата за генерирање на излезен електричен сигнал и негова обработка се добива од независен извор за напојување.
- Постојат интегрирани изведби на сетила со придружна електроника за прилагодување, обработка и конверзија на излезниот сигнал. На тој начин значително се намалуваат димензиите и цената на сетилото.
- Електронските мерни системи пружаат голем број можности за пренос, запис и приказ на резултатите од мерењето, и др.

Во денешно време на располагање се голем број комерцијални сетила за регистрирање на скоро сите дефинирани физички величини. За што подобро разбирање на карактеристиките на сетилата неопходна е нивна добра класификација. Во поглед на потребата од надворешен извор за напојување сетилата се делат на *модулирачки* и *генерирачки*. Модулирачките сетила се познати уште и како *пасивни* додека генерирачките како *активни* сетила. Модулирачките (пасивни) сетила менуваат одредена електрична карактеристика (електрична отпорност, капацитивност или индуктивност) со промена на физичката величина

која е предмет на мерење. Јасно е дека посочените електрични карактеристики се мерат индиректно. На пример, вообичаено електричната отпорност се мери со примена на Омовиот закон, односно со мерење на пад на напон на отпорник при течење на константна јачина на електрична струја. Од примерот се забележува дека модулирачките сетила имаат потреба од надворешно напојување со енергија. Терминот “*модулирачки*” доаѓа од дефиницијата за *модулација*, каде што модулациски сигнал е мерената физичката величина додека носител на информацијата е електричната отпорност, капацитивност или индуктивност. Пример за модулирачки сетила се: отпорнички температурни сетила, термистори, фотоотпорници, тензометарски мерни ленти, капацитивни/индуктивни сетила за поместување и др. За разлика од модулирачките, генерирачките (активни) сетила не бараат надворешен извор за напојување. Излезниот сигнал од овие сетила претставува директно мерлив електричен сигнал, т.е електрична струја или напон. Пример за генерирачки сетила се: фото диоди, фото транзистори, термодвојки, пиезоелектрични сетила и др.

Во поглед на карактеристиките на излезниот електричен сигнал сетилата се делат на *аналогни* и *дигитални*. Сигналот кај аналогните сетила е временски континуален и при тоа информацијата за мерната величина е втисната во амплитудата, фреквенцијата или фазата на сигналот. Поврзувањето на аналогните сетила со дигиталните системи вообичаено се врши со примена на аналогно-дигитални (АД) конвертори. Меѓутоа, АД конверторите не се неопходни во случај кога информацијата за физичката величина се состои во фреквенцијата на сигналот. Имено, постојат едноставни решенија за дискретизирање на аналогниот сигнал и негов директен интерфејс со дигитални системи (бројачи) со чија помош се мери фреквенцијата. Во случај кога се применуваат вакви сензорски интерфејси, аналогните сетила можат да се наречат *квази-дигитални*. Излезниот сигнал кај дигиталните сетила има дискретни амплитудни вредности и може директно да се обработува со дигиталните системи без употреба на АД конвертор. Дигиталните сетила многу често се одликуваат со поголема доверливост и повторливост во споредба со аналогните сетила.

Според принципот на работа мерните сетила се делат на *урамнотежени (балансирачки)* и *неурамнотежени (небалансирачки)*. Кај неурамнотежените сетила, мерената физичка величина предизвикува дебаланс на сетилото кој се манифестира со генерирање пропорционален мерлив излезен сигнал. За разлика од нив, урамнотежените сетила тежнеат да ја одржат рамнотежата (нулта точка) со примена на одреден

физички ефект кој се спротиставува на дебалансот предизвикан од мерената физичка величина.

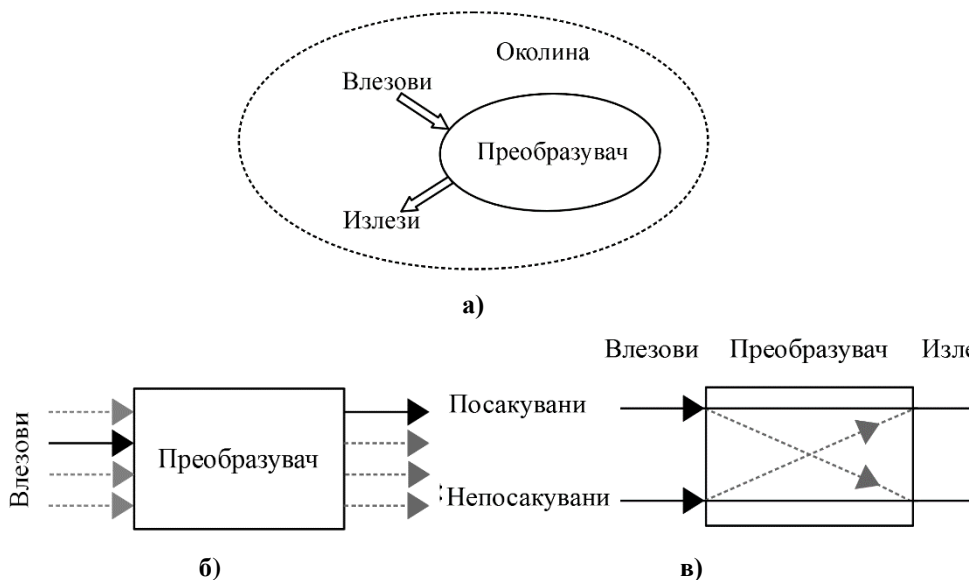
Во поглед на влезно-излезната зависност, мерните сетила се делат на сетила од *нулти*, *прв*, *втор*, или *повисок* ред.

Друга популарна класификација на мерните сетила која е широко прифатена во научната заедница е според променливата излезната електрична величина. На тој начин, сетилата се делат на: *отпорнички*, *капацитивни*, *индуктивни*, и *генерирачки* (генерираат напон, електрична струја или електричен полнеж).

1.3 Модел на преобразувач

Разгледуваме преобразувач кој е поставен во дадена околина со цел мерење на одредена физичка величина. Физичката претстава на преобразувачот и околината се илустрирани на сл.1.4.а. Сакаме да ја анализираме интеракцијата помеѓу преобразувачот и околината и нивното меѓусебно влијание.

Заради поедноставена анализа претпоставуваме дека околината е униформна и во состојба на мирување. За да се изврши какво било мерење потребна е интеракција помеѓу околината и преобразувачот. Од аспект на преобразувачот, влијанијата на околината ги нарекуваме влезови, додека влијанијата на преобразувачот врз околината ги нарекуваме излези. Во реалноста можат да постојат повеќе влезни и излезни влијанија помеѓу преобразувачот и околината, односно преобразувачот можеме да го сметаме како систем со повеќе влезови и излези (сл. 1.4.б). Меѓутоа, сите влијанија не се со ист интензитет, односно некои влијанија можат да бидат позначителни во споредба со други. Важно е дека само еден од влезните влијанија претставува посакуваната мерлива физичка величина, додека сите останати се непосакувани и претставуваат пречки во мерењето. Слична констатација може да се донесе и за излезните влијанија на преобразувачот врз околината. Имено, можат да постојат повеќе од едно излезно влијание, но само едно од нив е корисен сигнал на преобразувачот. Тоа значи дека, при упростена претстава преобразувачот можеме да го претставиме со еден влез и еден излез.



Сл. 1.4 Модел на преобразувач. а) Интеракција на преобразувачот со околината. б) Влезни и излезни параметри на преобразувачот. в) Споредна чувствителност.

Доколку ги анализираме последиците од поставувањето на преобразувачот во околината ќе забележиме дека преобразувачот ќе делува на околината преку неговите излезни параметри. Оваа појава е позната уште и како *ефект на оптоварување*. Појавата на овој ефект е предизвикана од размената на енергија помеѓу преобразувачот и околината преку меѓусебните влезни и излезни влијанија. И покрај тоа што ефектот на оптоварување може да биде мал и незначителен, тој е секогаш присутен при мерењата. На пример, доколку поставиме термометар во сад со загреана течност, термометарот може да ја излади течноста и да предизвика систематска грешка во мерењето предизвикана од ефектот на оптоварување.

Напоменавме дека постојат повеќе од едно влезно влијание, но само едно од нив е корисната мерлива физичка величина. Меѓутоа, и останатите влезни влијанија можат да делуваат на корисниот сигнал односно на резултатот од мерењето. Оваа појава се нарекува *споредна чувствителност* (сл. 1.4.в). На пример, при мерење на вибрации по z оската со употреба на акселерометар, вообичаено ситилото не треба да ги регистрира вибрациите по x и y оската. Во реалноста ова е тешко остварливо и излезниот сигнал се менува како резултат на вибрациите по x и y оската преку споредната чувствителност на преобразувачот.

Со цел математички да го дефинираме преобразувачот, посакуваните влезни влијанија ги означуваме со X , непосакуваните влезни влијанија ги

означуваме со N , додека излезните влијанија со Y . На таков начин, излезниот сигнал од преобразувачот може да се претстави како:

$$Y = f(X, N) \quad (1.1)$$

Претпоставуваме дека влезните влијанија X и N се независни и некорелирани. Во почетната (нулта) состојба равенството (1.1) може да се запише на следниот начин:

$$Y_0 = f(X_0, N_0) \quad (1.2)$$

Оттука, со преудедување на променливите X и N во равенствата (1.1) и (1.2) се добива:

$$Y = Y_0 + \Delta Y = f(X_0 + \Delta X, N_0 + \Delta N) \quad (1.3)$$

каде што со Δ е означена промената на променливите. Вообичаено во почетната позиција (еквибриум) излезот на преобразувачот Y_0 се нагодува на вредност нула. Потоа, со разложување на равенството (1.3) во Тајлоров ред (при нулта почетната состојба) и одземање на равенството (1.2) се добива:

$$\Delta Y = \frac{df}{dX} \Delta X + \frac{df}{dN} \Delta N + \frac{1}{2} \frac{d}{dX} \left(\frac{df}{dX} \right) (\Delta X)^2 + \frac{1}{2} \frac{d}{dN} \left(\frac{df}{dN} \right) (\Delta N)^2 + \frac{1}{2} \frac{d}{dX} \left(\frac{df}{dN} \right) \Delta X \Delta N + \frac{1}{2} \frac{d}{dN} \left(\frac{df}{dX} \right) \Delta N \Delta X + \dots \quad (1.4)$$

Со внимателна анализа ќе забележиме дека равенството (1.4) детално ја опишува интеракцијата на околината и преобразувачот. При тоа секој член во редот претставува некаков ефект од влезните влијанија кој може физички да се интерпретира. Така, може да се каже дека за мали промени на влезните влијанија повисоките членови од Тајлоровиот ред можат да се занемарат. На тој начин може да се анализираат ефектите од прв ред при што равенството (1.4) ќе го добие следниот облик:

$$\Delta Y = \frac{df}{dX} \Delta X + \frac{df}{dN} \Delta N \quad (1.5)$$

Забележуваме дека промената на корисниот излезен сигнал на преобразувачот се состои од две компоненти кои се однесуваат на промените на влезните влијанија ΔX и ΔN , како и нивната чувствителност изразена преку парцијалните изводи. Ако имаме предвид дека со X го претставуваме посакуваното влезно влијание, а со N го обележуваме непосакуваното влезно влијание (шум), јасно е дека равенството (1.5) го дефинира односот на сигнал и шум на преобразувачот. При проектирањето на процесните мерни системи од врвна важност е односот сигнал/шум да биде што е можно поголем. Согласно равенството (1.5) тоа може да се постигне на неколку начини:

- $\frac{df}{dX} \Delta X \gg \frac{df}{dN} \Delta N$, преобразувачот треба да е многу по чувствителен на посакуваното влезно влијание, а релативно нечувствителен на шумот,
- $\frac{df}{dN} \approx 0$, чувствителноста на шумот треба да тежнее кон нула,
- $\Delta N \approx 0$, амплитудата на шумот треба да тежнее кон нула,
- $\Delta X \gg \Delta N$, амплитудата на посакуваното влезно влијание да е многу по голема од амплитудата на шумот.

За да се постигнат горенаведените услови може да се применат голем број техники во процесот на проектирање и изработка на сетилата и преобразувачите. Најпрво тоа може да се постигне со добро физичко проектирање и соодветен избор на технологијата и материјалите за изработка. На пример, нека разгледаме случај во кој тензометарска мерна лента покрај напрегањето ε е споредно чувствителна и на температурата T . Во таков случај промените на амбиенталната температура ќе се манифестираат врз резултатите на мерењето на напрегањето. Согласно математичкиот модел на преобразувачот даден во ова поглавје, отпорноста на тензометарската лента ќе биде:

$$R = R_0 + \Delta R = f(\varepsilon_0 + \Delta\varepsilon, T_0 + \Delta T) \quad (1.6)$$

Оттука, доколку се земат само ефектите од прв ред, чувствителноста на тензометарската лента е дадена со равенството:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{dR/R_0}{d\varepsilon} \Delta\varepsilon + \frac{dR/R_0}{dT} \Delta T \quad (1.7)$$

Вака добиената нормализирана чувствителност се нарекува уште и фактор на напрегање на тензометарската лента. Споредната чувствителност во однос на температурата $\left(\frac{dR/R_0}{dT}\right)$ може да се намали со избор на материјал за изработка на сетилото кои се температурно по стабилни во однос на други материјали. Исто така промените на амбиенталната температура ΔT можат да се намалат со контролирање на константна температура со помош на греач или пак со температурна компензација. Од друга страна, чувствителноста на напрегањето $\left(\frac{dR/R_0}{d\varepsilon}\right)$, покрај со технологијата на изработка, може да се зголеми и со правилно проектирање на електронските кола за кондиционирање на сигналот од мерното сетило.

Сепак, промените на влезните влијанија во голем број случаи од реалноста се значителни и членовите од повисок степен во Тајлоровиот развој даден со равенството (1.4) не можат да се занемарат. Со цел да ги анализираме ефектите од втор ред вршме регрупирање на членовите од равенството (1.4) и ја анализираме само чувствителноста на

посакуваното влезно влијание. Во таков случај функциската зависност на преобразувачот од влезните влијанија го добива следниот облик:

$$\Delta Y = \frac{df}{dx} \Delta X + \frac{1}{2} \frac{d}{dx} \left(\frac{df}{dx} \right) (\Delta X)^2 + \frac{1}{2} \frac{d}{dN} \left(\frac{df}{dx} \right) \Delta N \Delta X \quad (1.8)$$

Забележуваме дека равенството (1.8) покрај чувствителноста на посакуваното влезно влијание (сигналот) содржи и два дополнителни члена. Притоа, со вториот член се опишуваат нелинеарните ефекти од посакуваното влезно влијание, додека третиот член претставува дрифт (поместување) како резултат на сите влезни влијанија. Ваквиот модел укажува на тоа дека преносната функција на преобразувачот е нелинеарна, што секако ја усложнува реализацијата на мерниот систем. Среќна околност е фактот што најголемиот број комерцијални преобразувачи се линеарни во голем дел од мерното подрачје. Во случај кога нелинеарните ефекти се премногу изразени, тогаш се врши линеаризација или апроксимација на преносната карактеристика. Овие техники ќе бидат разгледани во следните поглавја од книгата.

Поместувањето (дрифт) на преобразувачот се манифестира во вид на константна вредност која адитивно се суперпонира на излезното влијание. Тоа може да се појави од различни причини, на пример како резултат на промените на амбиенталната температура или релативна влажност. Меѓутоа, дрифтот не претставува преголем проблем во практиката затоа што таквите ефекти може да се намалат со прилагодување на преобразувачот (мерниот систем) на амбиенталните услови.

Доколку излезното влијание на преобразувачот не се врати во нултата точка (еквilibrium) по отстранување на сите негови влезни влијанија, станува збор за тананаречени *неповратни ефекти*. Во таков случај функциската зависност на преобразувачот неповратно се менува и предизвикува неправилна работа на мерниот систем. Најчесто неповратните ефекти се јавуваат како резултат на трајни механички, хемиски или други промени кои суштински делуваат на начинот на работа на преобразувачот. Понекогаш неповратните ефекти на преобразувачот можат да се надминат со калибрација, но доколку истите се премногу големи, преобразувачот треба да се исфрли од употреба.

1.4 Карактеристики на процесни мерни системи

Мерните сетила имаат огромна улога во целокупните метролошки карактеристики на процесните мерни системи. Иако тие можат независно да се разгледуваат, истите секогаш се придружени со дополнителни електрични кола за кондиционирање и обработка на мерниот сигнал. Од овие причини, наместо како засебни елементи, при

дефинирање на метролошките карактеристики во ова поглавје мерните сетила се разгледуваат како интегрален дел од мерниот систем. Во поглед на однесувањето на физичката величина која е предмет на мерење, процесните мерни системи можат да се дефинираат преку нивните статички и динамички карактеристики.

1.4.1 Статички карактеристики

1.4.1.1 Преносна функција

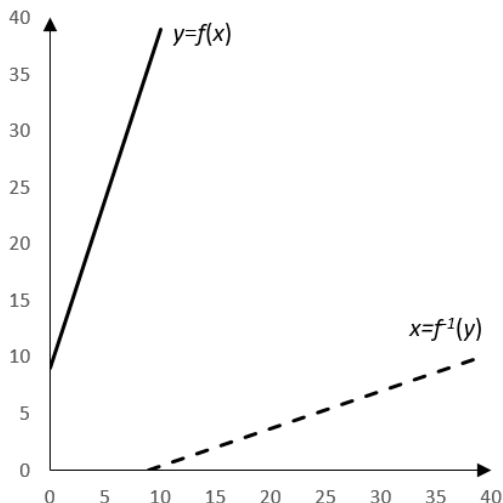
Видовме дека процесните мерни системи во својата конфигурација вклучуваат голем број независни функциски модули: мерни сетила, преобразувачи, електронски кола за кондиционирање, обработка, конверзија и др. Кога ги разгледуваме како целина, функциските модули вршат регистрирање на физичката величина која е предмет на мерење и генерират мерен податок или сигнал кој е погоден за исчитување од оператор или пак за понатамошна обработка со друг електричен систем. Зависноста помеѓу мерената физичката величина и добиениот мерен податок ја дефинира *преносната функција* (или функција на преобразба) на мерниот систем. Таа е производ на поединечните преносни функции на секој засебен функциски модул во системот. Во најопшт случај преносната функција на мерниот систем може да се претстави со следното равенство:

$$y = f(x), \quad (1.9)$$

каде што y претставува добиениот мерен податок, додека x е мерената физичка величина. Во идеален случај преносната функција би била линеарна и непроменлива. Меѓутоа, во практиката најчесто тоа не е случај. Познавањето на преносната функција на мерниот систем е од суштинско значење, во спротивно мерниот податок не може да се интерпретира. Во случај кога преносната функција е позната, тогаш квантитативната оценка на физичката величина може да се изврши преку наоѓање инверзна функција на равенството (1.9), односно:

$$x = f^{-1}(y), \quad (1.10)$$

Графичка илустрација на линеарна преносна функција на даден мерен систем и нејзината инверзна функција се прикажани на сл. 1.5.



Сл. 1.5 Зависност помеѓу мерената физичка величина и мерниот податок. а) Преносна функција, б) Инверзна преносна функција

На пример, доколку преносната функција на мерниот систем е $y=ax+b$, тогаш инверзната функција би изнесувала $f^{-1}(y)=x=(y-b)/a$. Во современите процесни мерни системи, математичките пресметки на инверзната преносна функција се вршат со помош на микропроцесори, а резултатот во конечен облик се презентира на процесниот оператор.

1.4.1.2 Мерно подрачје

Секој мерен инструмент има ограничување во однос на распонот на физичката величина која може да се измери. *Мерното подрачје* претставува опсег на вредности кои инструментот може да ги прифати и измери без тоа да предизвика негово оштетување, неправилна работа или недозволиви грешки при мерењата. За да се постигнат подобри метролошки карактеристики на инструментот, многу често инструментите имаат повеќе од едно мерно подрачје. Изборот на мерното подрачје кај дигиталните системи вообичаено се врши автоматски во зависност од големината на мерната величина.

За разлика од мерните инструменти, покрај мерно подрачје, кај сетилата се дефинира и *излезен опсег*. Тој претставува опсег на вредности кои може да ги добие излезниот сигнал на сетилото во зависност од неговиот облик (струја, напон, фреквенција, капацитивност, отпорност и др.).

1.4.1.3 Чувствителност

Чувствителноста се дефинира како промена на излезниот сигнал (или покажување) на мерниот систем како резултат на промена на мерената физичка величина (побуда). Колку мерниот систем е по чувствителен, толку тој е по способен да регистрира мали промени (детали) на влезниот сигнал. За мерен систем чија преносна функција е дадена со равенството (1.9), чувствителноста S во точката a се дефинира со следното равенство:

$$S = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x = x_a} \quad (1.11)$$

Пожелно е мерните системи да имаат голема и по можност константна чувствителност. На пример, чувствителноста на мерен систем кој има линеарна преносна функција $y=ax+b$ изнесува $S=a$ во целото мерно подрачје. Кај систем со нелинеарна преносна функција, на пр. $y=a^2x+b$ чувствителноста е $S=2ax$ и при тоа истата се менува од точка во точка низ целото мерно подрачје.

Еден начин за подобрување на чувствителноста на електронските мерни системи е преку засилување на електричниот сигнал. Меѓутоа, во таков случај потребно е внимателно и правилно проектирање на електронските кола за обработка бидејќи покрај корисниот сигнал модулот за засилување може да го засили и шумот. Во зависност од карактеристиките на пречките (шумот) нивните ефекти може да се намалат со филтрирање на сигналот или со компензација.

Како што напоменавме, покрај за мерните системи како целина, чувствителноста може да се дефинира и за самите мерни сетила. Нека разгледаме пример на отпорничко температурно мерно сетило со линеарна преносна карактеристика дадена во табелата 1.1.

Табела 1.1 Табеларна претстава на преносната карактеристика на отпорничко температурно мерно сетило

Електрична отпорност [Ω]	Температура [$^{\circ}\text{C}$]
307	200
314	230
321	260
328	290

Со оглед на тоа што преносната карактеристика е линеарна, таа може да се добие како равенка на права низ било кој пар точки дадени во табелата. На таков начин, преносната карактеристика го добива обликот $R=0,233T+260$. Чувствителноста на мерното сетило се пресметува со примена на равенството (1.11), односно:

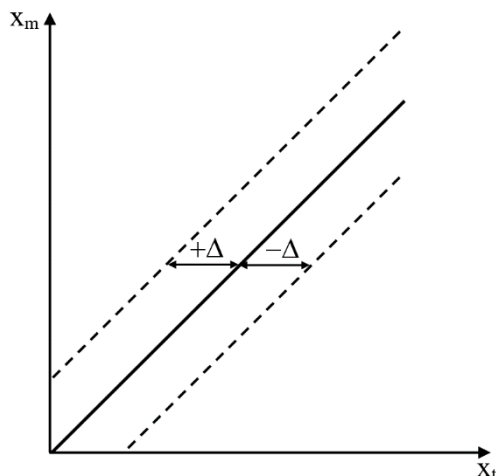
$$S = \frac{dT}{dR} = 0,233 \frac{\Omega}{^{\circ}\text{C}} \quad (1.11)$$

Согласно претходната дискусија, чувствителноста на мерното сетило е константна во целото мерно подрачје и изнесува $0,233 \Omega/^{\circ}\text{C}$.

1.4.1.4 Точност

Точноста е карактеристика која ја опишува способноста на мерниот систем да даде резултат поблизок до точната (вистинската) вредност на мерената физичка величина. Со оглед на тоа што апсолутно точната вредност не може да се познава, точноста на мерните системи се оценува спрема таканаречена *конвенционално точна вредност*. Конвенционално точната вредност се однесува на *доделена и прифатена вредност на одредена физичка величина која има соодветна мерна неодреденост за одредена примена*.

Секој мерен инструмент, во техничките карактеристики кои се доставуваат како пропратна документација, носи информација за неговата точност. Точноста всушност е изразена во вид на максимална грешка која инструментот во нај лош случај може да ја направи во одредено мерно подрачје. Понекогаш максималната грешка е изразена како сума од неколку компоненти: измерената вредност, мерното подрачје, и резолуцијата на инструментот. Иронично, но забележуваме дека точноста на инструментот кажува колку тој е неточен (колку може да згреши). За подобро разбирање на точноста, да ја разгледаме илустрацијата прикажана на сл. 1.6.



Сл. 1.6 Приказ на максималните граници на грешка кои ја дефинираат точноста на инструментот. Со x_t е обележана точната вредност на мерената физичка величина, со x_m е обележано покажувањето на мерниот инструмент, додека $\pm\Delta$ претставуваат максималните граници на грешка.

На сликата, полната линија претставува идеалната преносна функција на инструментот, додека испрекинатите линии претставуваат максималните граници на грешка $\pm\Delta$. Реалната преносна функција вообичаено се разликува од идеалната, но таа секогаш се наоѓа во рамките на дозволените граници на грешка. Доколку под исти услови направиме реални мерења на преносните функции на повеќе различни мерни инструменти од ист тип, може да добиеме повеќе фамилии криви кои ќе се разликуваат помеѓу себе. Тоа се должи пред сè на разлики во процесот на производството, толеранции во употребените компоненти, слабости во дизајнот, и други ограничувања. Меѓутоа, важно е дека преносните функции на сите мерни инструменти ќе се наоѓаат во рамките на дефинираните граници на грешка согласно точноста на инструментот.

Точноста на мерните системи се одредува во лабораториски услови преку калибрација. Калибрацијата се врши на тој начин што сите нарушувања на мерниот систем се држат константни додека се менува само физичката величина од интерес. Репродукцијата на физичката величина се реализира со примена на одреден стандард (еталон) кој има значајно поголема точност од точноста на мерниот систем. На таков начин се снима зависноста на излезната од влезната величина на мерниот систем и се одредува максималното позитивно и негативно отстапување од идеалната преносна функција. Овие отстапувања, како и сите останати непосакувани влијанија, се користат за дефинирање на границите на грешка на инструментот.

Отстапките помеѓу реалната и идеалната преносна функција на инструментот се изразуваат во вид на *апсолутни грешки*. Суштински, апсолутната грешка претставува разлика помеѓу отчитувањето на мерниот систем x_m и конвенционално точната вредност на физичката величина x_{ktv} :

$$\Delta x = x_m - x_{ktv} \quad (1.12)$$

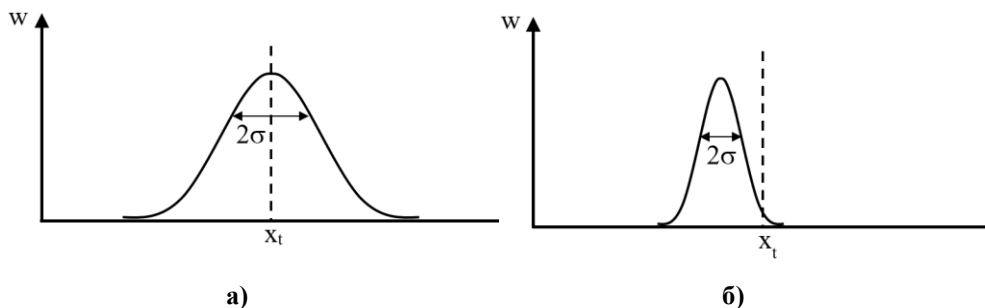
Апсолутната грешка се изразува во мерната единица на мерената физичка величина. Многу често грешките се изразуваат и релативно во однос на конвенционално точната вредност (*релативна грешка*), или во однос на мерното подрачје x_{mp} (*сведена грешка*). Релативната (1.13) и сведената грешка (1.14) се изразуваат во проценти.

$$\delta[\%] = \frac{\Delta x}{x_{ktv}} 100 \quad (1.13)$$

$$\gamma[\%] = \frac{\Delta x}{x_{mp}} 100 \quad (1.14)$$

1.4.1.5 Прецизност

Прецизноста е карактеристика која ја опишува способноста на мерниот систем да даде повторливи мерења при константни (непроменливи) услови. Доколку извршиме голем број мерења со прецизен инструмент, дисперзијата на отчитувањата би била мала. Но, тоа не значи и дека отчитувањата ќе бидат во околината на конвенционално точната вредност, тоа зависи од точноста а не од прецизноста на инструментот. Мора да се постави јасна граница помеѓу прецизноста и точноста бидејќи тоа се две суштински различни карактеристики кои често се мешаат. На сликата 1.7 е прикажана распределбата на густина на веројатност w на резултатите од мерењата на инструмент со поголема точност (1.7.a), односно поголема прецизност (1.7.б).



Сл. 1.7 Распределба на резултати од мерење со: а) точен инструмент, б) прецизен инструмент

Во примерот даден на сликата 1.7 се забележува дека во двата случаи резултатите од мерењето со инструментите следат гаусова (нормална) распределба. Во случајот прикажан на сл. 1.7.a, распределбата е симетрична околу точната вредност на мерената физичка величина x_t . Тоа значи дека врвот на распределбата соодветствува со точната вредност. Средната вредност на голем број мерења кај инструментот со ваква распределба исто така тежнее кон точната вредност на физичката величина. Затоа велиме дека овој инструмент е точен. Од друга страна, во примерот прикажан на сл. 1.7.б распределбата на мерењата е поместена во лево во однос на точната вредност. Јасно е дека точноста на овој инструмент е полоша споредено со претходниот случај. Меѓутоа, исто така забележуваме дека распределбата е истовремено по тесна, односно стандардната девијација на мерењата σ е по мала. Затоа, овој инструмент ќе се одликува со многу подобра повторливост на мерните резултати, односно тој е прецизен. Квантитативна оценка на прецизноста се врши со пресметка на стандардната девијација на конечна серија поединечни мерења. Во таков случај стандардната девијација се обележува со s , и се дефинира со следното равенство:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\bar{x} - x_i)^2}, \quad (1.15)$$

каде што \bar{x} е средната вредност од n последователни мерења.

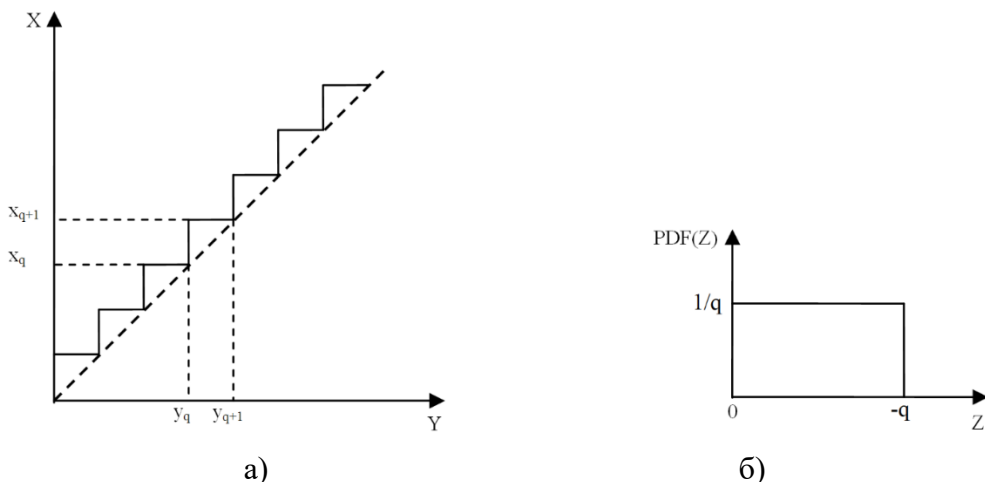
1.4.1.6 Резолуција

Резолуција, претставува способност на мерниот систем да регистрира и прикаже мали промени на влезниот сигнал. Таа може да се дефинира како најголема промена на мерената физичка величина која нема да предизвика забележителна промена на излезниот сигнал или покажување на мерниот инструмент.

Со оглед на тоа дека сите физички величини се во основа аналогни, дигиталните мерни системи вршат конверзија на аналогните сигнали во дигитални. При процесот на дискретизирање, ако X претставува величината која е предмет на мерење додека Y е проценката на мерната величина, релацијата помеѓу X и Y се дефинира со равенството:

$$X = Y + Z, \quad (1.16)$$

каде што Z е корекциски фактор со кој се земаат предвид ефектите на квантизација. На сликата 1.8.a е претставена зависноста на мерната величина X и измерената вредност Y доколку се земат во предвид само ефектите на квантизација. При тоа, функцијата на веројатност на променливата Z помеѓу две квантизациски нивоа е униформна (сл. 1.8.б).



Сл. 1.8 Квантизација кај дигитални системи. а) Зависност на мерната величина X и измерената вредност Y , б) Функција на веројатност на корекцискиот фактор Z

Може да се забележи дека, амплитудата на сигналот униформно се дискретизира во конечен број идентични квантизациски нивоа. Поголем број квантизациски нивоа истовремено значи и подобра резолуција на инструментот, но во реалноста овој број е сепак конечен. Јасно е дека тоа предизвикува губење на информации, односно по конверзијата оригиналниот сигнал никогаш не може идеално да се реконструира. Вака дефинираната преносна функција укажува на тоа дека промената на влезниот сигнал која е помала од разликата помеѓу две соседни квантизациски нивоа ΔX нема да предизвика промена на излезниот сигнал. Со тоа ја дефинираме резолуцијата на инструментот согласно следното равенство:

$$\Delta X = \frac{X_{max} - X_{min}}{n}, \quad (1.17)$$

каде што X_{max}/X_{min} е максималната/минималната вредност на физичката величина, додека n е бројот на квантизациски нивоа. Се разбира ова е идеализирана претстава, додека во реалноста дејството на пречките (шумот) ја намалува *ефективната резолуција* на системот.

Кај дигиталните мерни системи резолуцијата може да се дефинира уште и преку должината на кодниот збор во бинарен броен систем. Доколку y_{max} е вредноста која ја дава системот при максимална вредност на физичката величина, а y_{min} е минималната вредност, резолуцијата (во бити) се изразува како:

$$r = \log_2 \left(\frac{y_{max} - y_{min}}{y_{q+1} - y_q} \right), \quad (1.17)$$

каде што y_q и y_{q+1} се вредностите на две соседни квантизациски нивоа на излезниот сигнал.

1.4.1.7 Повторливост

Повторливоста се дефинира како степен на софпаѓање на независни мерења кои се вршат под исти услови, со иста инструментација, во иста лабораторија, и од ист оператор во *краток временски интервал*. Ваквите услови на мерење се познати уште и како *повторливи услови*. Повторливоста е во тесна корелација со прецизноста и може да се сфати како: способност (мерка) за прецизност под повторливи услови. При квантитативно оценување на повторливоста се дефинира минимална *граница на повторливост*. Границата е добиена како минимална вредност која е помала или еднаква на апсолутната разлика помеѓу две независни мерења под повторливи услови која може да се очекува со веројатност од 95%. Математички границата на повторливост се дефинира како:

$$r = f s_r \sqrt{2} \quad (1.18)$$

каде што s_r претставува стандардна девијација на независни повторливи мерења. Вредноста на параметарот f за веројатност од 95% изнесува 1,96.

1.4.1.8 Репродуктивност

Репродуктивност претставува степен на софпаѓање на последователни мерења на иста физичка величина која се мери со иста мерна постапка, во различни лаборатории, со различна опрема и од страна на различни оператори. Овие услови на мерење се нарекуваат *репродуктивни услови*. Репродуктивноста може да се разбере како прецизност под репродуктивни услови. Како и во претходниот случај, и тука се дефинира максимална *граница на репродуктивност*, дадена како:

$$R = f s_R \sqrt{2} \quad (1.19)$$

Границата на репродуктивност претставува минимална вредност која е помала или еднаква на апсолутната разлика помеѓу две независни мерења под репродуктивни услови која може да се очекува со веројатност од 95%. Во случај кога веројатноста при дефинирањето на репродуктивноста на системот е различна од 95%, тоа се манифестира врз вредноста на параметарот f во (1.6)

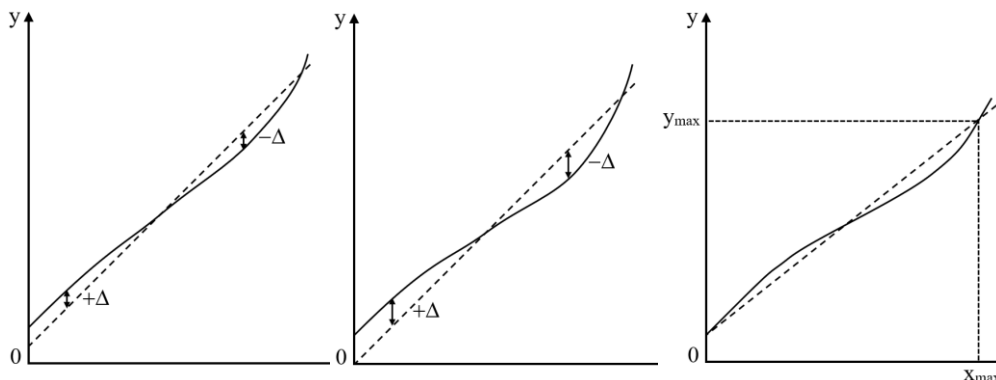
1.4.1.9 Линеарност

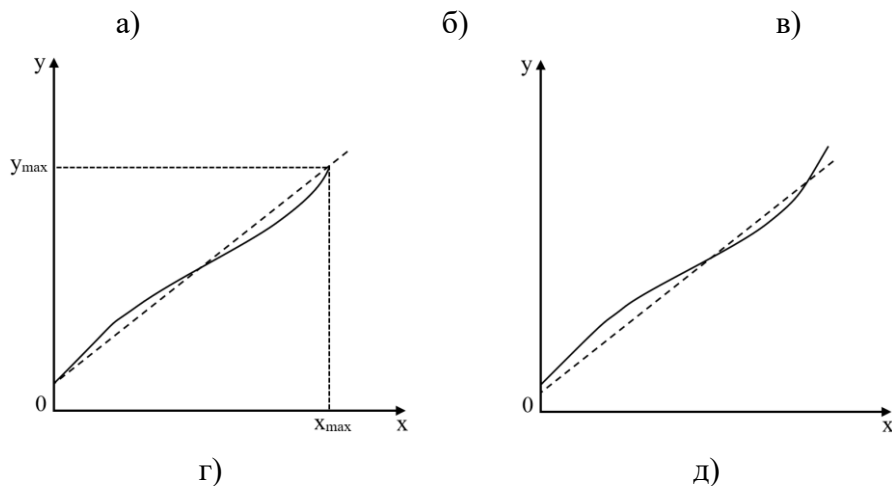
Линеарност, односно *нелинеарност*, претставува отстапување на преносната функција на мерниот систем од линеарна функција (права). Кај мерните системи, линеарноста е тесно поврзана со точноста на мерниот систем и истата ретко се декларира во техничките карактеристики. Од друга страна линеарноста многу често се изразува кај мерните сетила и преобразувачите.

Постојат неколку начини за изразување на линеарноста кои се однесуваат на зависноста помеѓу реалната и идеалната преносна функција:

- *Независна линеарност*. Преносната функција се добива со линеарна апроксимација на реалната преносна функција. При ваквото дефинирање на линеарноста, максималната позитивна и негативна грешка во мерното подрачје се еднакви.
- *Нулто-базирана линеарност*. Преносната функција се дефинира со линеарна апроксимација, но при тоа истата истовремено минува низ координатниот почеток (нула).
- *Референтна линеарност*. Преносната функција минува низ референтна точка која претставува излезен сигнал на мерниот систем за минималната вредност на влезната величина, и низ теоретскиот излезен максимум при максимална вредност на влезниот стимул.
- *Екстремна линеарност*. Правата минува низ екстремните вредности (максималната и минималната вредност) од мерното подрачје.
- *Теоретска линеарност*. Правата се дефинира врз база на теоретски претпоставки за преносната функција на системот.

Графичка илустрација за секоја дефиниција на линеарноста е прикажана на сл. 1.9.





Сл. 1.9. Испрекинатите линии претставуваат идеална преносна функција во однос на која се дефинира линеарноста. а) Независна линеарност, б) Нулто-базирана линеарност, в) Референтна линеарност, г) Екстремна линеарност, д) Теоретска линеарност.

Линеарноста кај мерните сетила најчесто квантитативно се изразува во вид на максимална грешка од нелинеарност (NLE) сведена на мерното подрачје на сетилото. Оваа грешка најчесто се изразува во проценти и е дадена со следното равенство:

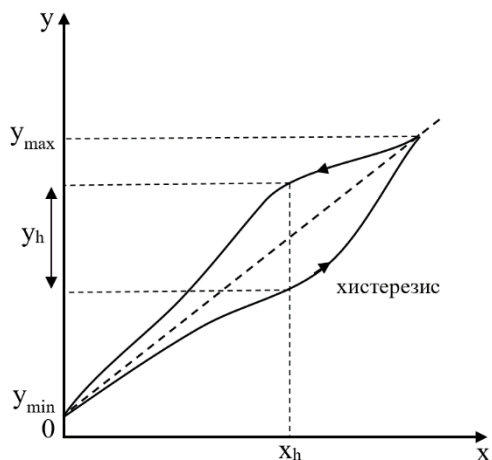
$$NLE[\%] = \frac{\Delta_{max}}{x_{mp}} \cdot 100 \quad (1.20)$$

1.4.1.10 Хистерезис

Хистерезис се однесува на различното однесување на мерниот систем кој генерира различни отчитувања за иста влезна побуда во зависност од растечкиот или опаѓачкиот карактер на влезниот сигнал. Излезниот сигнал или покажување на мерен систем со хистерезисна карактеристика ќе биде различен за иста вредност на влезната величина во зависност од нејзиниот растечки или опаѓачки тренд. Ваквото однесување на мерните системи е илустрирано на сликата 1.10. Квантитативно хистерезисот се одредува како разлика помеѓу максималните отстапувања на покажувањето на инструментот за ист влезен стимул при растечки и опаѓачки тренд (y_h на сл. 1.10). Хистерезисот може да се изрази и релативно во однос на мерното подрачје, односно:

$$H[\%] = \frac{y_h}{y_{max} - y_{min}} \cdot 100 \quad (1.21)$$

Називот на преносната карактеристика доаѓа од обликот на кривата на магнетизација кај феромагнетните материјали, т.е нивното однесување под дејство на магнетно поле.



Сл. 1.10. Графички приказ на хистерезисна преносна функција на мерен систем.

1.4.1.11 Влезна и излезна импеданса на мерни системи

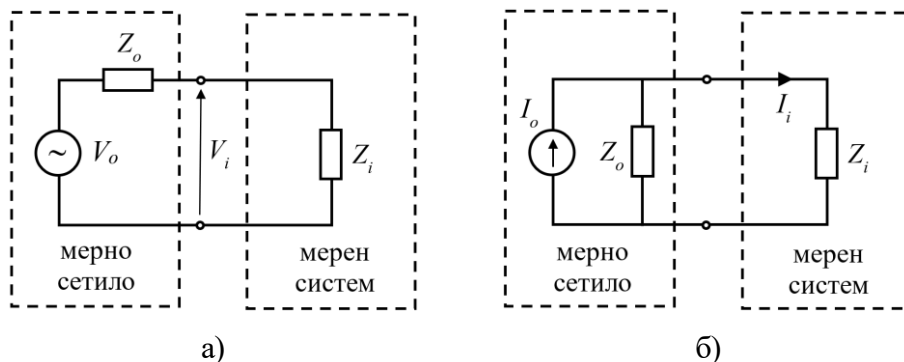
Влезна импеданса претставува комплексно оптоварување кое го врши мерниот систем врз изворот на мерниот сигнал, на пример мерното сетило. Оптоварувањето од мерниот систем зависи од односот помеѓу напонот и струјата кога тој е приклучен во електричното коло. На тој начин, мерниот систем врши промена на мерниот сигнал. Доколку промените на сигналот предизвикани од влезната импеданса на мерниот систем не се земат предвид, тогаш при мерењето ќе се појават систематски грешки. Може да се заклучи дека од суштествен интерес е промената на влезната (мерената) величина да биде минимална. Тоа значи дека мерниот систем при мерењето треба да консумира што е можно помала моќност од мерениот објект.

За да го објасниме ефектот на влезната импеданса на мерните системи ќе разгледаме електрично коло во кое излезот на мерно сетило е оптоварен со мерен систем. Разгледуваме два случаи во кои мерниот објект (мерно сетило) има напонски, односно струен излез. Шематски приказ на оптоварување на сетилото е прикажано на сл. 1.11. Како резултат на оптоварувањето на сетилото, излезниот сигналот кој мерниот систем ќе го регистрира (напон/струја) е даден со равенствата:

$$V_i = V_o \frac{Z_i}{Z_i + Z_o}, \quad (1.21)$$

$$I_i = I_o \frac{Z_o}{Z_i + Z_o}, \quad (1.22)$$

каде што Z_o е излезната импеданса на сетилото, V_o/i_o е неговиот излезниот напон/струја, V_i е влезниот напон на мерниот систем, а Z_i е неговата влезна импеданса.



Сл. 1.11 Ефект на оптоварување на мерен објект (сетило) со мерен систем. а) Оптоварување на сетило со напонски излез, б) Оптоварување на сетило со струен излез

Во случајот прикажан на сл.11.а корисен информациски сигнал на мерното сетило е напонот на напонскиот генератор V_o . Во идеален случај, напонот на генераторот треба целосно да се пренесе на мерното сетило, односно $V_i = V_o$. Меѓутоа, ако го разгледаме електричното коло забележуваме дека излезната импеданса на сетилото се појавува во серија со влезната импеданса на мерниот систем. Во таков случај се формира напонски делител каде што напонот на напонскиот генератор се дели помеѓу излезната импеданса на сетилото и влезната импеданса на мерниот систем, односно $V_i \neq V_o$. Ваквиот ефект се потврдува и преку анализа на равенството (1.21). Имено, напонот на генераторот целосно ќе се пренесе на мерниот систем само доколку членот $\frac{Z_o}{Z_i + Z_o}$ од равенството (1.21) е еднаков на 1. Може да се заклучи дека тоа е можно во два случаи:

1. Излезната импеданса на сетилото $Z_o = 0$
2. Влезната импеданса на мерниот систем $Z_i = \infty$

Во реалноста ниту еден од двата случаи не може да се постигне. Односно, излезната отпорност на сетилото и влезната отпорност на мерниот систем се секогаш конечни и различни од нула со што членот $\frac{Z_o}{Z_i + Z_o}$ секогаш ќе биде помал од 1. Конечно можеме да заклучиме дека влезната импеданса ќе предизвика мерниот систем секогаш да регистрира помала вредност од напонот на напонскиот генератор. За да

се намалат ваквите ефекти во праксата секогаш треба да се користат мерни инструменти чија влезна импеданса е барем еден ред на големина поголема од излезната импеданса на мерниот објект ($Z_i \gg Z_0$).

На сличен начин може да се анализира и електричното коло прикажано на сл. 1.11.б. Во овој случај корисен информациски сигнал е струјата на струјниот генератор I_0 . Во идеален случај сакаме струјата на струјниот генератор целосно да се пренесе на мерниот систем, односно $I_0=I_i$. Меѓутоа, забележуваме дека излезната отпорност на сетилото и влезната отпорност на мерниот систем се во паралелна врска, односно формираат струен делител. Преку анализа на равенството (1.22) може да се забележи дека $I_0=I_i$ само доколку:

1. Излезната импеданса на сетилото $Z_0=\infty$
2. Влезната импеданса на мерниот систем $Z_i=0$

Ниту еден од двата услови и во овој случај не можат да се постигнат во праксата. Од овие причини струјата која ќе ја регистрира мерниот систем секогаш ќе биде помала од струјата низ струјниот генератор. За да се намалат ефектите на влезната импеданса кај мерните објекти со струен излез во праксата треба да се користат мерни инструменти чија влезна импеданса е барем еден ред на големина помала од излезната импеданса на мерниот објект ($Z_i \ll Z_0$).

Излезна импеданса се дефинира за мерните сетила, преобразувачи и генераторите на електрични величини. Таа претставува внатрешно комплексно оптоварување на генераторот гледано од страна на електричното коло кое се приклучува на него. Излезната импеданса е причина за менување на вредностите на излезната величина од соодветниот преобразувач или генератор кога на нивниот излез ќе се приклучи оптоварување односно мерен уред со определена влезна импеданса. Оваа констатација практично ја потврдиме и при елаборирањето на влезната импеданса и анализа на електричните кола прикажани на сл. 1.11. Заклучивме дека секогаш треба да се тежнее излезната импеданса да биде целосно приспособена на мрежата која се приклучува.

Чест проблем во практиката е одредување на оптимална вредност на оптоварувањето со цел да се пренесе максимална моќност од генераторот на надворешното оптоварување. Математички може да се покаже дека овој услов е исполнет ако излезната импеданса на генераторот е еднаква со импедансата на оптоварувањето.

1.4.2 Динамички карактеристики на мерни системи

Ако влезната (мерената) величина брзо се менува во текот на времето, врз резултатот од мерењето ќе влијаат динамичките карактеристики на мерниот уред. Овие влијанија зависат од инертноста на мерниот уред. Зависноста меѓу излезниот сигнал $y(t)$ и влезниот сигнал $x(t)$ на еден мерен уред во динамичен режим најцелосно се опишува со диференцијални равенки кои ги поврзуваат посочените величини со нивните параметри.

Математичкиот модел кој со задоволителна точност ги опишува карактеристиките на повеќето мерни уреди е линеарната диференцијална равенка со константни коефициенти:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_0 x, \quad (1.12)$$

каде што коефициентите a и b се физички параметри специфични за секој поединечен мерен уред. Поради ова секој мерен уред се класифицира со редот на диференцијалната равенка потребна адекватно да ја опише неговата карактеристика. Значи, може да се говори за мерни уреди од нулти, од прв ред, од втор ред итн.

Мерните уреди од нулти ред се опишуваат со равенката:

$$y = \frac{b_0}{a_0} x, \quad (1.23)$$

каде што a_0/b_0 е константа на пропорционалност, односно коефициент на преобразба или статичка осетливост на уредот. Одзивот кај овие мерни уреди е пропорционален со влезниот сигнал. Повеќето линеарни преобразувачи (потенциометри, тензотарски ленти, и др.) се уреди од нулти ред.

Мерните уреди од прв ред се опишани со равенката:

$$\frac{a_1}{a_0} \cdot \frac{dy}{dt} + y = \frac{b_0}{a_0} x, \quad (1.24)$$

каде што $a_1/a_0 = \tau$ е временска константа на уредот, додека $b_0/a_0 = K$ е статичка осетливост. Повеќето преобразувачи потребни за мерење температура и сила се уреди од прв ред.

Мерните уреди од втор ред се опишани со равенката:

$$\frac{a_2}{a_0} \cdot \frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{a_1}{a_0} \cdot \frac{dy}{dt} + y = \frac{b_0}{a_0} x, \quad (1.25)$$

каде што $a_1/a_0 = \tau$ е временска константа на уредот, додека $b_0/a_0 = K$ е статичка осетливост, $a_2/a_0 = 1/\omega_n^2$, додека ω_n е природна фреквенција на осцилирање на уредот.

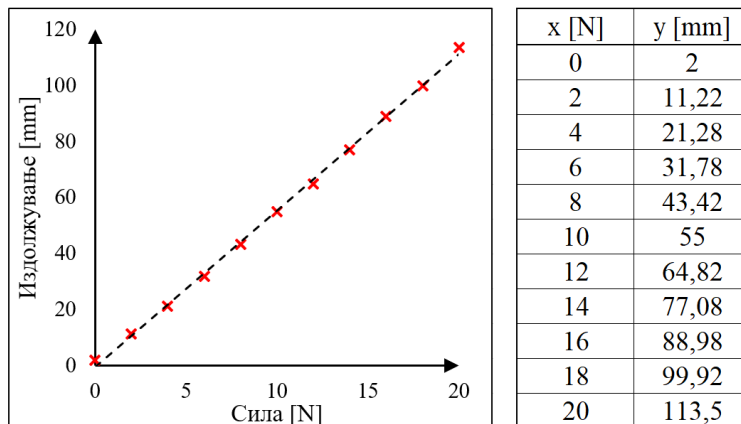
2. Интерполација, линеаризација и компензација на мерните системи

Во сложеното опкружување на индустриските средини, процесните мрени системи често се наоѓаат во променливи услови кои се манифестираат како внатрешни и надворешни нарушувања на системот. Како резултат на ваквите нарушувања, излезниот сигнал (или покажување) на мерните системи не зависи само од физичката величина која се мери туку и од промените на други физички величини. На пример, промените на амбиенталните услови (температура, влажност и др.) можат да ја променат преносната функција на мерните системи. Доколку не се преземат мерки за елиминирање на овие нарушувања истите ќе внесат грешки во мерењето. Постапката за намалување на влијанијата на нарушувањата се нарекува **компензација**.

Процесните мерни системи можат да имаат или пак во зависност од опкружувањето да добијат нелинеарна преносна карактеристика. Согласно анализите во претходното поглавје, тоа резултира во променлива чувствителност и резолуција во различни делови на мерното подрачје. Покрај тоа, зависноста на влезната и излезната величина на системите добива сложен облик. Опишувањето на преносната карактеристика од множество дискретни точки со математичка функција се нарекува **интерполација**, додека дејствијата кои се превземаат за промена на евентуалната нелинеарната зависност во линеарна претставуваат **линеаризација**.

2.1 Интерполација

Во реалното опкружување ретко (ако и некогаш) можеме да најдеме линеарна зависност помеѓу две физички величини. На пример, издолжувањето на пружина зависи линеарно од сила која делува нормално на неа: $y=kx$ каде што y е издолжувањето, k е константа на пружината, додека x е силата. Нека проверката на оваа зависност ја извршиме по пат на експеримент (мерење). Во таков случај ќе добиеме мерни резултати (x_n, y_n) за $n \in (1, \dots, M)$, каде што y_n се мерењата на силата во Њутни (N), додека x_n се мерењата на издолжувањето во милиметри (mm). Отчитаните мерења со пружината во текот на експериментот се прикажани на сл. 2.1.



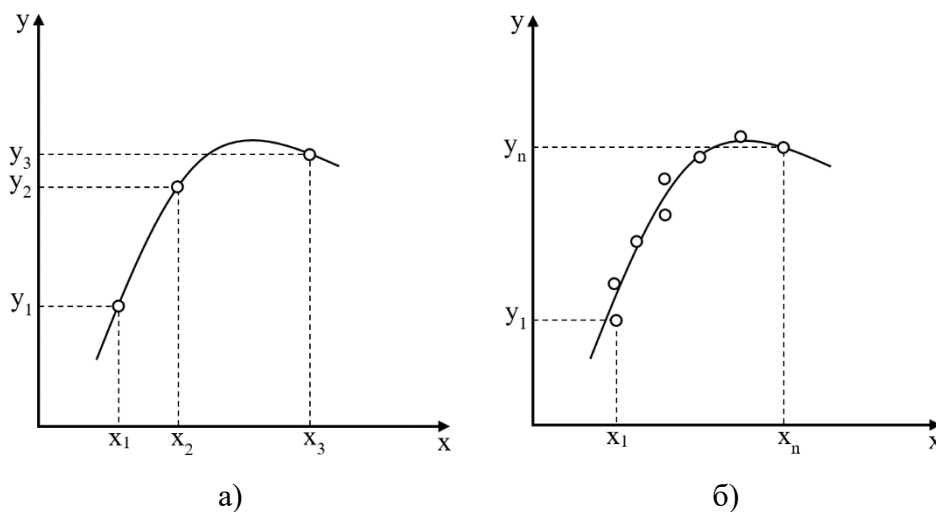
Сл. 2.1 Приказ на мерење на издолжувањето на пружината за различна применета сила. Променливата y е издолжување на пружина под дејство на сила x . Со испрекинатата линија е претставена идеалната линеарна преносна функција.

За жал, веројатноста дека зависноста помеѓу издолжувањето и силата во нашиот експеримент ќе биде перфектно линеарна е екстремно мала. Постојат најмалку две причини за тоа: првата е дека можеби зависноста помеѓу овие две величини не е линеарна туку “приближно” линеарна, а втората се однесува на ограничувањата при вршење реални мерења (случајната составка т.е варијациите во мерењата). Така, од табеларните вредности и од графикот прикажан на сл.2.1 се забележува дека зависноста помеѓу применетата сила и издолжувањето не се линеарни, односно теоретската преносна функција $y=kx$ во реалноста не може да се примени. Реалната преносна функција се одредува по пат на калибрација како на примерот прикажан на сл. 2.1. Меѓутоа, во таков случај преносната функција е позната во конечен број дискретни точки. Проблемот настанува кога е потребна вредност која се наоѓа помеѓу дискретните вредности прикажани во табелата. Овој проблем се решава со *апроксимирање* на преносната функција со некоја позната математичка функција со што се овозможува пресметка на покажувањето на мерниот систем за која било вредност на влезниот стимул. Процесот на опишување на преносната функција на мерниот систем со математичка функција од конечен број дискретни точки се нарекува *интерполација*.

Постојат голем број на функции кои може да се искористат за апроксимирање на преносната функција на мерниот систем. Всушност, може да се каже дека теоретски секоја аналитичка функција може да се искористи во процесот на апроксимација. Меѓутоа, некои од најчесто употребуваните функции се: полиноми, тригонометриски и експоненцијални функции. Независно од тоа каква функција ќе се

искористи за апроксимацијата најважно е таа да биде лесна за одредување, диференцирање и интегрирање. Полиномите ги задоволуваат сите горенаведени карактеристики и од тие причини тие ќе бидат разгледувани како функции за апроксимација во ова поглавје.

Постојат две фундаментално различни начини за опишување на полином низ група од дискретни вредности: *точно поклопување* и *приближно (апроксимирано) поклопување*. Кај точното поклопување полиномот минува низ сите дискретни точки од преносната функција, додека кај приближното поклопување не е задолжително полиномот да помине точно низ сите точки. Точното и приближното поклопување графички се илустрирани на сл. 2.2.



Сл. 2.2 Графички приказ на интерполација на преносна функција. а) Точно поклопување, б) Приближно поклопување

Точното поклопување најчесто се користи кога постојат мал број на дискретни точки од преносната функција и кога варијансата на резултатите при калибрацијата е мала. Од друга страна приближното поклопување најчесто се користи при голем број дискретни точки независно од варијансата на резултатите при мерењата.

Групата дискретни точки од преносната функција на мерниот систем може да биде униформно или неуниформно распределена. Кај униформно распределената група, секоја точка од независната променлива x е подеднакво оддалечена од соседните точки. Генерално, кога групата дискретни точки е неуниформно распределена можат да се променат неколку процедури за изнаоѓање на апроксимирана функција: полиноми со директно поклопување, Лагранжови полиноми и диференцијални полиноми. Меѓутоа одредувањето на овие полиноми е

комплицирано и бара детално познавање на математичкиот апарат. Кога дискретните точки се униформно распределени, за изнаоѓање на полиномот можат да се применат поедноставни математички процедури.

2.1.1 Точно поклопување

Разгледуваме комплетно генерална процедура за изнаоѓање на полином за апроксимација со точно поклопување независно од тоа дали дискретните точки се униформно или неуниформно распределени. Нека биде дадена група од $n+1$ парови од точки (x_n, y_n) . Наша задача е да го одредиме полиномот од n -ти ред $P_n(x)$ кој поминува точно низ $n+1$ точка. Општиот облик на полиномот е даден со следното равенство:

$$P_n(x) = a_0x + a_1x^2 + \dots + a_nx^n \quad (2.1)$$

Со примена на секоја дискретна точка во равенството (2.1) се добива систем од $n+1$ равенки:

$$\begin{cases} y_0 = a_0 + a_1x_0 + a_2x_0^2 \dots + a_nx_0^n \\ y_1 = a_0 + a_1x_1 + a_2x_1^2 \dots + a_nx_1^n \\ \dots \\ y_n = a_0 + a_1x_n + a_2x_n^2 \dots + a_nx_n^n \end{cases} \quad (2.2)$$

Забележуваме дека системот (2.2) содржи $n+1$ линеарни равенки кои содржат $n+1$ коефициенти од a_0 до a_n . Коефициентите од системот може да се пресметаат со примена на Гаусова елиминација. Добиените коефициенти се користат за дефинирање на уникатен полином од n -ти ред кој поминува низ точно сите $n+1$ дискретни точки.

За да го илустрираме изнаоѓањето на полиномот со точно поклопување ќе разгледаме пример во кој со даден мерен систем се добиени паровите податоци прикажани во Табелата 2.1.

Табела 2.1 Табеларна претстава на дискретни точки од преносната функција на дадено отпорничко температурно мерно сетило

Температура T [°C]	Електрична отпорност R [Ω]
10	103,0
20	318,1
60	2258,5

Ја разгледуваме процедурата за интерполација на паровите точки, односно одредување на полином од втор ред. Општиот облик на полиномот го има следниот облик:

$$P_2(T) = R = a + bT + cT^2 \quad (2.3)$$

Коефициентите a , b и c од равенството (2.3) се добиваат со примена на податоците дадени во табелата 2.1. Притоа се добива следниот систем од равенки:

$$\begin{cases} 103 = a + 10 \cdot b + 100 \cdot c \\ 318,1 = a + 20 \cdot b + 400 \cdot c \\ 2258,5 = a + 60 \cdot b + 3600 \cdot c \end{cases} \quad (2.4)$$

Конечно со решавање на системот равенки (2.4) се добива следниот квадратен полином:

$$P_2(T) = R = -4,1 + 5,31 \cdot T + 0,54 \cdot T^2 \quad (2.5)$$

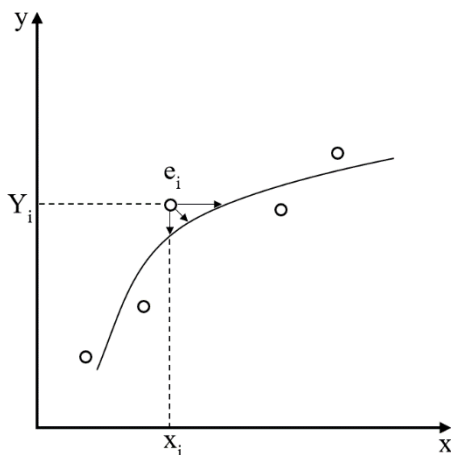
Добиениот полином можеме да се провери со замена на една точка од паровите податоци дадени во табелата 2.1. На пример, отпорноста на сепилото при температура од 20°C изнесува:

$$R(20) = -4,1 + 5,31 \cdot 20 + 0,54 \cdot 20^2 = 318,1 \Omega \quad (2.6)$$

Добиената вредност од $318,1 \Omega$ одговара на табеларната вредност за температура од 20°C од табелата 2.1 со што се потврдува валидноста на математичката постапка.

2.1.2 Приближно поклопување

Приближното поклопување се користи за одредување полином кој минува низ сет дискретни точки “на најдобар можен начин”, без притоа да мора да помине точно низ ниту една точка. За да објасниме што се подразбира под терминот “најдобар можен начин” ќе разгледаме група дискретни точки (x_i, Y_i) и полином за апроксимација $y(x)$ кој ја претставува групата точки. Графичката илустрација на групата точки и полиномот е дадена на сликата 2.3.

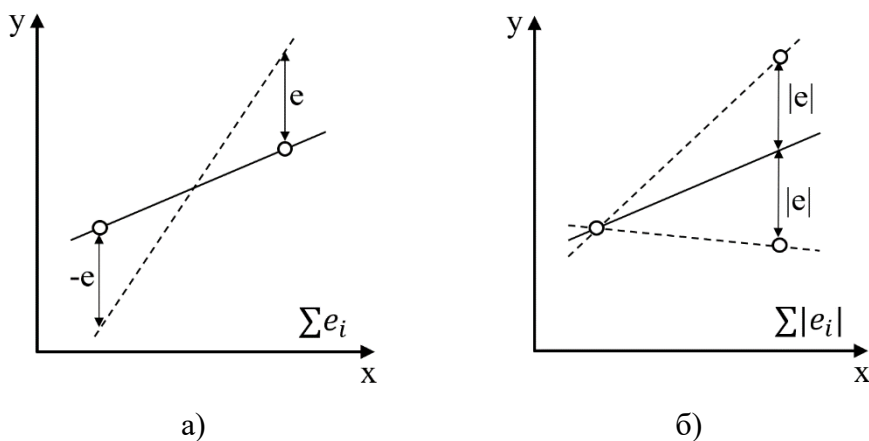


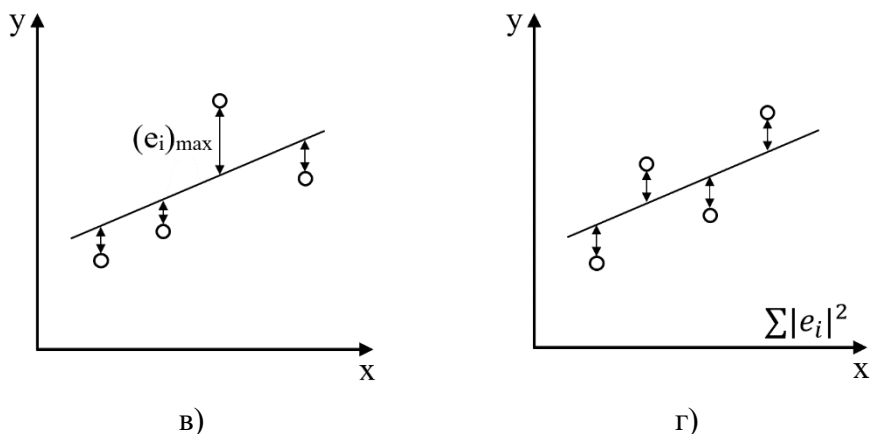
Сл. 2.3 Графички приказ на интерполација со приближно поклопување

Забележуваме дека групата точки не припаѓа на полиномот за апроксимација. Оттука, полиномот ќе минува низ групата точки на најдобар можен начин ако извршиме минимизирање на отстапувањата помеѓу полиномот и секоја поединечна точка (e_i на сл. 2.3). Меѓутоа може да се појави двосмисленост и при дефинирањето на отстапувањата. Имено од сл. 2.3 се забележува дека за секоја точка имаме отстапување од полиномот по x и по y оската. Се поставува прашањето кое отстапување треба да се минимизира и под кои услови? Одговорот на ова прашање е поврзано со постапката на калибрација на мерниот систем при која физичкиот стимул се контролира со еталон чија вредност ја познаваме со мала мерна неодреденост. Во таков случај може да се каже дека во реалноста се доминантни грешките од покажувањето на мерниот систем па соодветно на тоа минимизирањето ќе се изврши по y оската. Се разбира дека под други услови минимизирањето може да се изврши и по x оската, или пак во однос на нормалното растојание на отстапувањата по x и y оската. Во случај кога отстапувањата ги дефинираме по y оската тие можат да се изразат со следното равенство:

$$e_i = Y_i - y_i \quad (2.7)$$

Минимизирањето на отстапувањата може да се изврши во поглед на неколку различни критериуми илустрирани на сл. 2.4.





Сл. 2.4 Критериуми за минимизирање на отстапувањата по у оска. а) Минимизирање на сума, б) Минимизирање на сума на апсолутни вредности, в) Минимизирање на максимално отстапување (минимакс), г) Минимизирање на сума на квадрати

Во првиот случај прикажан на сликата 2.4.а минимизацијата на отстапувањата се врши во поглед на нивната сума. Секоја права која минува низ средината на линијата која ги поврзува двете точки резултира во сума на отстапувања еднаква на нула. Од друга страна, доколку на примерот прикажан на сл.2.4.а примениме минимизирање на сума на апсолутните вредности тогаш се добива права која минува точно низ двете точки. Но и тој пристап има недостатоци кои се илустрирани на сл.2.4.б. Доколку две точки имаат иста вредност на независната променлива x но имаат различна вредност за зависната променлива y тогаш секоја права која минува помеѓу тие две точки би имала иста сума на апсолутни вредности на отстапувањата. Јасно е дека оптималната права која минува во средината помеѓу тие две точки не би можела да се добие доколку се примени тој критериум на минимизација. На сликата 2.4.в е прикажан така речен *минимакс* критериум каде што се минимизира максималното отстапување. Иако примената на овој критериум во многу случаи може да даде добри резултати, истиот има недостаток во случај кога една од точките значително се издвојува од останатите точки. За да се надмине овој проблем во практиката најчесто се користи критериумот на минимизирање на сума на квадрати од отстапувањата прикажан на сл.2.4.г. Овој критериум во литературата често е познат и под името *метод на најмали квадрати*. Може да се каже дека во најголем број случаи од праксата методот на најмали квадрати нуди најдобар компромис во поглед на отстапувањата при дефинирањето на оптималната функција за апроксимација.

2.1.2.1 Апроксимација со линеарна функција

Заради поедноставување на мерењата и имплементацијата на мерните системи најчесто сакаме преносната функција на сетилото или мерниот систем да биде линеарна. Од овие причини, методот на најмали квадрати често се користи за дефинирање на линеарна функција за апроксимација. Нека паровите од влезните податоци се дадени како $\{(x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)\}$. Во таков случај линеарната функција која ќе биде “најдобра” апроксимација на серијата мерења би имала облик $y = ax + b$. Оттука, отстапките (грешките) од апроксимацијата го добиваат следниот облик:

$$e(a, b) = \sum_{i=1}^N (y_i - (ax_i + b))^2 \quad (2.8)$$

Математичкото равенство (2.8) претставува варијанса на множеството мерни податоци $\{(y_1 - (ax_1 + b)), \dots, (y_n - (ax_n + b))\}$. Основната задача кај методот на најмали квадрати е да се најде вредноста на коефициентите a и b (за линеарна функција на апроксимација) кои ја минимизираат грешката e . Тоа се постигнува со диференцирање на (2.8) по a и по b и израмнување на овие диференцијали со нула, односно:

$$\frac{\partial e}{\partial a} = \sum_{i=1}^N 2(y_i - ax_i - b)(-1) = 0 \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial e}{\partial b} = \sum_{i=1}^N 2(y_i - ax_i - b)(-1) = 0 \quad (2.10)$$

По упростување на равенките (2.9) и (2.10) се добива следниот систем линеарни равенки:

$$\begin{cases} a \sum_{i=1}^n x_n^2 + b \sum_{i=1}^n x_n = \sum_{i=1}^n x_n y_n \\ a \sum_{i=1}^n x_n + nb = \sum_{i=1}^n y_n \end{cases} \quad (2.11)$$

Може математички да се покаже дека, се додека сите мерни податоци x и y не се еднакви, оптималните вредности на константите a и b на линеарна функција кој гарантира минимални грешки можат да се добијат со решавање на системот равенки (2.11). Грешката на линеарност во проценти при ваквата апроксимација може да се пресмета со следното равенство:

$$\delta_{lin} [\%] = \frac{|e_{max}|}{y_{max}} \cdot 100, \quad (2.12)$$

каде што y_{max} е максималната вредност која може да ја регистрира (прикаже) мерниот систем. Во случај кога грешката на линеарност е прифатлива за конкретна примена, добиената оптималната линеарна функција се користи за опис на преносната функција на мерниот систем. Во спротивно, доколку грешката на линеарност при апроксимација со линеарна функција е недозволиво голема, се врши апроксимација со

друга нелинеарна функција (полином од повисок ред, логаритамска, експоненцијална, или друга функција).

Методот на најмали квадрати ќе го примениме на примерот со мерење на издолжување на пружина прикажан на сл. 2.1. Доколку ги употребиме точките од преносната карактеристика дадени во табелата можеме да го поставиме системот линеарни равенки даден со равенството (2.11). Со решавање на системот се добиваат коефициентите на линеарната функција $a=5,5791$ и $b=-0,4273$, односно се добива линеарната функција за апроксимација $y=5,5791x - 0,4273$. Грешките од апроксимацијата e за секоја точка се дадени во табелата 2.2.

Табела 2.2 Грешки при линеарна апроксимација на преносна функција на мерно сетило со примена на методот на најмали квадрати

x [N]	y [mm]	e [mm]
0	2	1,5727
2	11,22	-0,3655
4	21,28	-1,4637
6	31,78	-2,1219
8	43,42	-1,6401
10	55	-1,2183
12	64,82	-2,5565
14	77,08	-1,4547
16	88,98	-0,7129
18	99,92	-0,9311
20	113,5	1,4907

Од резултатите дадени во табелата 2.3 може да се забележи дека апроксимираната линеарна функција внесува максимална грешка од $e_{max}=-2,5565$ mm, односно 2,25% согласно равенството (2.12).

2.1.2.2 Апроксимација со полином

Процедурата за примена на методот на најмали квадрати може да се искористи за изнаоѓање полиномна функција за апроксимација. Нека и овој пат паровите од влезните податоци се дадени како $\{(x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)\}$. Полиномната функција за апроксимација на серијата мерења би го добила следниот облик:

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad (2.13)$$

На сличен начин како во претходното поглавје, отстапките од апроксимацијата се изразуваат како:

$$e(a, b) = \sum_{i=1}^N (y_i - (a_0 + a_0x + a_0x^2 + \dots + a_nx^n))^2 \quad (2.14)$$

Функцијата (2.14) е минимална кога парцијалните изводи од секоја константа се изедначуваат на нула. На тој начин се добива:

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial a_0} &= \sum_{i=1}^N 2(y_i - a_0 - a_0x - a_0x^2 - \dots - a_ix^n) (-1) = 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial e}{\partial a_n} &= \sum_{i=1}^N 2(y_i - a_0 - a_0x - a_0x^2 - \dots - a_ix^n) (-x_i^n) = 0 \end{aligned} \quad (2.15)$$

Конечно со упростување на равенките (2.15) се добива следниот систем равенки:

$$\begin{cases} a_0N + a_1 \sum_{i=1}^N x_i + \dots + a_n \sum_{i=1}^N x_i^n = \sum_{i=1}^N y_i \\ \vdots \\ a_0 \sum_{i=1}^N x_i^n + a_1 \sum_{i=1}^N x_i^{n+1} + \dots + a_n \sum_{i=1}^N x_i^{2n} = \sum_{i=1}^N x_i^n y_i \end{cases} \quad (2.16)$$

Со решавање на ситеот равенки (2.16) се добиваат коефициентите на полиномната функција за апроксимација $a_0 - a_n$.

За да ја илустрираме апроксимацијата на преносната функција со квадратна равенка повторно го користиме примерот со мерење издолжување на пружина прикажан на сл. 2.1. Со решавање на системот равенки (2.16) овој пат се добиваат коефициентите на квадратната функција за апроксимација: $a_0=1,5266$, $a_1=4,9278$ и $a_2=0,0326$, односно се добива полиномната функција $y=1,5266+4,9278x+0,0326x^2$. Грешките од апроксимацијата за секоја точка се дадени во табелата 2.3.

Табела 2.3 Грешки при полиномна апроксимација со примена на методот на најмали квадрати

x [N]	y [mm]	e [mm]
0	2	0,4734
2	11,22	-0,2926
4	21,28	-0,4794
6	31,78	-0,487
8	43,42	0,3846
10	55	0,9354
12	64,82	-0,5346
14	77,08	0,1746
16	88,98	0,263
18	99,92	-0,8694
20	113,5	0,3774

Од резултатите прикажани во табелата 2.3 забележуваме дека овој пат максималната грешка од на апроксимираната функција изнесува 0,9354

mm, односно 0,824%. Можеме да заклучиме дека квадратната функција за апроксимација воведува приближно три пати помали грешки во споредба со линеарната функција. Меѓутоа, кај дигиталните мерни системи, полиномот (2.13) треба да се пресметува при секое мерење. Во зависност од комплексноста на функцијата, кај мерни системи кои во својата конфигурација содржат микропроцесори со големи пресметковни можности и аритметика со подвижна точка ова не мора да биде проблем. Меѓутоа, кај микропроцесорите со ограничени можности, на пример микропроцесори со 8-битна архитектура кои сеуште се користат во процесните мерења, пресметките на ваквите сложени функции е предизвик. Во мерни системи наменети за работа во реално време, пресметките на сложени функции би користеле значајни мемориски и временски ресурси на микропроцесорите. Еден начин за надминување на овие предизвици е примена на **табели за пребарување** (*lookup table*).

2.1.2.3 Апроксимација со помош на табели за пребарување

Табелите за пребарување претставуваат дигитални мемориски структури кои ги чуваат вредностите (решенијата) на сложените функции за апроксимација во униформно распределени дискретни интервали. Кај дигиталните системи, надворешните аналогни сигнали се претвораат во дигитални со помош на аналого-дигитални (AD) конвертори, или пак со конвертори на временски интервал (TD) или фреквенција (FD) во дигитален коден збор. Во кој било случај, конверзијата се остварува со конечна резолуција. Со оглед на тоа што дигиталните системи не можат да ги регистрираат промените на надворешните аналогни сигнали со амплитуди помали од резолуцијата на системот, максималната должина на табелите за пребарување обично е ограничена на резолуцијата на мерниот систем.

Нека разгледаме систем со нелинеарна преносна функција чија карактеристика се апроксимира со примена на методот на најмали квадрати и полином од повисок ред. На овој полином $y=f(x)$ ги наоѓаме следните парови дискретни решенија:

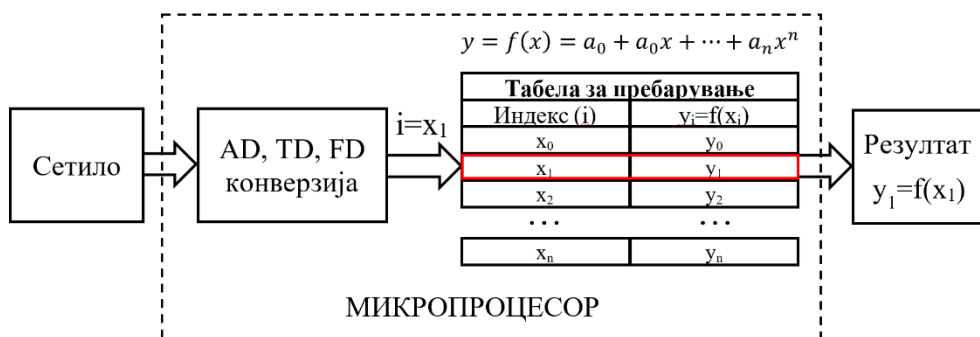
$$((x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)) \quad (2.17)$$

каде што x е резултатот, а n е бројот на квантизациски нивоа на AD, TD или FD конверзијата. Табелата за пребарување се формира на тој начин што решенијата на полиномот ($y_0 \div y_n$) претставуваат податоци кои се меморираат во табелата за пребарување, додека редниот број на квантизациското ниво ($x_0 \div x_n$) претставува индекс (адреса) на записот во

табелата. Изгледот на така добиената табела за пребарување е даден во табелата 2.4, додека процесот на имплементација на табела за пребарување во микропроцесор е прикажана на сл. 2.5.

Табела 2.4 Изглед на табела за пребарување. x -реден број на квантизациското ниво на AD, TD или FD конверзија, y -решенија на преносната функција на мерниот систем

Индекс (адреса)	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	...	x_n
Решение на $y(x)$	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	...	y_n



Сл. 2.5 Приказ на имплементирање на табела за пребарување во микропроцесор

Во приказот на сликата 2.5 мерното сетило врши регистрирање на влезниот физички стимул и генерира електричен сигнал. Во зависност од информацискиот параметар на електричниот сигнал, истиот се конвертира во дигитална форма со помош на AD, TD или FD конвертор. Како резултат на конверзијата се добива број $i \in (x_0 \div x_n)$ кој претставува реден број на квантизациското ниво на конверторот. Доколку резолуцијата на конверторот изнесува r бити, тоа значи дека на располагање се 2^r квантизациски нивоа кои истовремено ја дефинираат и должината на табелата за пребарување. Во меморијата на микропроцесорот се резервира мемориски простор во вид на бројна низа со должина еднаква на бројот на квантизациски нивоа, при што во неа се меморираат дискретните решенија $y=f(x)$ на апроксимираната математичка функција. Секоје решение во низата е придружено со соодветен индекс во опсегот од x_0 до x_n . Потоа, добиениот резултат од аналого-дигиталната конверзија се користи како покажувач (индекс) кон соодветното меморирано решение во табелата за пребарување.

Микропроцесорот го илчитува индексираниот податок од табелата за пребарување со што во конечна форма го добива мерниот податок.

Ако ја разгледаме табелата за пребарување прикажана во табела 2.4 можеме да заклучиме дека добиената преносна функција не е континуална, односно таа е дискретизирана во n точки. Колку е поголема должината на табелата за пребарување толку по фино ќе се реконструира преносната функција на системот. Се подразбира дека должината на табелата за пребарување зависи од резолуцијата на AD, TD или FD конверзијата.

Со примена на табелите за пребарување и нејзино пополнување согласно процедурата опишана погоре, резултатот од решението на апроксимираната нелинеарна преносна функција се наоѓа со директно индексирање на табелата (не се вршат никакви пресметки). Тоа може да придонесе кон извршување брзи мерења што е посебно важно кај системи кои се наменети за работа во реално време. Недостаток на овој пристап се мемориските ресурси кои ги користи табелата за пребарување. Големината на меморијата зависи од резолуцијата на табелата и од прецизноста на податоците кои се запишуваат во неа.

2.1.2.4 Апроксимација со помош на табели за пребарување и парцијална линеарна интерполација

Видовме дека во случајот со директна примена на табела за пребарување доколку AD конверторот има резолуција од r бити, тогаш табелата ќе содржи 2^r мемориски локации. На пример, со примена на AD конвертор со резолуција од 12 бити ќе биде потребна 4 kB меморија (доколку секој запис има должина од 8 бити, т.е 1 бајт). Со цел да се намали потребата на ваквата “голема” меморија на табелата за пребарување може да се користи методот на *парцијална линеарна интерполација*.

Кај парцијалната линеарна интерполација се врши намалување на мемориските потреби на табелата за пребарување на тој начин што се врши пресметка на вредностите во даден сегмент од мерното подрачје. Најпрво мерното подрачје се дели на сегменти. Колку е поголем бројот на сегменти толку се врши подобра апроксимација на преносната карактеристика, но притоа се зголемува и меморијата на табелата. Секој сегмент од мерното подрачје се апроксимира со линеарна функција. Во табелата за пребарување се меморираат коефициентите на засилување и поместување на линеарната права.

Нека разгледаме систем кој користи AD/TD/FD конвертор со резолуција од r бити и нека системот е опишан со нелинеарна преносна функција. Дискретните решенија на полиномот се опишани со равенството (2.17). Од друга страна мерното подрачје на системот е дефиниран со точките (x_{min}, y_{min}) и (x_{max}, y_{max}) . Нека мерното подрачје го поделиме на m сегменти. Притоа, за секој сегмент може да се најдат по две точки $(A_{mx}$ и $B_{mx})$ на почетокот и крајот од сегментот:

$$\left((A_{m0}(x_0, y_0), B_{m0}(x_1, y_1)), \dots, (A_m(x_{m-1}, y_{m-1}), B_m(x_m, y_m)) \right) \quad (2.18)$$

Точките A_{mx} и B_{mx} во (2.18) се користат за дефинирање линеарна права која е опишана со равенката:

$$y_m = a_m x_m + b_m \quad (2.19)$$

На таков начин, линеарната функција во првиот сегмент ќе биде:

$$y = y_0 + \frac{(y_1 - y_0)}{(x_1 - x_0)}(x - x_0) = a_0 x + b_0 \quad (2.20)$$

Од равенката (2.20) јасно е дека a_{m0} и b_{m0} се дадени со следните равенства:

$$a_0 = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \quad (2.21)$$

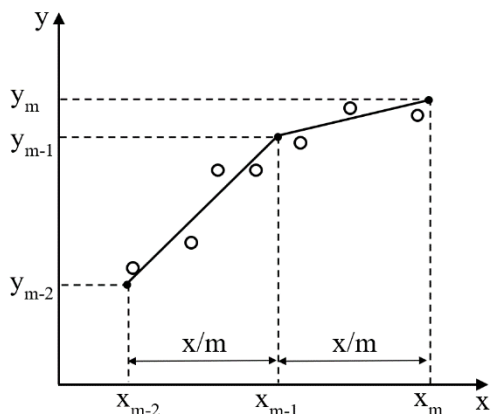
$$b_0 = y_0 + \frac{(y_1 - y_0)}{(x_1 - x_0)} x_0 \quad (2.22)$$

Во овој случај табелата за пребарување ги содржи коефициентите на засилување a_m и поместување b_m за секој сегмент m .

Изгледот на така добиената табела за пребарување е даден во табелата 2.5, додека апроксимираната и дискретизираната преносната функција на системот е прикажана на сл. 2.3.

Табела 2.5 Изглед на табела за пребарување. m - реден број на сегмент од мерното подрачје, a_m и b_m решенија на преносната функција на мерниот систем

Индекс (m)	0	1	2	3	4	...	m
a_m	a ₀	a ₁	a ₂	a ₃	a ₄	...	a _m
b_m	b ₀	b ₁	b ₂	b ₃	b ₄	...	b _m



Сл. 2.6 Приказ на апроксимирана нелинеарна преносна функција на мерен систем и дискретизација со помош на табела за пребарување и парцијална линеарна интерполација

Со примена на парцијалната линеарна интерполација мемориските ресурси на табелата за пребарување се намалуваат за $m/2$ пати, каде што m е бројот на сегменти на кој се дели мерното подрачје. Основна предност на овој пристап е можноста за редуцирање на мемориските ресурси на табелата за пребарување и истовремено пресметка на мерниот резултат со едноставни линеарни функции.

2.2 Линеаризација

Доколку зависноста на излезниот сигнал (или покажување) од влезниот сигнал на мерниот систем има нелинеарна зависност, потребно е да се примени постапка на *линеаризација*. Постојат три пристапи за линеаризација: аналогна, дигитална, и мешана линеаризација. Секој од овие пристапи има одредени предности и недостатоци во зависност од примената и конфигурацијата на мерниот систем.

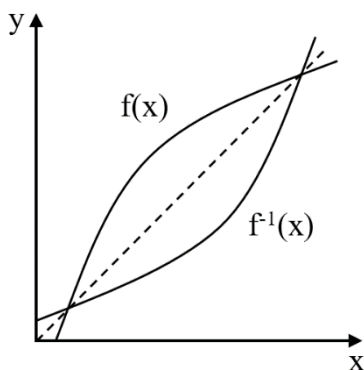
2.2.1 Аналогна линеаризација

Аналогната линеаризација се однесува на хардверски решенија со кои се врши линеаризација на преносната функција на системот. Примената на хардверските решенија има одредени недостатоци, како на пример зголемување на цената, димензиите и консумацијата на енергија на мерниот систем. Дополнително, аналогната линеаризација не може директно ефикасно да се примени на друг таков систем дури и кога истиот би го следел истиот концепт при проектирање и изработка. Причина за ова е варијациите на карактеристиките на електронските компоненти во процесот на производство. Покрај тоа, некои од хардверските компоненти кои би се користеле за линеаризација можат да бидат зависни од други надворешни влијанија, на пример промена на

температурата и сл. Во таков случај значително се отежнува постапката на линеаризација за целиот температурен опсег на работа на инструментот.

Помеѓу аналогните решенија за линеаризација разликуваме два пристапи: *парцијален* и *генерален*. Парцијалниот пристап се однесува на локална линеаризација на поедини компоненти или модули на мерниот систем кои се причинители на вкупната нелинеарна зависност на мерниот систем. Ваквите решенија поретко се применуваат затоа што бараат целосно разбирање на деталите при проектирањето на мерниот систем, како и преносните функции на сите компоненти кои истиот го сочинуваат. Овие решенија можат да бидат нај различни и од овие причини нема детално да бидат разгледувани.

Генералниот пристап се однесува на линеаризација на мерниот систем кога истиот се разгледува како целина. Овој процес на линеаризација опфаќа три фази: апроксимација, наоѓање инверзна функција и хардверска реализација. Постапката на линеаризација на преносната функција е илустриран на сликата 2.7.

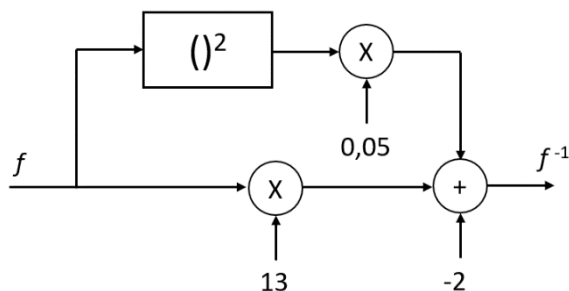


Сл. 2.7 Линеаризирање на преносната карактеристика на мерен систем. Апроксимирана преносна функција $f(x)$, инверзна функција $f^{-1}(x)$ и линеаризирана карактеристика (испрекината линија).

Имајќи предвид дека вообичаено нелинеарната преносна карактеристика на мерниот систем не е позната од самиот почеток, првиот чекор опфаќа одредување на оваа зависност и математички опис преку апроксимација и интерполација. Тоа обично се врши преку калибрирање и изнаоѓање на множество точки (парови) од преносната функција врз кои што потоа може да се примени методот на најмали квадрати објаснет во претходните поглавја. Нека претпоставиме дека апроксимираната преносна функција е дадена со полином $f(x)$. Во тој случај, втората фаза од линеаризацијата опфаќа наоѓање на инверзна (симетрична) математичка функција $f^{-1}(y)$. Конечно, третата фаза се

однесува на дизајнирање на аналогно електронско решение кое има преносна функција $f^{-1}(y)$.

Пример за обопштена блок шема на аналогно електронско решение со кое се имплементира инверзна функција за линеаризација на даден мерен систем е прикажана на слика 2.8. Во примерот е земено дека инверзната функција има облик $f^{-1}(y) = 0,05x^2 + 13x - 2$.



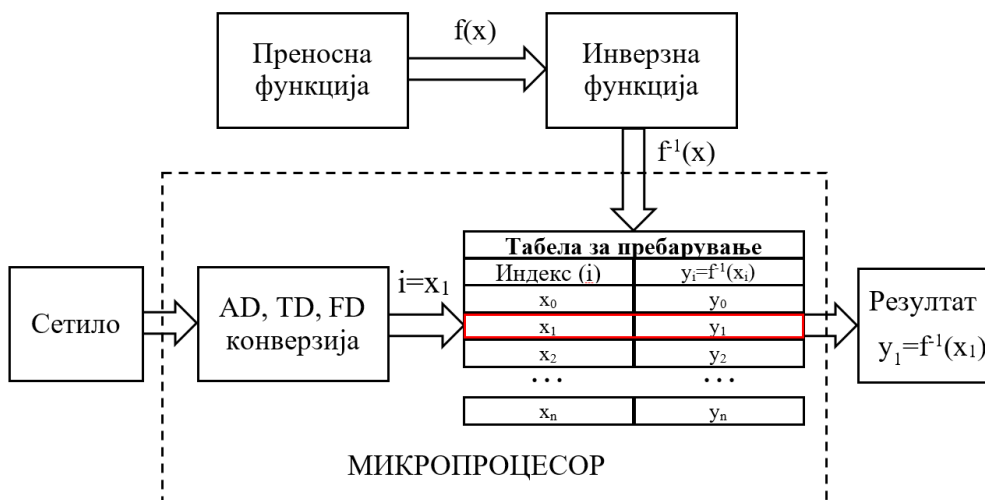
Сл. 2.8 Принципка шема на електронско решение за аналогна линеаризација на мерен систем. Реализацијата се однесува на инверзна функција од обликот $f^{-1}(y) = 0,05x^2 + 13x - 2$

Во конкретната реализација се користат електронски решенија на модули за квадрирање, множење и собирање. Изведбата на ваквите решенија е добро позната и третирана во литературата. Најчесто тие електронски кола се изведуваат со операциски засилувачи или други активни компоненти но истите нема детално да се обработуваат во овој учебник. Со реализација на електронското коло дадено на сл.2.8 се врши синтетизирање на инверзната преносна функција на системот или мерното сетило. Како резултат од таквата обработка, зависноста на излезниот сигнал од електронското коло и влезниот сигнал од мерниот систем добиваат линеарна функција на преобразба.

2.2.2 Линеаризација со помош на табели за пребарување

Техниките за линеаризација на преносната карактеристика на мерните системи во дигитален домен ги следат истите принципи како и генералната аналогна линеаризација. Имено, доколку мерниот систем има нелинеарна преносна функција $y=f(x)$, истиот се множи со инверзна функција од обликот $z=f^{-1}(y)$ со што се врши линеаризација на карактеристиката $z = f^{-1}(y) = f^{-1}(f(x)) = x$. Проблемот кој се наметнува со ваквото решение се однесува на способноста на дигиталните системи да вршат сложени математички операции како што е решавање на полином од повисок ред со децимална аритметика. Кај голем број дигитални системи како: компјутерско-баризрани системи, системи кои користат микропроцесори со аритметика со подвижна точка и сл., ова не претставува пречка и пресметките можат да се вршат во реално време.

Од друга страна, на пример, кај мерните системи кои користат микропроцесори со ограничени можности ваквиот пристап може комплетно да ги искористи нивните ресурси, а во одредени случаи техниката да не може да се имплементира без математички ограничувања. Во таков случај, инверзната функција се имплементира со помош на табела за пребарување каде што можат да се применат и принципите на парцијална линеарна интерполација (објаснети во претходното поглавје). Имплементацијата на методот на дигитална линеаризација со примена на табели за пребарување е илустрирана на сликата 2.9.



Сл. 2.9 Постапка на линеаризација со табела за пребарување

На почеток сигналот од мерното сетило се претвора во дигитален облик со помош на AD, FD или TD конвертор. Како резултат на конверзијата се добива број кој е дигитален репрезент на амплитудата, фреквенцијата или временскиот интервал на сигналот. Добиениот резултат истовремено претставува реден број на квантизациското ниво на конверторот. Микропроцесорот го користи добиениот резултат како индекс во табелата за пребарување која е зачувана во неговата меморија. Од друга страна, во табелата за пребарување претходно се меморираат решенијата на инверзната функција со која се врши линеаризација на мерниот систем во 2^r точки, каде што r е резолуцијата на AD/TD/FD конверзијата. На таков начин, дигиталниот систем наместо пресметка на сложена математичка функција ја пресметува само линеарната функција $z = ky$ каде што константата k е константата на засилување на добиената линеарна преносна функција. Во зависност од конфигурацијата и карактеристиките на мерниот систем, множењето со константата k може да се интегрира во табелата за пребарување. Во тој случај се добива

конечен резултат за мерната величина без потреба од понатамошна обработка.

Во случаи кога дигиталниот систем има ограничени мемориски ресурси и кога со него не може (или не е рационално) директно да се реализира табела за пребарување со должина r должината на табелата може да се намали со примена на парцијална линеарна интерполација.

2.3 Компензација

Покрај чувствителноста на физичката величина која е предмет на мерење, мерните системи можат да бидат чувствителни и на промените на други физички величини кои се сметаат како внатрешни или надворешни нарушувања. Постапката за намалување на влијанијата на внатрешните и надворешните нарушувања се нарекува *компензација*.

Кај системите од прв ред, влијанието на нарушувањата може да се постигне со употреба на негативна повратна врска во системот. Ако земеме дека мерниот систем и повратната врска имаат линеарни преносни функции $G(s)$ и $H(s)$ тогаш влезно-излезната карактеристика е дадена со следното равенство:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \cong \frac{1}{H(s)}, \quad (2.23)$$

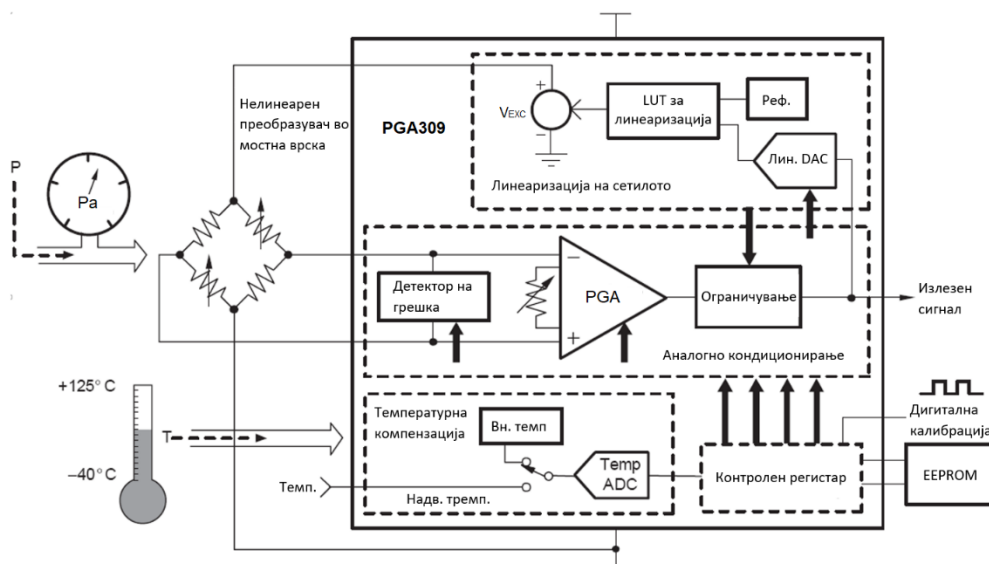
каде што апроксимацијата важи ако $G(s)H(s) \gg 1$. Доколку негативната повратна врска $H(s)$ не е чувствителна на нарушувањето на системот, тогаш системот нема да биде чувствителен на нарушувањето, односно истиот ќе биде компензиран.

Друг начин за компензација на мерните системи е со филтрирање. Филтерот може да се дефинира како уред кој врши раздвојување на сигналите во поглед на нивната фреквенција или по некој друг критериум. Овој метод на компензација е многу ефикасен во случај кога фреквенцискиот спектар на корисниот сигнал и спектарот на нарушувањето не се преклопуваат. Во тој случај нарушувањето може да се елиминира со филтрирање. Филтерот може да се постави на влезот на мерниот систем, или пак во некоја друга меѓу-фаза од обработката на сигналот.

Компензацијата може да се постигне и со помош на аналогни електронски решенија. Слично како и кај линеаризацијата, компензацијата може да се реализира *локално* или *глобално*. Локалната компензација се применува за елиминирање на зависноста на одредена електронска компонента или модул кој е чувствителен на внатрешно или надворешно нарушување. На пример, нека разгледаме систем за мерење на издолжување кој користи полупроводнички тензометарски ленти.

Познато е дека полупроводничките тензометарски ленти имаат позитивен температурен коефициент, односно покрај чувствителноста на издолжување тие се чувствителни и на промена на амбиенталната температура. Локална компензација на овој проблем би можела да се реализира со додавање на отпорник со негативен температурен коефициент поврзан сервиски со тензометарската лента. Во таков случај, при пораст на амбиенталната температура би пораснала електричната отпорност на тензометарската лента но истовремено би се намалила и отпорноста на отпорникот. На тој начин еквивалентната сервиска отпорност на отпорникот и тензометарската лента ќе остане константна. Глобална аналогна компензација се постигнува на тој начин што промената на нарушувањата предизвикуваат глобален повратен ефект кој се спротиставува на нарушувањата (пример за глобална компензација е негативната повратна врска).

Во случај кога е позната математичката зависност на мерниот систем под дејство на нарушувањата, компензацијата многу често се врши во дигитален домен односно преку пресметка на корекциски фактор. Компензацијата може да се изврши преку директна пресметка на корекцискиот фактор или пак со примена на табела за пребарување и/или парцијална линеарна интерполација. Овој метод на интерполација е посебно значаен кај дигиталните мерни системи и кај паметните сетила. Блок шема на комерцијална изведба на паметно мерно сетило во кое се врши температурна компензација и линеаризација со помош на табела за пребарување е прикажана на сликата 2.10.



Сл. 2.10 Температурна компензација и линеаризација кај паметно мерно сетило со примена на табела за пребарување

Во примерот даден на сл. 2.6 температурата претставува надворешно нарушување на мерното сетило. Таа се мери со помош на надворешно независно температурно сетило и се претвара во дигитален облик со помош на AD конвертор. Податокот за надворешната температура се споредува со референтна температура која се добива од второ внатрешно сетило. Како резултат на споредбата се пресметува корекциски фактор кој преку контролниот регистар се користи за корекција на засилувањето на програмабилниот засилувач (PGA). На тој начин се врши директна температурна компензација на системот.

Во посочениот пример на сл. 2.6 станува збор за паметно мерно сетило за мерење притисок како комбинација на пасивно сетило и програмабилен засилувач. Изведбата на сетилото е таква што промената на притисокот предизвикува дебаланс на Витстоновиот мост и промена на напонот на мерната дијагонала. Сигналот од мостот се носи на детектор за грешка и програмабилен засилувач. Детекторот за грешка може да регистрира неправилна работа на системот во случај кога надворешното пасивно мерното сетило не е присутно (отворено коло) или пак при појава на куса врска. Во случај кога не е присутна грешка, сигналот од мостот засилува со програмабилниот засилувач и потоа се ограничува во дадени дозволени граници. Покрај тоа, сигналот од засилувачот се користи како повратна врска за контрола на побудата (напојувањето) на мостот преку индексирање на табела за пребарување (LUT за линеаризација). Во зависност од вредноста на излезниот сигнал, сигналот за напојување на мостот се контролира со табелата за пребарување и на тој начин се врши линеаризација на преносната карактеристика на сетилото за притисок.

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 посоефицицираните 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.

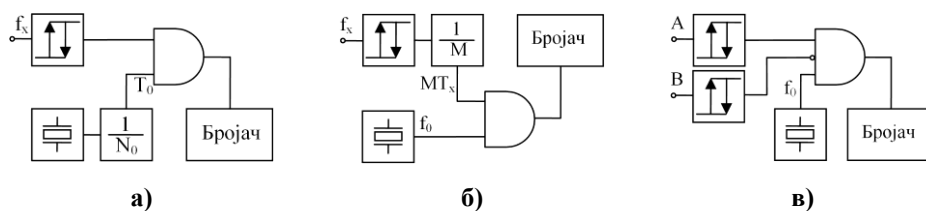
Постојат повеќе критериуми врз кои може да се изврши поделба на електронските кола за кондиционирање на сигналите од мерните сетила. Еден од најчесто користените критериуми се однесува на карактеристиките на излезните сигнали. На тој начин, електронските кола за кондиционирање се делат на:

- 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 броене на импулсите на референтниот осцилатор f_0 во траење од M периоди на влезниот сигнал. Ова е дадено со равенството:

$$N = f_0 MT_x, \quad (3.2)$$

Во овој случај времето на мерење изнесува MT_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 $kT_x(m)$, каде $T_x(m)$ е периодата на влезниот сигнал во машински циклуси:

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

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 $kT_x(m)$. 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 $kT_x(m)$, 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 сетиле-микропроцесор

Со микропроцесорите со вградени бројачи и тајмери може директно да се вршат мерења на отпорничките, капацитивните и индуктивните сетиле 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 сетиле 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.

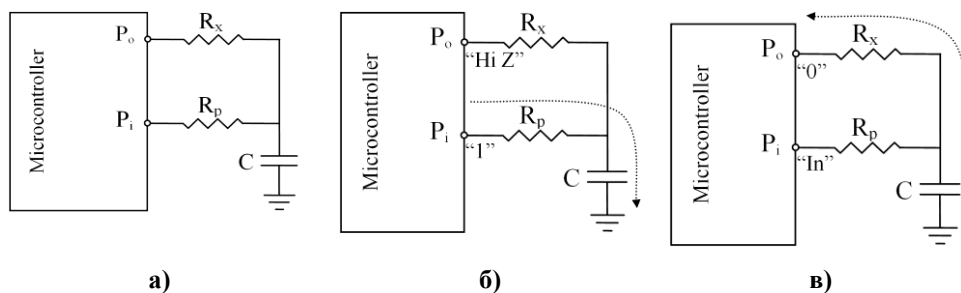
Првиот метод може да се употреби за мерење со отпорнички, капацитивни и индуктивни мерни сетиле, додека вториот може да се примени само за капацитивни сетиле.

Директниот интерфејс помеѓу пасивните модулациски сетиле 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.a.



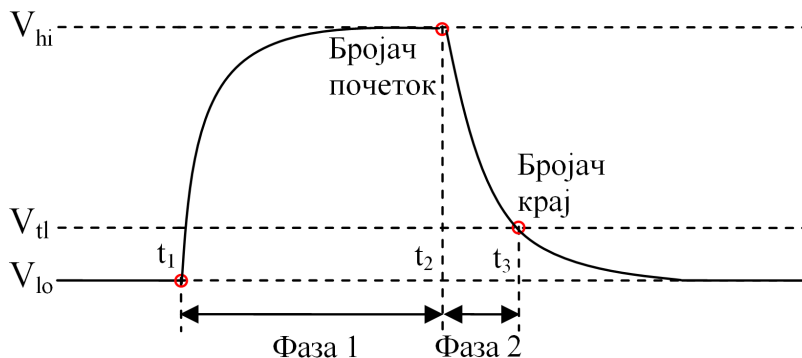
Сл. 3.2 Директен интерфејс сетило-микроконтролер базиран на празнење на RC мрежа, б) фаза на полнење и в) фаза на празнење

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:

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

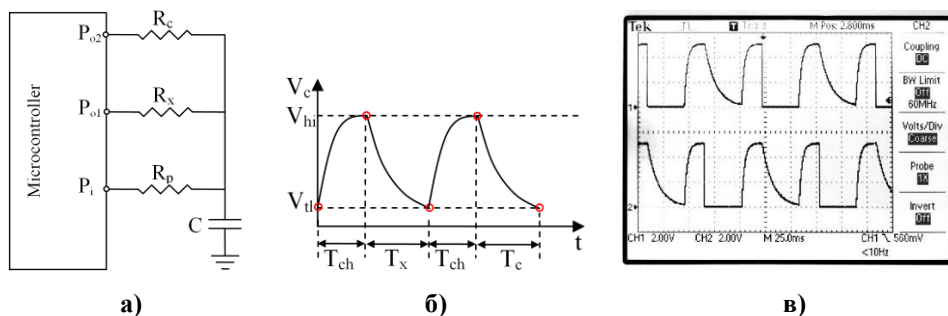
каде што f_{0eff} е ефективната временска база на тајмерот, а k е константа која зависи од V_{hi} , V_{lo} , V_{th} , C и f_{0eff} . Од друга страна општиот модел на директната врска сетило-микроконтролер опишан со равенството (3.6) се одликува со неколку неповолни карактеристики:

- 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 3.4б 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:

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

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_{tl} 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.

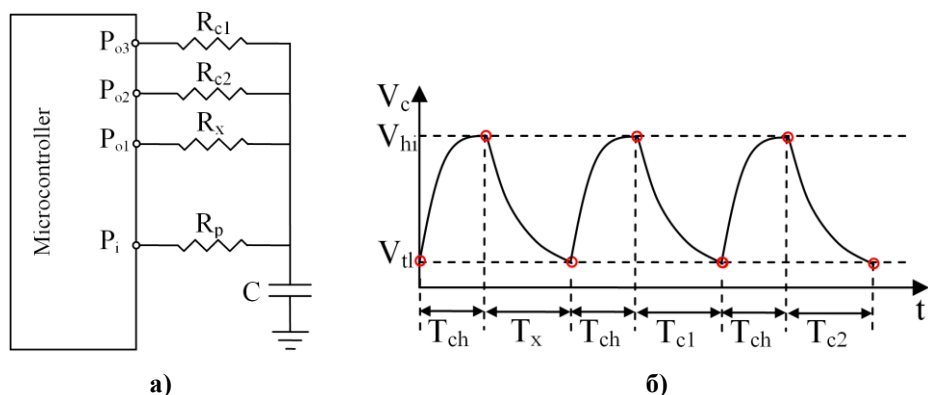
3.1.1.3 Калибрација во две точки

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) Принципка електрична шема, б) Бранови облици од трите фази на мерењето

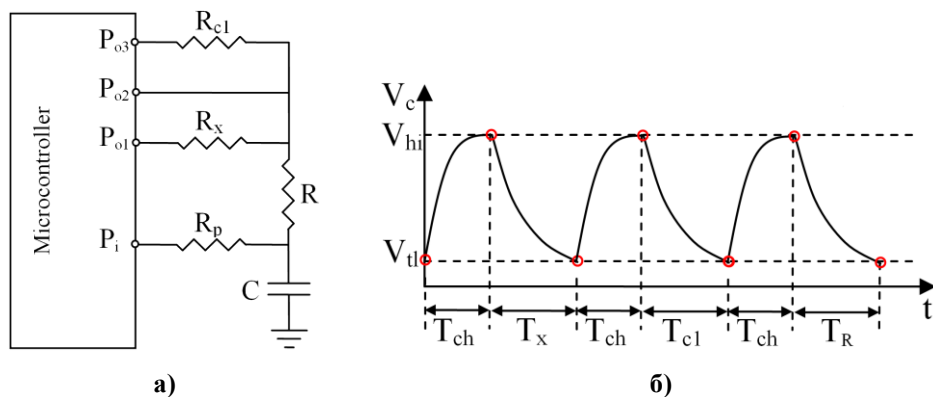
Слично како и кај калибрацијата во една точка, секоја од трите фази од мерењето содржи фаза на полнење низ отпорникот R_p (T_{ch}) до напонот V_{hi} , и фаза на празнење низ отпорниците R_x (T_x) и R_{c1} (T_{c1}) и R_{c1} (T_{c2}) до долното ниво на напонот на праг V_{tl} . И во овој случај времето 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:

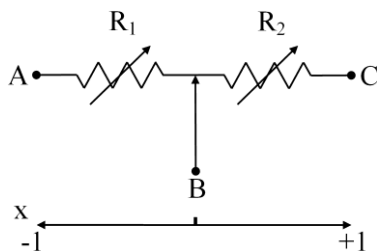
$$R_x^* = \frac{T_x - T_R}{T_{c1} - T_R} R_{c1}, \quad (3.10)$$

Меѓутоа, таквиот пристап наметнува потреба од користење на заштитен отпорник R кој ќе ја ограничи струјата на празнење низ портата P_{o2} . 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:

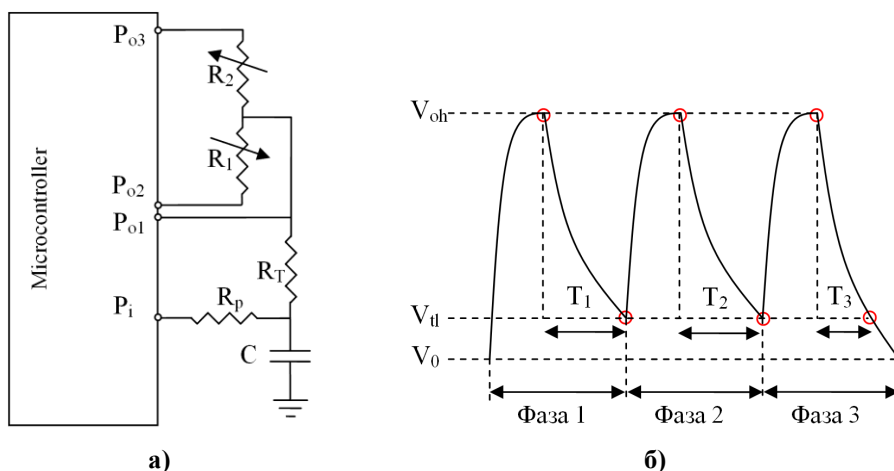
$$R_1 = \frac{R_0}{2}(1 + x), \quad (3.11)$$

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

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_{o1} . 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:

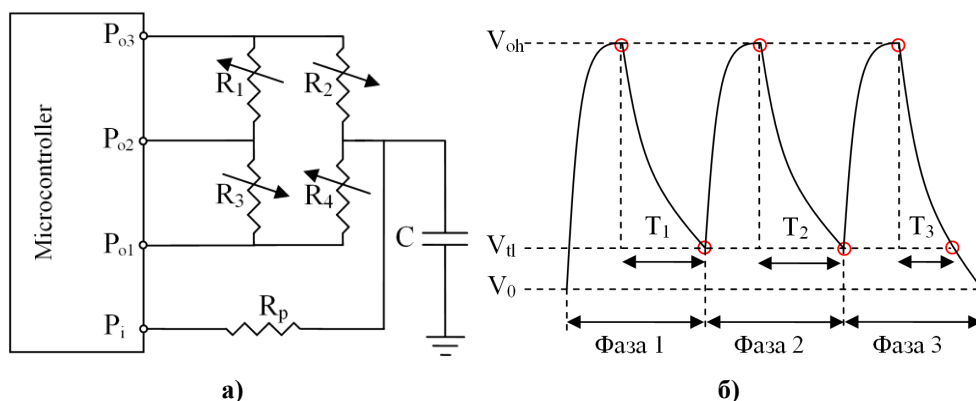
$$x = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2 - 2T_3}. \quad (3.12)$$

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 влеза 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) Принципка 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 P₁, P₂ и P₃ 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:

$$R_{e1} = \frac{R_0(3 + 2x - x^2)}{4}$$

$$R_{e3} = \frac{R_0(3-2x-x^2)}{4}, \quad R_{e2} = R_0 \quad (3.14)$$

Соодветните периоди на празнење T_1 , T_2 и T_3 се:

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

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

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

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.

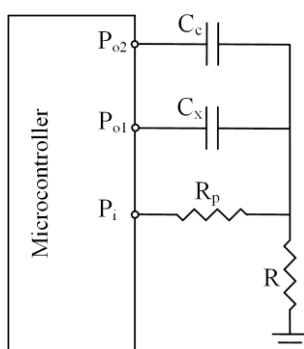
Во вториот случај може да се направи аналогија со директната врска на отпорнички мерни сетила со микроконтролер опишани во претходното поглавје, со таа разлика што во овој случај местата на кондензаторот и отпорникот се заменети. Во текот на фазите за полнење/празнење состојбите на влезните/излезните 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_{il}), 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

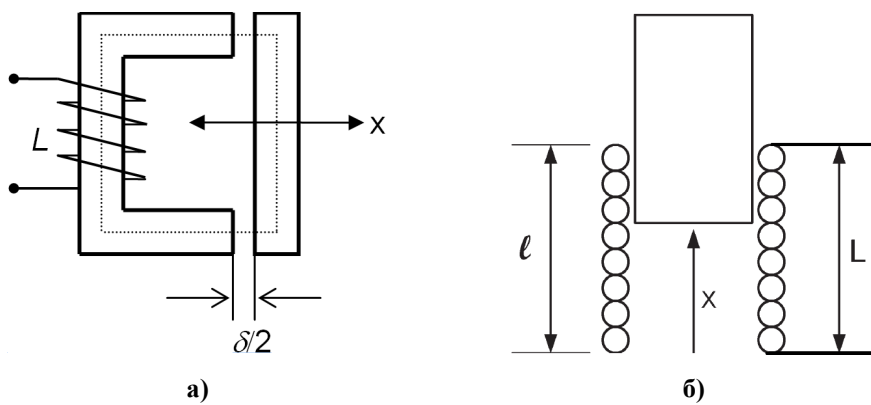
Методот на три сигнали всушност претставува посебен случај на калибрација во две точки која како референтни мерења ги зема времињата на празнење низ калибрацискиот кондензатор C_c и времето на празнење низ отворено коло. За разлика од калибрацијата во една точка во овој случај мерењето се извршува во 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 мерената 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:

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

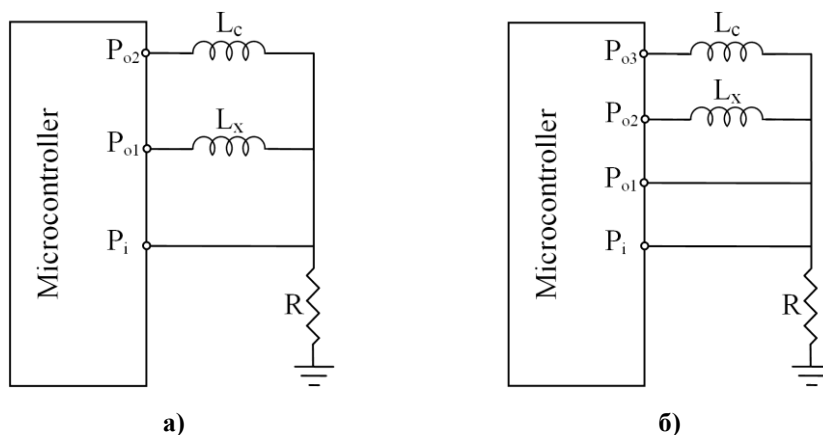
Кај мерните сетила прикажани на сл. 3.11.б, јадро од феромагнетен материјал се движи во воздушниот процеп на даден калем (соленоид). Индуктивноста на сетилото во овој случај е дадена со равенството:

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

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_i е:

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

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_i 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:

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

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.



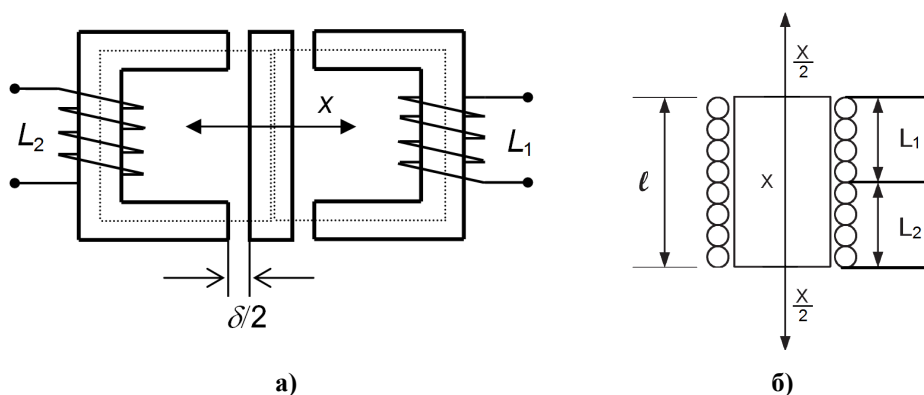
Сл. 3.13 Индуктивно сетило за мерење притисок

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 $\mu\text{Н}$, 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 оваа фаза портите P_{o2} и P_{o3} се во состојба на висока импеданса. Со примена на методот на три сигнали индуктивноста на мерното сетило се добива со равенството:

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

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:

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

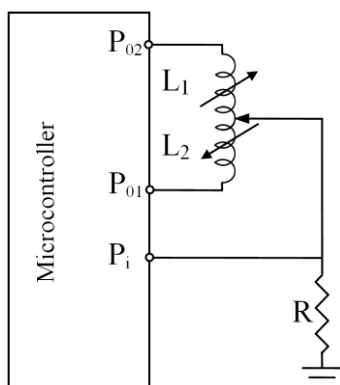
За разлика од тоа кај сетилата со подвижно јадро промената на индуктивноста е линеарна според равенствата:

$$L_1 = L_0(1+x), \quad L_2 = L_0(1-x). \quad (3.28)$$

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:

$$\begin{aligned} T_1 &= kL_0 + kL_0x \\ T_2 &= kL_0 - kL_0x \end{aligned} \quad (3.30)$$

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

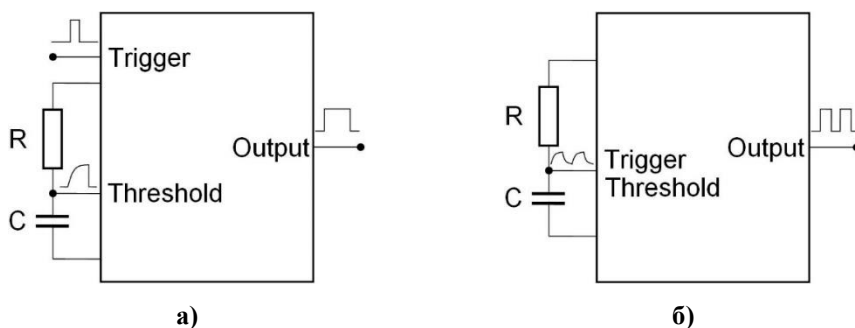
$$x^* = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{kL_0 + kL_0x - kL_0 + kL_0x}{2kL_0} = x \quad (3.31)$$

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.а 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.

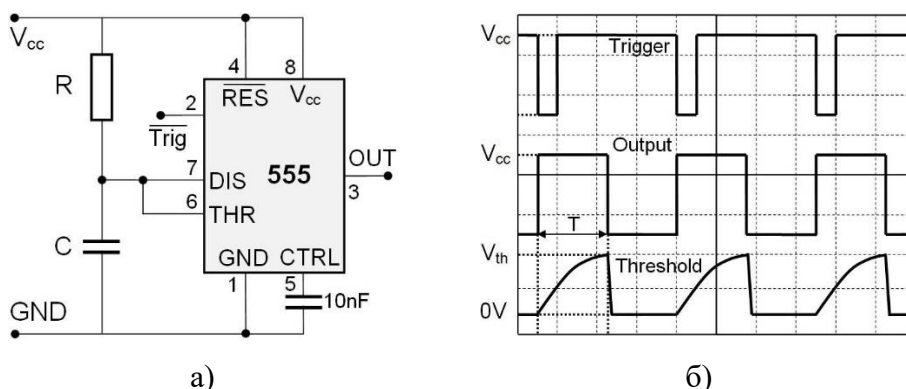
Оттука, со примена на некоја од калибрациските техники опишани во претходните поглавја можат да се елиминираат влијанијата на референтниот елемент, напонските нивоа и праговите за тригерирање. Придобивките се во насока на подобра стабилност и температурна компензација.

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_{th} . 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:

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

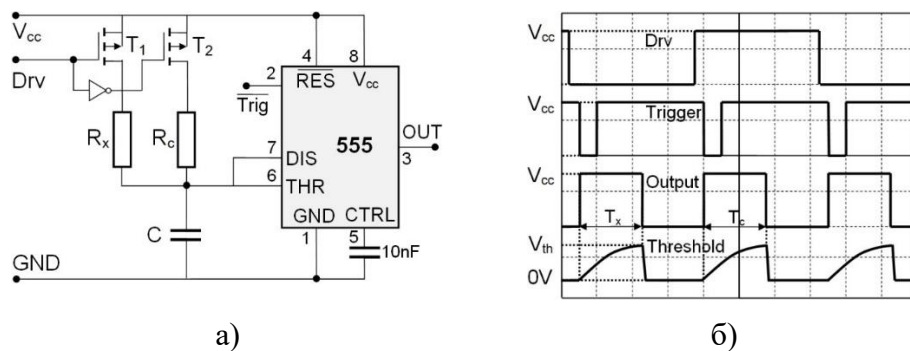
каде што T е ширината на излезниот импулс. Доколку R е отпорничко мерно сетило а C е референтен кондензатор, равенството (3.35) го добива обликот:

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

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:

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

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:

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

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

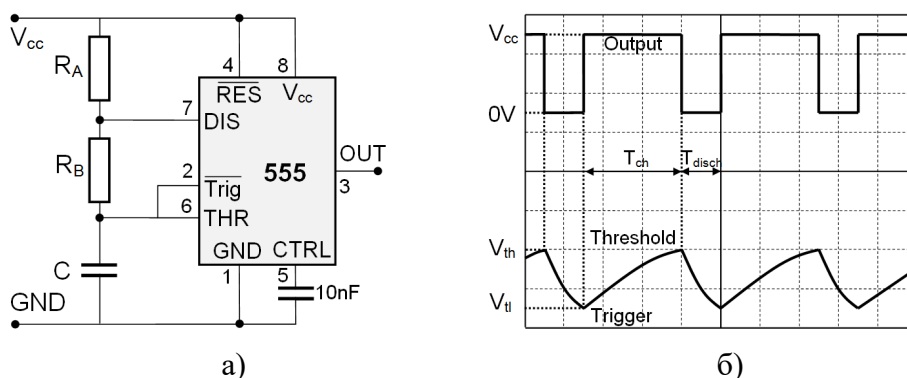
Доколку отпорноста на мерното сетило е голема (од редна кило оми) и доколку се користат транзистори со мала отпорност R_{dsON} може да се примени апроксимацијата (3.47) со што равенството (9.19) го добива обликот:

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

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.а 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 случаи 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.а 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.

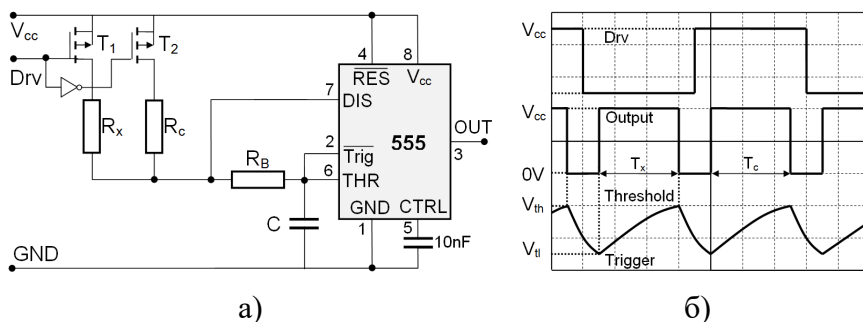
Согласно каталожките податоци на NE555P, минималната ширина на излезниот импулс изнесува $10 \mu s$. Овој параметар може да се искористи за дефинирање на минималната временска константа на празнење која резултира во најголема брзина на мерење $R_B C \approx 15 \mu s$. Електричното коло на мултивибратор 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:

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

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:

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

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:

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

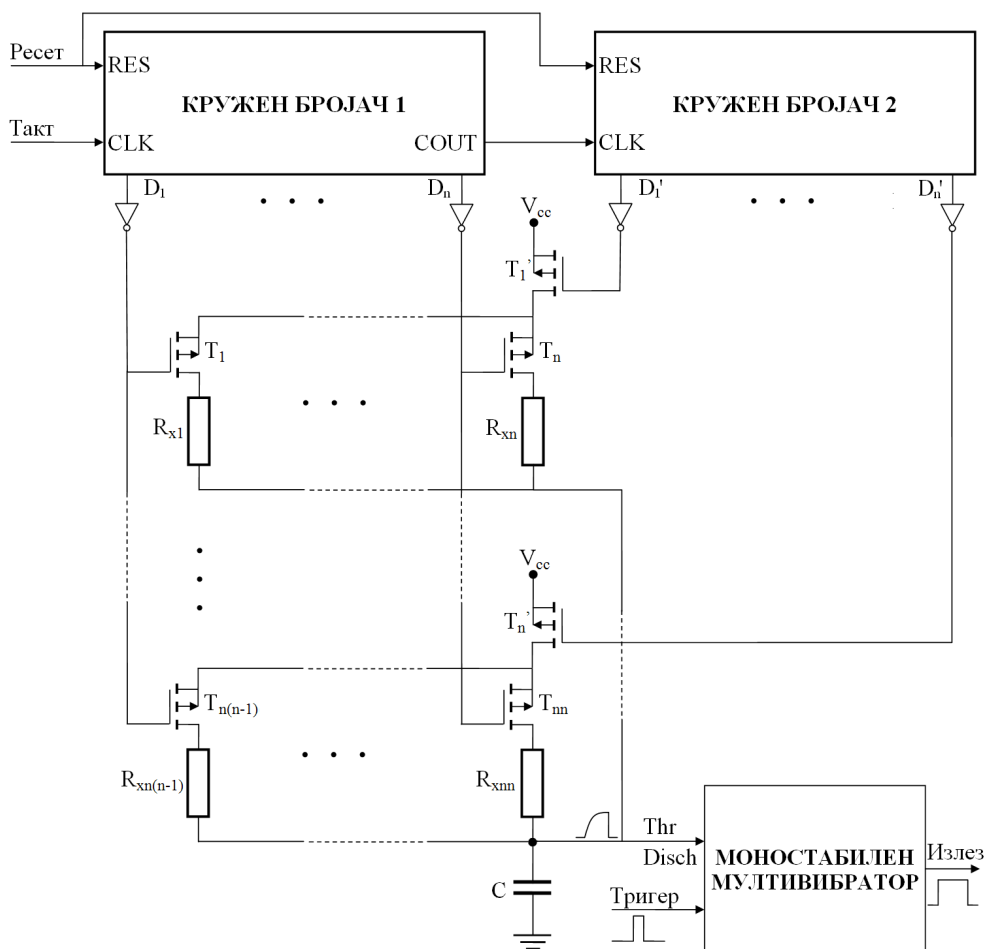
каде што:

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

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. Гореизнесените факти сугерираат дека метролошките перформанси на астабилниот режим на мултивибраторот ќе бидат полоши од моностабилниот режим.

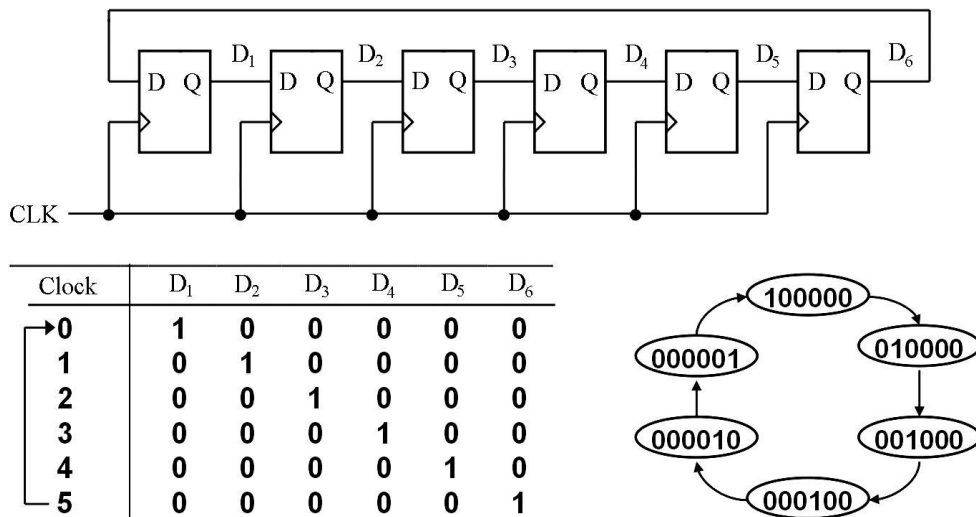
3.1.5 Зголемување на бројот на мерни сетила со временско мултиплексирање

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

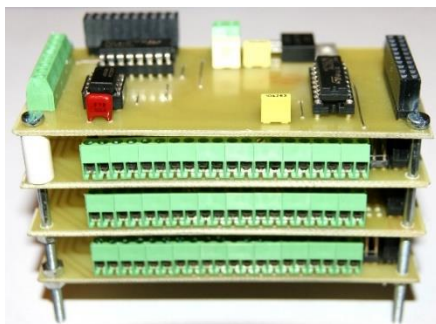
Електричното коло на сл. 3.20 овозможува интерфејс на $n \times n$ мерни сетила каде што n е должината на кружните бројачи 1 и 2. Кружниот бројач ја менува состојбата на излезите D_1 до D_n со секој такт на портата CLK. Дијаграмот на состојби на кружен бројач со должина $n=6$ и упростена реализација 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

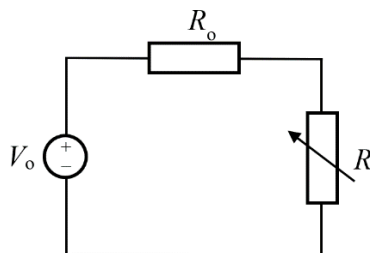
3.2 Интерфејси базирани на мерење амплитуда

Генерално, за отпорничките сетила важи равенството $R=R_0f(x)$, 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:

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

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:

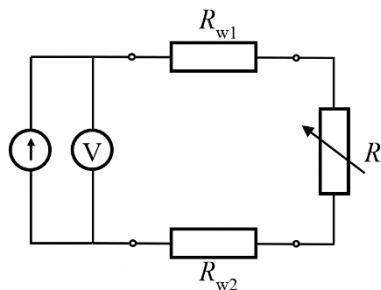
$$P \left(\frac{U_0}{R_0 + R_0} \right)^2 \frac{U_0}{4R_0} \quad (3.63)$$

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 струен 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.



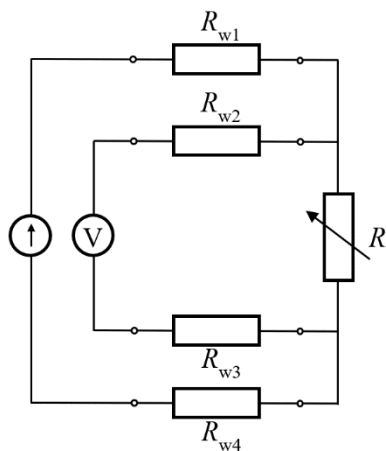
Сл. 3.24 Двожична врска при мерење електрична отпорност со U/I метода

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 $10 \text{ }^\circ\text{C}$. 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 U/I 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

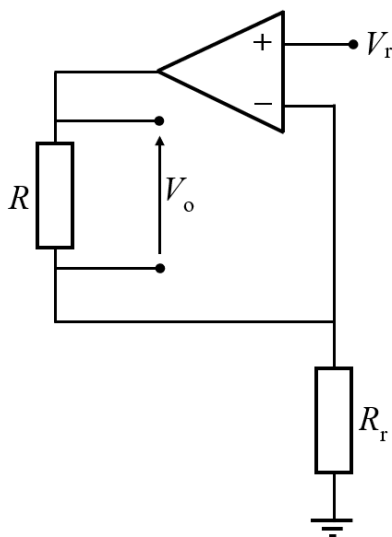
отпорникот или струјата кој тече низ него, а нултите методи се базирани на урамнотежување кај мерните мостови.

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:

$$U_0 = I_r \cdot R = \frac{U_r}{R_r} \cdot R_0(1 + x) \quad (3.65)$$

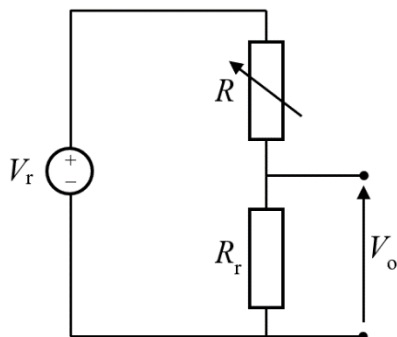
Од равенството (3.65) јасно е дека за нулта вредност на физичката величина $x=0$ излезниот напон има позитивна вредност (поместување) кое е потребно да се компензира. Друга важна карактеристика е ефектот на само загревање на сетилото кој треба да се избегне. Имено, при течење на струја низ даден отпорник 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:

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

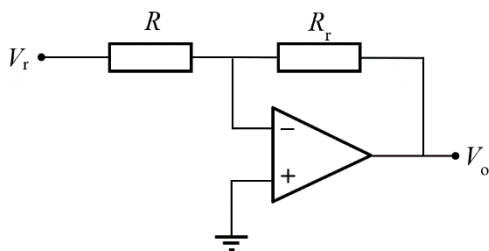
Ако отпорностите R и R_r -ги заменат нивните места во колото се добива:

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

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 е погодно 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 :

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



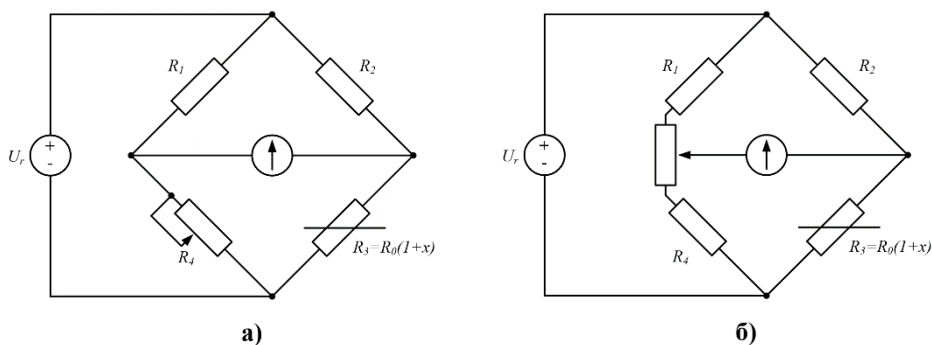
Слика 3.28. Електрично коло за кондиционирање на отпорнички мерни сетила со инвертирачки засилувач

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 вредност 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:

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



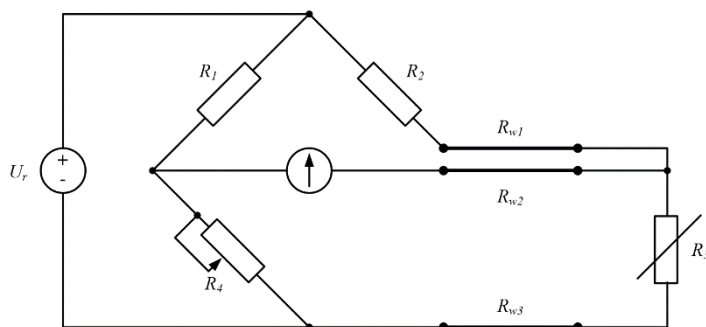
Слика 3.29.а Реализација на Витстонов мост, 3.29.б. Изведба со кое се елиминира контактната отпорност на лизгачот

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.

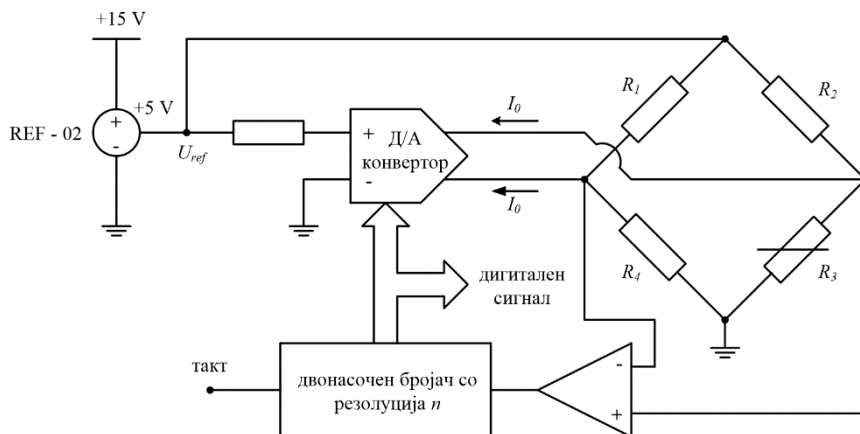
Кај далечинските мерења мора во предвид да се земат отпорностите на долгите кабли кои се додаваат на отпорноста на сензорот. Каблите со мал температурен коефициент α како константан или манганин имаат голема специфична електрична отпорност ($\rho = 4,4m\Omega m$). Обратно, бакарот има мала специфична електрична отпорност ($\rho = 0,17m\Omega m$), но голем температурен коефициент $\alpha = 0,004\Omega / ^\circ K$ 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:

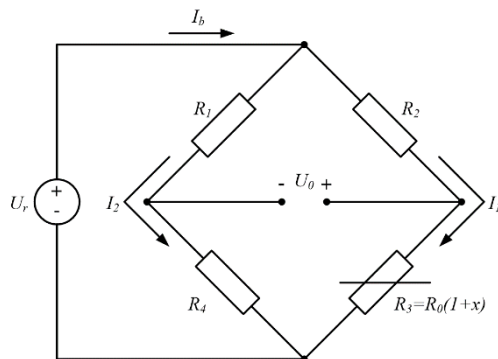
$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad (3.72)$$

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 $\ll k + 1$. Чувствителноста на мостот зависи од x , но зависи и од k и U_r . Ако се

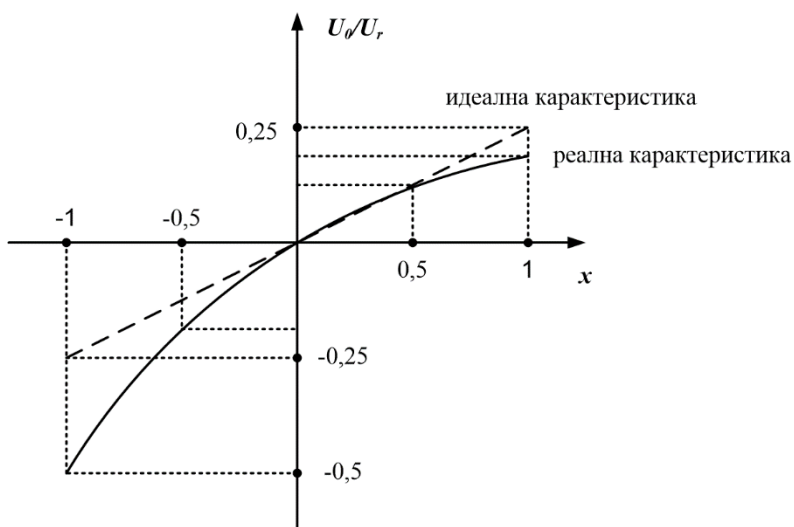
побара прв извод на излезниот напон по отпорноста $R_3 = R_0$ за $x = 0$, за чувствителноста се добива:

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

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:

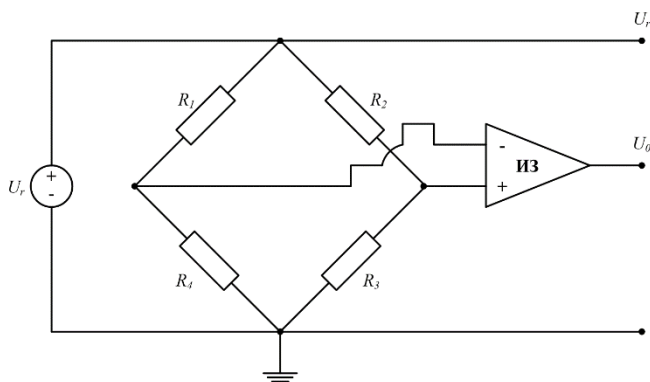
$$U_0 = I_r R_0 \frac{kx}{2(k+1)+x}. \quad (3.76)$$

За да се добие приближно линеарен излез потребно е да е исполнето $x < 2(k+1)$ 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:

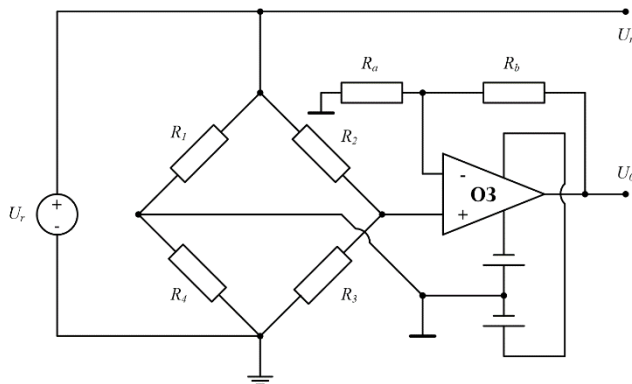
$$x = \frac{4U_0}{U_r} \cdot \frac{1}{1 - \frac{2U_0}{U_r}} \quad (3.77)$$

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.

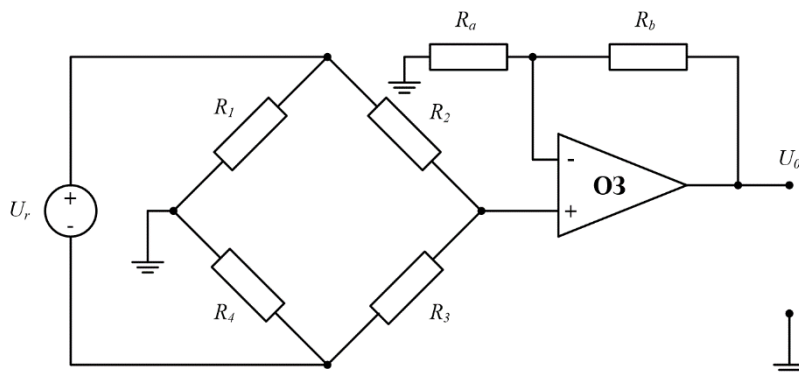
Во најголемиот број примени на Витстоновиот мост за мерење на излезниот сигнал со дигитални системи се користи А/Д преобразувач. Затоа сигналот од Витстоновиот мост мора да се засили да одговара на влезното ниво на А/Д преобразувачот и засилувачот мора да има соодветна влезна импеданса, висока за влезен напонски сигнал и ниска за струен 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.



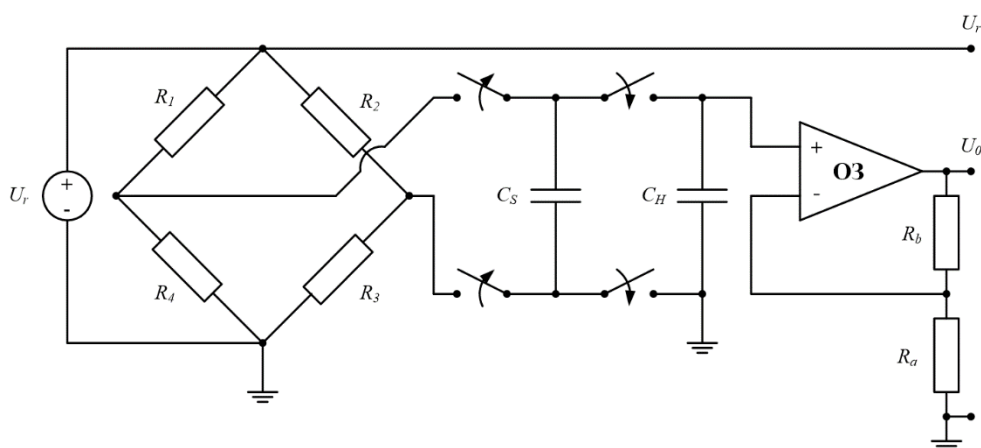
Слика 3.34.а Витстонов мост со инструментациски засилувач



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 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.

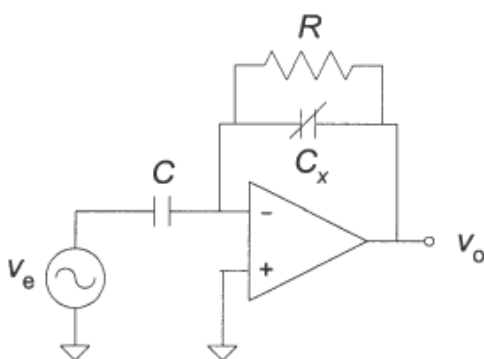
На сл. 3.35 во повратната врска на засилувачот е капацитивно сетило за мерење поместување врз основа на растојанието помеѓу електродите. Низ сетилото тече константна струја, а неговата капацитивност изнесува:

$$C_x = \varepsilon \cdot \frac{A}{d(1+x)} = \frac{c_0}{(1+x)} \quad (3.78)$$

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:

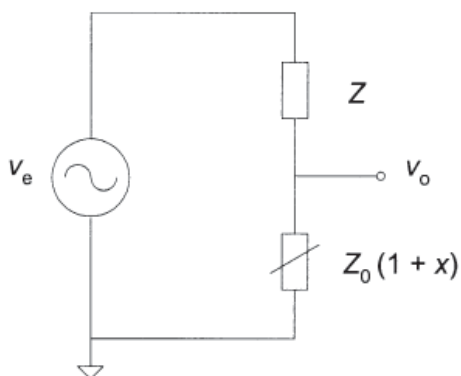
$$U_0 = U_e \cdot \frac{Z_0(1+x)}{Z_0(1+x) + Z_0} = U_e \frac{1+x}{2+x}. \quad (3.80)$$

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

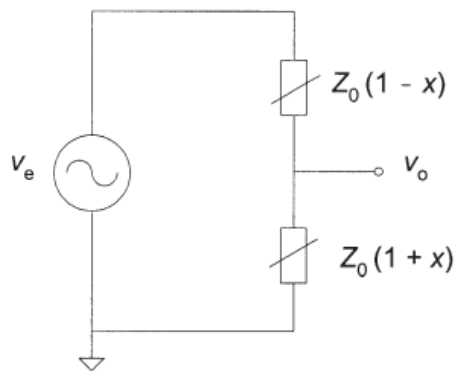
За диференцијални сетила се користи колото на сл. 3.36.б, за излезниот напон се добива:

$$U_0 = U_e \cdot \frac{Z_0(1+x)}{Z_0(1-x) + Z_0(1+x)} = U_e \frac{1+x}{2}. \quad (3.81)$$

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

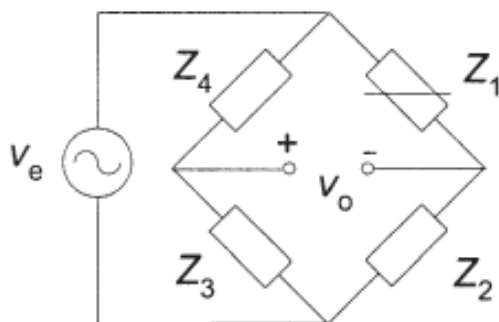
На сл. 3.37 е прикажан мост со едно сетило (четвртина мост), чија импеданса се менува линеарно со мерената величина $\underline{Z}_3 = \underline{Z}_0(1+x)$ и важи $\underline{Z}_0 = \underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 = \underline{Z}_4$. Излезниот напон е:

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

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:

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

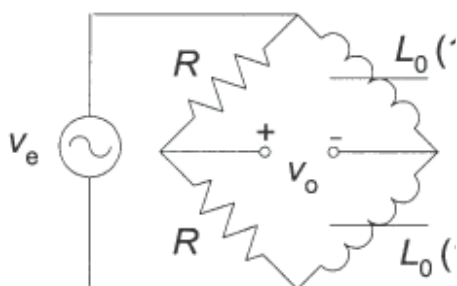
каде што излезниот напон U_0 е пропорционален на x . Уште повеќе кај диференцијалните сетила се поништуваат влијанијата кои се заеднички за двете сетилад (на пр. температурни влијанија), затоа наизменичните мостови се најдобро решение кога се користат диференцијални сетила.



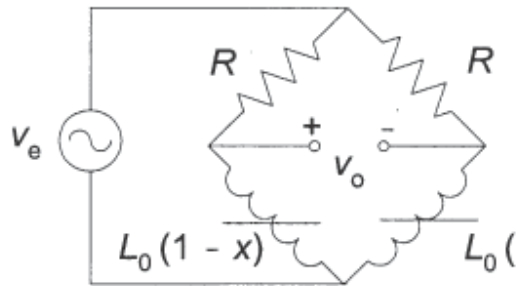
Слика 3.37 Наизменичен мост со едно импедансно сетило

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.

4. Извори на грешки кај мерните системи (интерференција)

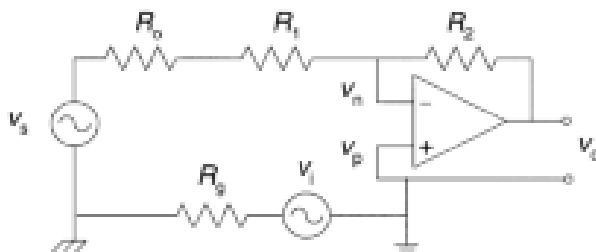
4.1 Типови на интерференција

Интерференција (пречки, шум) се несакани сигнали кои влијаат на мерните системи на тој начин што ги деградираат нивните карактеристики. Со други зборови, интерференцијата е било кој електричен сигнал на излезот од системот или електричното коло, а доаѓа од надворешен извор. Интерференцијата влијае на мерениот сигнал, односно внесува дополнителна грешка во самото мерење. Проблемите со интерференција не се однесуваат само на мерните системи, туку тие се присутни во било кој електронски систем.

Техниките за намалување и елиминирање на интерферентните сигнали зависат од начинот на кои се генерираат овие сигнали. Во зависност дали надворешното влијание доаѓа преку заедничка импеданса, преку електрично или магнетно поле, интерференцијата може да се подели како:

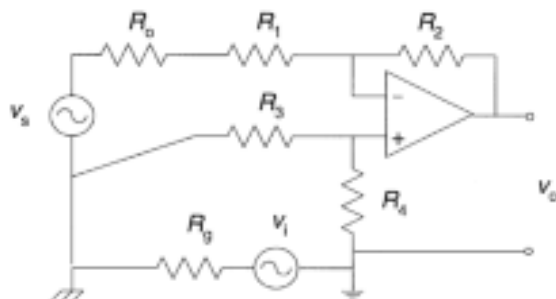
- отпорничка
- капацитивна и
- индуктивна, соодветно.

4.2 Отпорничка интерференција



Слика 4.1. Отпорничка интерференција поради пад на напон помеѓу две одалечени точки на заземјување

На сл.4.1 е прикажана **отпорничката интерференција**. Напонскиот извор U_s е заземјен во точка која е одалечена од заземјувањето на засилувачот. Помеѓу тие две точки секогаш постои потенцијална разлика U_i , која во индустриски средини е најмалку 1 V до 2 V. Падот на напонот U_i може да биде предизвикан и од „талкачките“ струи или повратни струи низ заземјувањето кои доаѓаат од различна електронска опрема.

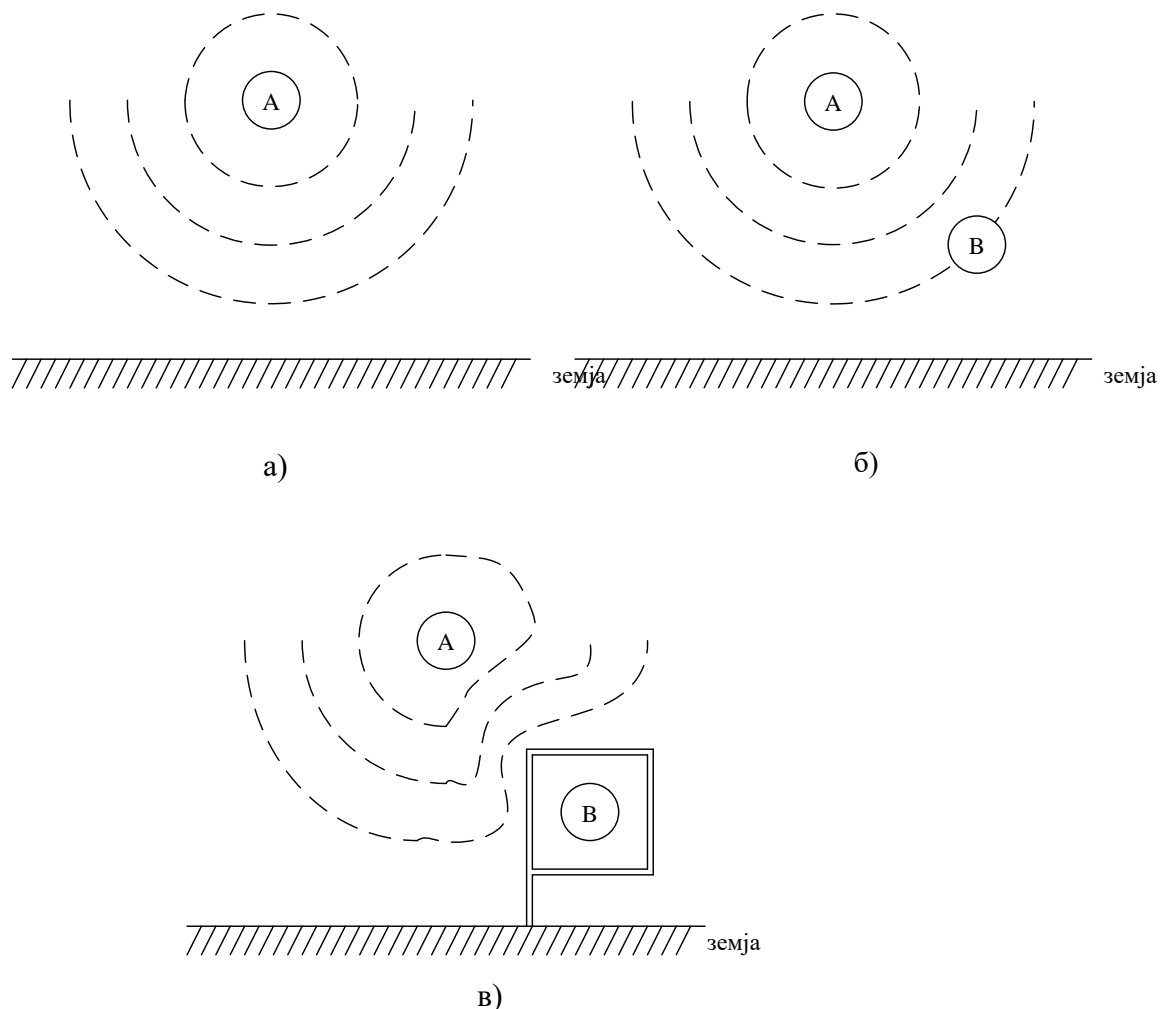


Слика 4.2. Намалување на отпорничката интерференција со диференцијален засилувач

Намалување на отпорничката интерференција може да се постигне со користење на диференцијален засилувач (сл. 4.2). Со ова решение се намалува напонот U_i , но тоа не е одговор на сите можни ситуации. Понекогаш, напонот U_i може да биде превисок и потребно е друго решение.

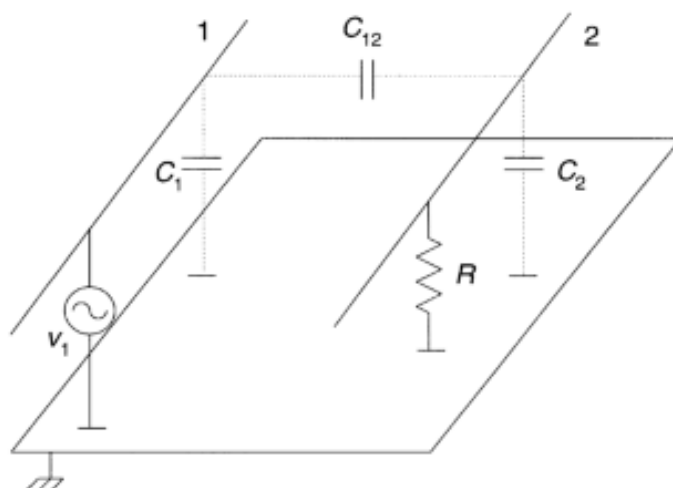
4.3 Капацитивна интерференција

Кога еден проводник А се наоѓа на потенцијал во однос на „земјата“ (се претпоставува дека „земјата“ е со нула потенцијал) околу него постои електрично поле (сл. 4.3.a). Ако друг проводник В, кој е изолиран во однос на „земјата“, се донесе во електричното поле на проводникот А, проводникот В се подигнува на потенцијал кој зависи од неговите димензии и позицијата во полето (сл. 4.3.б). Ако потенцијалот на проводникот А е неизменичен, тогаш во проводникот В ќе се индуцира неизменичен потенцијал. Влијанието на електричното поле се нарекува капацитивна интерференција и може да предизвика значително влијание во мерните кругови, односно дополнителни грешки во мерењата. За да се заштити проводникот В од влијанието на електричното поле од проводникот А потребно е околу проводникот В да се постави оклоп (штит) од проводен материјал кој ќе биде на нулти потенцијал (сл. 4.3.в).

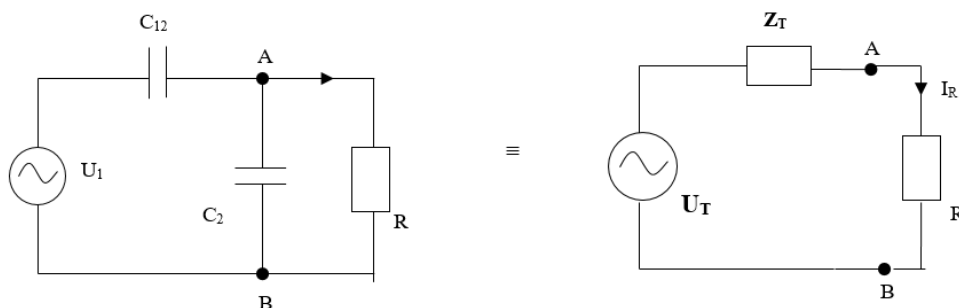


Слика 4.3 Проводници во електрично поле

На сл. 4.4 е прикажан проблемот со **капацитивната интерференција**. Помеѓу било кој пар проводници постои конечна капацитивност. Кога еден проводник (проводникот 1 на сл. 4.4) е на некој напон во однос на трет проводник (на сл. 4.4 третиот проводник е заземјувањето), тогаш напонот на вториот проводник се зголемува во однос на третиот проводник, односно во него се пренесува напон (кој претставува шум - преслушување) во однос на заземјувањето.



Слика 4.4. Модел кој ја опишува капацитивната интерференција помеѓу два проводника



Слика 4.5. Еквивалентна шема за капацитивната интерференција од сл. 4.4

Капацитивноста C_1 може да се занемари бидејќи нема никакво влијание на интерференцијата. Падот на напонот на еквивалентниот влезен отпорник кој ја симулира интерференцијата (односно шумот на проводникот 2) се пресметува со помош на еквивалентното електрично коло заменето со Тевененово коло (сл. 4.5). За еквивалентната Тевененова импеданса Z_T важи:

$$Z_{Th} = \frac{1}{j\omega(C_{12}+C_2)}, \text{ (сериска врска на } C_{12} \text{ и } C_2)$$

а за еквивалентниот Тевененов напон се добива:

$$U_{Th} = \frac{C_{12}}{C_{12}+C_2} \cdot U_1. \quad (4.1)$$

За падот на напонот на отпорникот R се добива:

$$U_R = \frac{U_{Th}}{Z_{Th}+R} \cdot R, \text{ со замена на } U_{th} \text{ и } Z_{th} \text{ следи: } U_R = \frac{j\omega R C_{12}}{1+j\omega R(C_{12}+C_2)} \cdot U_1.$$

За кола со ниска импеданса важи $R \ll \frac{1}{\omega(C_{12}+C_2)}$, следи:

$$U_R \approx j\omega RC_{12}U_1. \quad (4.2)$$

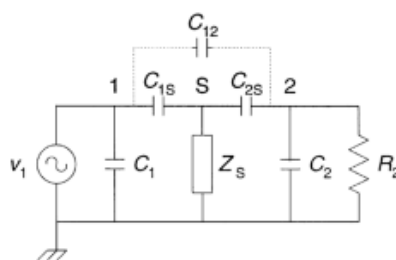
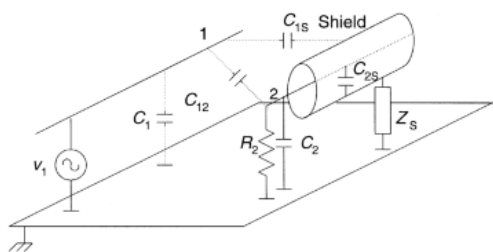
Спротивно, за кола со висока импеданса $R \gg \frac{1}{\omega(C_{12}+C_2)}$ и важи:

$$U_R \approx \frac{C_{12}}{C_{12}+C_2} \cdot U_1. \quad (4.3)$$

За ниски вредности на отпорноста R интерференцијата расте со зголемувањето на фреквенцијата, за големи вредности на R интерференцијата е фреквентно независна. Во двата случаи интерференцијата се зголемува со капацитивноста C_{12} , која е пропорционална на должината на кабелот.

Кај мерните системи вообичаен извор на пречки (интерференција) се електроенергетските мрежи со фреквенција 50 Hz, кои влијаат на приклучните проводници на сензорите. Оваа ситуација се опишува со равенката $U_R \approx j\omega RC_{12}U_1$. За да се намали интерференцијата од електричните мрежи, помеѓу излезот од регулираните напонски извори и заземјувањето се врзува електролитски кондензатор (со вредности од 1 μF до 10 μF) и паралелно со него керамички кондензатор (од 10 nF до 100 nF). Овие кондензатори придонесуваат импедансата на колото да има ниска вредност и покрај зголемената излезна импеданса на напонските регулатори која се менува во зависност од фреквенцијата.

Капацитивноста C_{12} се намалува со оклопување (*shielding*) на проводникот или електричното коло, што значи ставање на проводникот во електрично проводен материјал кој е поврзан на константен напон, односно најчесто е заземјен (види сл. 4.6).



Слика 4.6. Оклопување на проводник 2 Слика 4.7. Еквивалентно коло од сл. 4.6

Проводникот 2 не е целосно оклопен, што и реално е случај, бидејќи има најмалку еден влез и еден излез кои се галвански поврзани со други проводници. Ако е задоволен условот $R_2 \gg \frac{1}{\omega C_2}$ на разгледуваните

фреквенции, важи еквивалентното електрично коло дадено на сл. 4.7. Ако импедансата оклоп-према- маса Z_S е ниска, следи:

$$U_{R_2} \approx \frac{C_{12}}{C_{12}+C_{2S}+C_2} \cdot U_1, \quad (4.4)$$

каде C_{12} е многу помало од случајот кога не се користи оклоп, бидејќи во оваа капацитивност влегуваат деловите од електричното коло кои се надвор од оклопот.

На овој начин интерференцијата, напонот U_{R_2} е значително намален. Во практиката оклопот е всушност жичена мрежа, а ефикасноста на оклопувањето зависи од големината на окцата, погуста мрежа значи поефикасно оклопување. Може да се заклучи дека оклопот е ефикасен кога важи $Z_S \ll \frac{1}{(\omega C_{1S})}$. Ако е исполнето $R_2 \leq 1/(\omega C_2)$ и Z_S е доволно мало се добива изразот:

$$U_{R_2} \approx \frac{j\omega R_2 C_{12}}{1+j\omega R_2(C_{12}+C_{2S}+C_2)} \cdot U_1. \quad (4.5)$$

Во случај кога е исполнето $R \ll \frac{1}{\omega(C_{12}+C_{2S}+C_2)}$ се добива:

$$U_{R_2} \approx j\omega R_2 C_{12} U_1. \quad (4.6)$$

Напонот U_{R_2} (интерференцијата) е директно пропорционална на капацитивноста C_{12} , која сега е многу мала. Оклопувањето е ефикасно само ако оклопот е поврзан на константен напон. И во случај кога C_{12} е нула постои интерференција.

4.4 Индуктивна или магнетна интерференција

Индуктивна или магнетна интерференција постои кога струја од некое електрично коло индуцира напон во разгледуваното мерно коло. Врската на струјата и магнетниот флуks кој е последица на струјата е дадена со меѓуиндуктивитетот M :

$$M = M_{12} = M_{21} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} = \frac{\Phi_{21}}{I_2}. \quad (4.7)$$

Во општ случај, како последица на магнетниот флуks во затворена контура со површина S се индуцира напон даден со равенката:

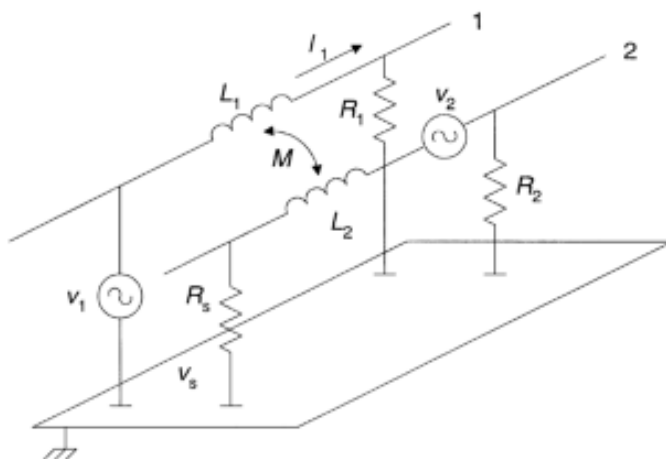
$$u_2 = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}. \quad (4.8)$$

Ако затворената контура е статичка и магнетната индукција \vec{B} се менува синусоидално со кружна фреквенција ω се добива:

$$U_2 = j\omega BS \cos \theta, \quad (4.9)$$

каде θ е аголот помеѓу векторите \vec{B} и \vec{S} .

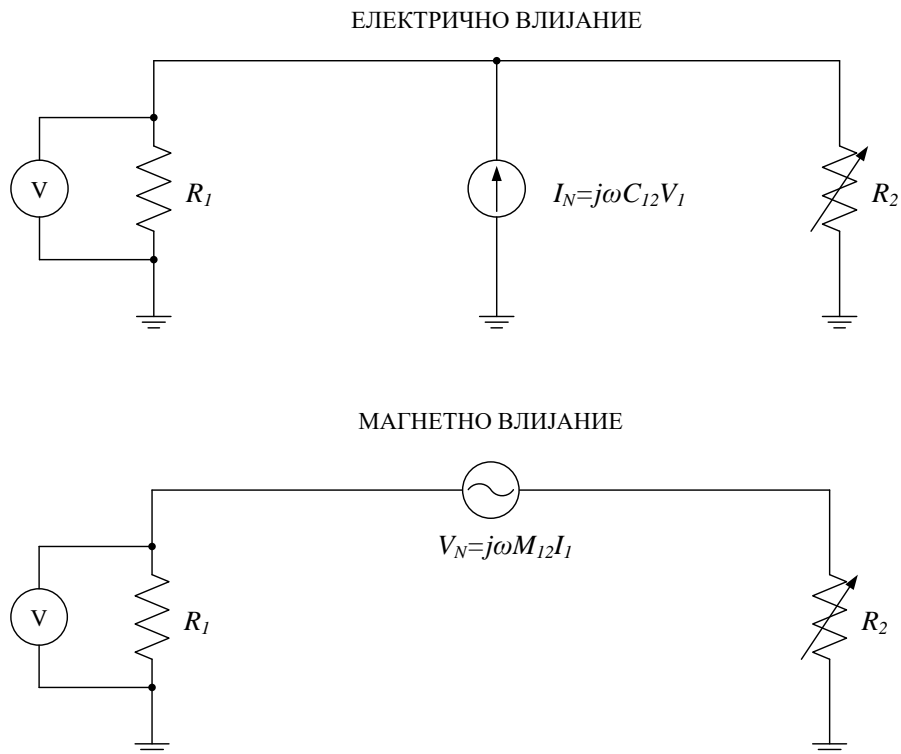
Према тоа, на сличен начин како во случајот на капацитивната интерференција, струјата I_1 која тече во електричното коло 1 индуцира напон U_2 во колото 2, како што е претставено на сл. 4.8. Во овој случај интерференцијата е секогаш пропорционална на фреквенцијата (кај капацитивната интерференција пропорционалност постои само на ниските фреквенции) и независна од импедансата на колото 2 (капацитивната интерференција се зголемува со зголемување на импедансата на колото 2).



Слика 4.8. Модел кој ја опишува индуктивната интерференција помеѓу две електрични кола

За да се намали индуцираниот напон величините B , S и $\cos\theta$ мора да се намалат. Магнетната индукција може да се намали со физичко оделување на колата или со усуквање на проводниците на изворното коло, така да струјата тече низ усукан пар проводници, а не низ земјата. Вообичајно решение е да се намали површината S , што истотака се прави со усуквање на каблите на второто коло. Намалување на $\cos\theta$ се прави со реориентација на двете електрични кола, изворното и приемното коло. Користењето на провиден оклоп околу проводникот 2 не го решава проблемот со магнетната интерференција, бидејќи оклопот ќе се подигне на напон $U_S = j\omega M_{1S} I_1$, или ќе има вредност нула ако едниот крај е заземјен, но напонот U_2 нема да се намали.

Разликата помеѓу капацитивната и индуктивната интерференција е прикажана на слика 4.9. Кај капацитивната интерференција струјата на шумот се добива помеѓу приемниот спроводник и земја, а кај индуктивната интерференција напонот на шумот е во серија со приемниот спроводник.



4.9 Еквивалентни електрични кола за капацитивна и индуктивна интерференција

4.5 Заземјување на мерни кола

Заземјувањето е примарен начин да се минимизираат несаканите шумови и пречки. Заземјувањето заедно со соодветно поврзување на мерните инструменти може во голема мерка да ги елиминира несаканите шумови. Заземјувачкиот систем мора да биде проектиран кога се проектира опремата, со што се избегнуваат проблемите со шумовите кои може да се јават кога опремата ќе се стави во функција.

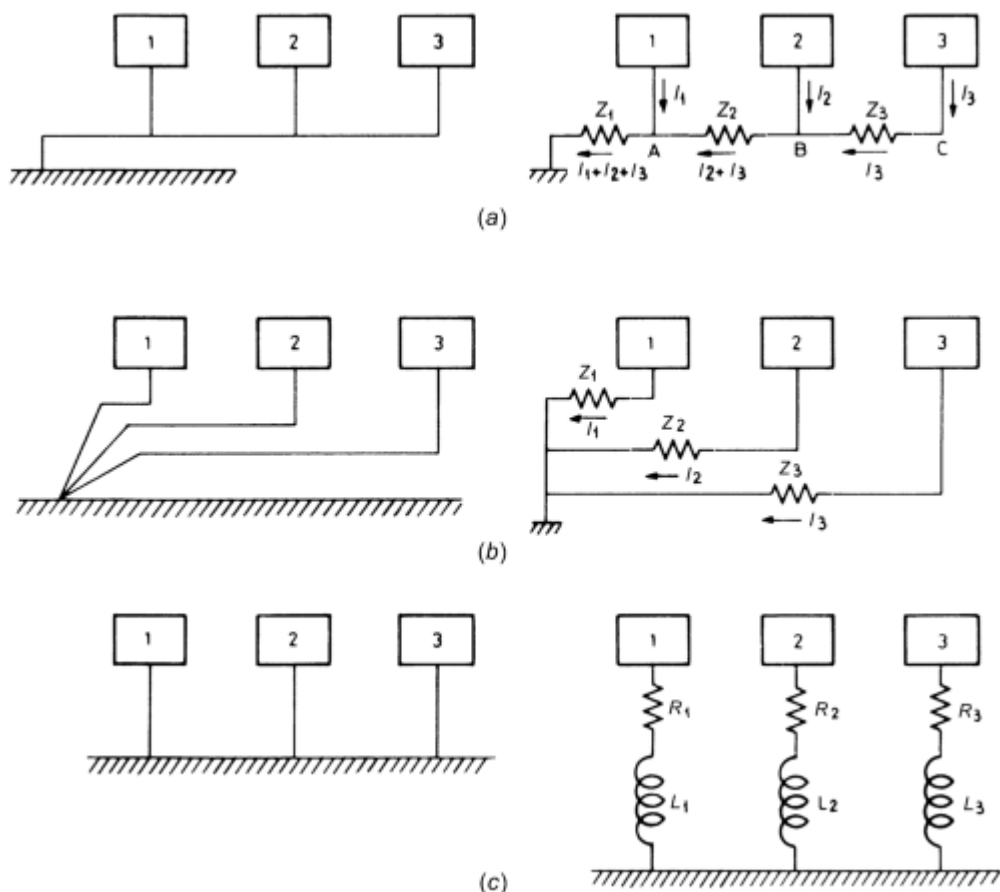
Заземјувањето има две функции: (1) заштита од појава на високи напони на допир при дефект, кои може да бидат опасни по животот на човекот и (2) заземјување на мерни кола со цел да се спречи појава на шумови и пречки во истите. Заземјувањето заради заштита од дефект е најчесто преку мала импеданса или директно. Ова заземјување е на потенцијалот на земјата, а заземјувањето на мерните кола може да биде, но не мора на потенцијалот на земјата. Во многу случаи заземјувањето заради заштита од дефект е во точка која не е соодветна за заземјувањето на мерните кола, што додатно ги комплицира проблемите со заземјувањето.

Заземјувањето е точка или еквипотенцијална рамнина која служи како референтна за напоните во електричното коло или системот. Со заземјување на електричното коло или системот мора да се намалат напоните кои се шум, а се генерираат од струи кои течат низ затворени контури. Мора да се избегнуваат затворени контури со заземјувањето (*ground loops*) бидејќи тие се подложни на магнетна интерференција и на потенцијални разлики помеѓу различни точки на заземјувањето.

На сл. 4.10. се прикажани три различни методи за заземјување и нивните еквивалентни електрични кола. Првиот метод е сериско заземјување во една точка (сл. 4.8.а). Во овој случај струите кои течат во земја од секое коло или уред, предизвикуваат падови на напони што резултира во различни референтни точки за секое коло, важи:

$$\begin{aligned}U_A &= (I_1 + I_2 + I_3)Z_1, \\U_B &= (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2, \\U_C &= (I_1 + I_2 + I_3)Z_1 + (I_2 + I_3)Z_2 + I_3Z_3.\end{aligned}\tag{4.10}$$

Бидејќи излезните сигнали од секое коло се реферираат во различни точки, ова може да биде извор на интерферентни сигнали. Овој метод на заземјување треба да се избегнува секогаш кога колата се напојуваат од различни извори.

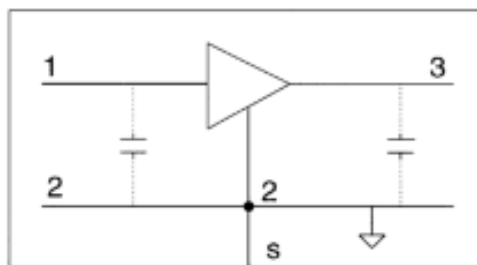


Слика 4.10. Различни методи за заземјување и еквивалентните електрични кола;
 а) Сериско заземјување во една точка, б) паралелно заземјување во една точка,
 в) паралелно заземјување во повеќе точки

На сл.4.10.б е дадено паралелно заземјување во една точка. Кај ова заземјување се користат поголем број проводници, но се надминуваат проблемите кои се јавуваат кај сериското заземјување. Овој метод се препорачува кога се работи за ниско-фреквентно заземјување. За високо фреквентни кола (>10 MHz) се препорачува заземјување во повеќе точки (сл. 4.10.в), бидејќи се добива ниска импеданса на заземјување.

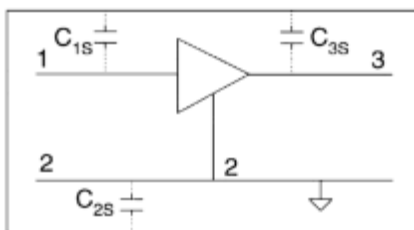
4.6 Заземјување на оклоп

Кога се оклопуваат засилувачи, оклопот мора да биде поврзан на референтниот напон за оклопеното коло, без разлика дали тоа е заземјено или не. На сл. 4.11 е прикажано правилното поврзување. Ако оклопот не е поврзан со референтниот напон или е поврзан на различен напон, на излезот од засилувачот се појавува паразитен повратен напон према неговиот влез, кој може да предизвика и осцилации на напојниот напон.

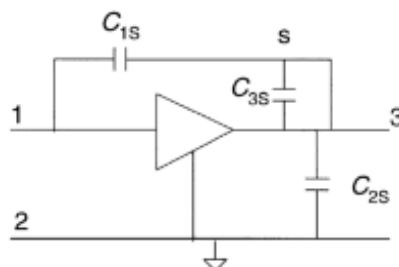


Слика 4.11. Оклопување на засилувач – правилно приклучување на оклопот

На сл. 4.12.а е прикажано решение кога оклопот не е поврзан со мерното коло. На сл. 4.12.б е еквивалентното електрично коло. Преку кондензаторот C_{1s} се остварува директна повратна врска, заради која колото може да осцилира.

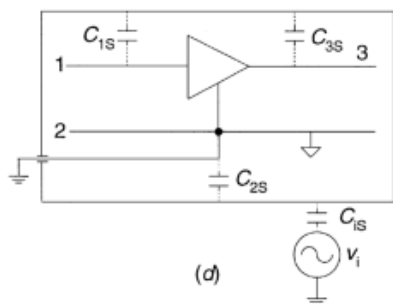


Слика 4.12.а Неправилно приклучување на оклоп

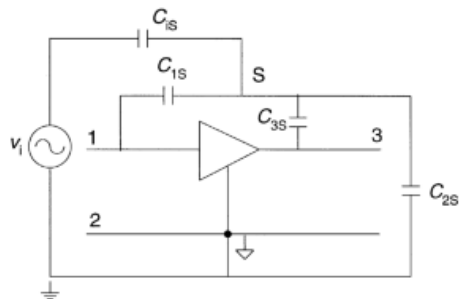


Слика 4.12.б Еквивалентно електрично коло за решението од сл. 4.12.а

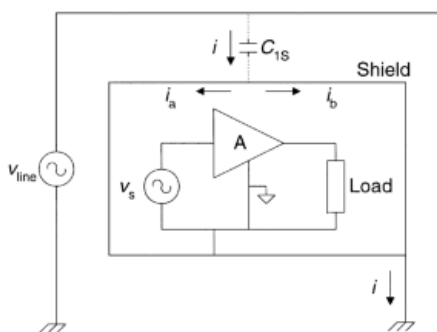
На сл. 4.13.а е прикажано мерно коло кое е заземјено но оклопот не е поврзан, на сл. 4.13.б е еквивалентното електрично коло. Во овој случај не се елиминира надворешната интерференција напонот U_i , со што проблемот не е решен. Од сл. 4.13.б се гледа дека влијанието на напонот U_i е минимално кога C_{2s} е многу мало.



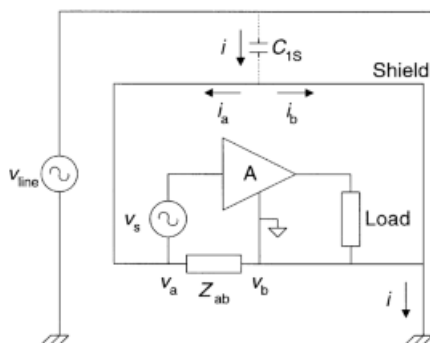
Слика 4.13.а Заземјено мерно коло, но оклопот не е заземјен



Слика 4.13.б Еквивалентно електрично коло за решението од сл. 4.13.а



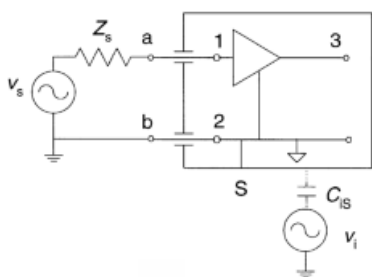
Слика 4.14.а Оклоп и мерно коло поврзано во една точка



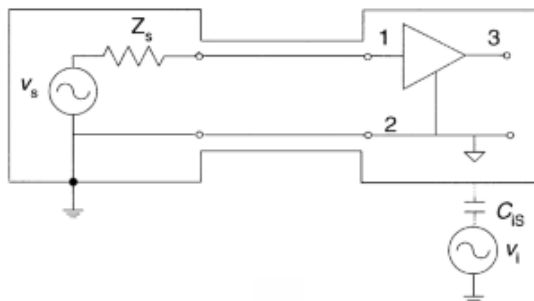
Слика 4.14.б Појава на отпорничка интерференција i_a - i_b

Кога се заземјува оклопот на засилувач, внатрешното мерно коло мора да биде поврзано со оклопот во една точка, како на сл. 4.14.а. Со ова решение се елиминира влијанието од електроенергетските мрежи. Во спротивно, ако мерното коло е поврзано со оклопот во две или повеќе точки се ризикува појава на интерферентни струи, помеѓу различните точки на поврзување постои потенцијална разлика, како на сл. 4.14.б.

Затоа е потребно внимателно да се избере точката на поврзување на оклопот со мерното коло, за да се избегне мерниот сигнал да тече по иста патека заедно со струите кои се последица на интерференцијата. Ако е поврзан оклопот на засилувачот со мерното коло како на сл. 4.13.а, тогаш интерферентниот напон u_i предизвикува течење на струја кон заземјувањето преку кондензаторот C_{1s} и S -2- b . Проблем е што мерниот сигнал поминува низ 2- b . Затоа е подобро да се поврзе мерното коло со оклопот како на сл. 4.15.б.



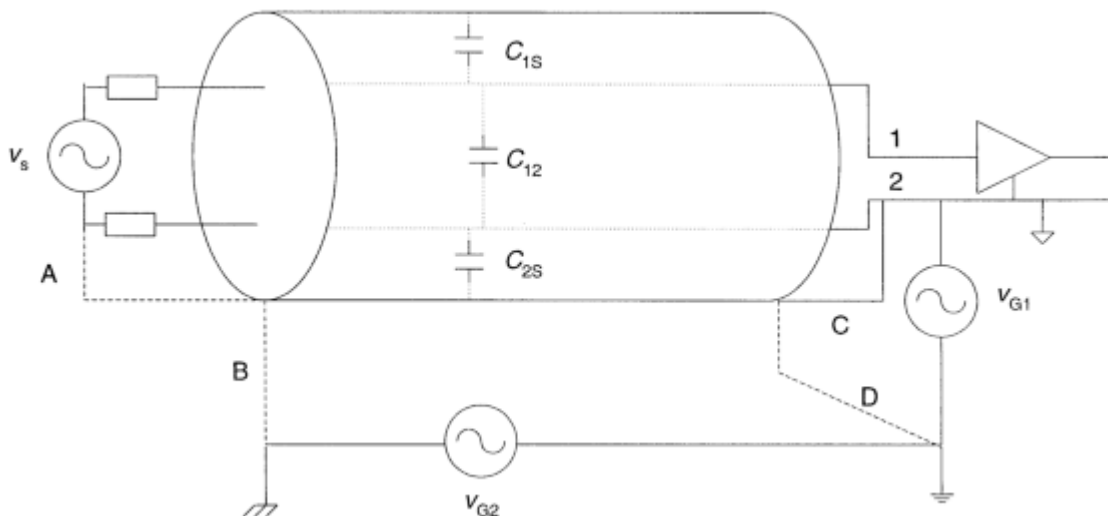
Слика 4.15.а Избор на точка за заземјување за оклопот, патеката 2-b е заедничка за сигналот и интерферент-ната струја



Слика 4.15.б Надворешната интерферентна струја следи патека различна од патот на сигналот

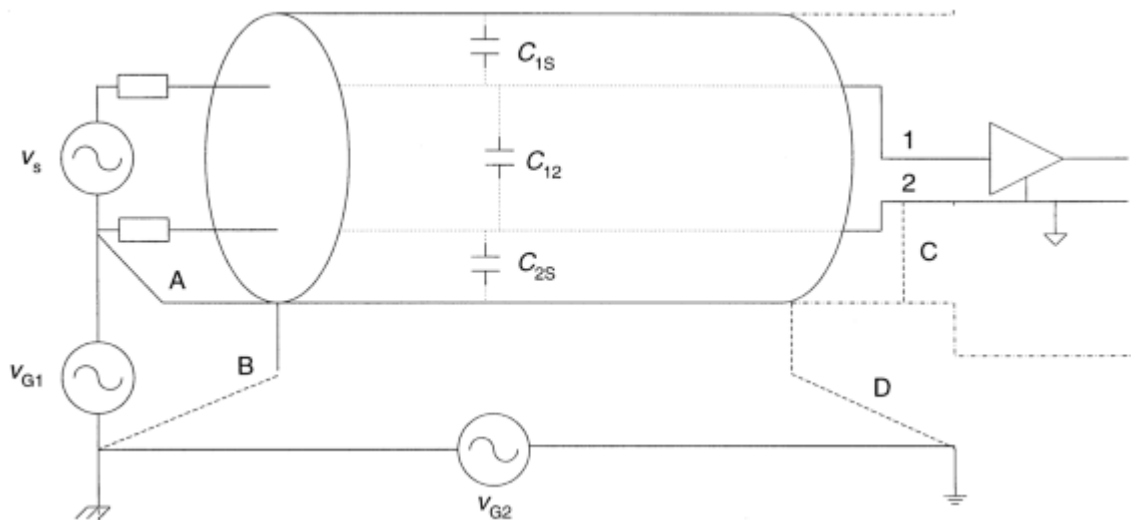
Во овој случај струите кои се последица на интерферентните напони немаат заедничка точка со мерените сигнали.

Честопати се поставува прашањето каде да се поврзат мерното коло и оклопот, на страната на мерениот сигнал или на страна на засилувачот. Ако мерениот сигнал не е заземјен, а засилувачот е заземјен, најдобро решение е да се поврза оклопот со референтниот влез на засилувачот линија C на сл. 4.16. Ако поврзувањето е на страна на мерениот сигнал линија A, тогаш интерферентните струи заедно со мерениот сигнал ќе течат во земја. Ако оклопот е заземјен преку B и D повторно се јавуваат интерферентни струи.



Слика 4.16. Заземјување на оклопот кога засилувачот е заземјен, а мерениот сигнал не е заземјен

Поврзување помеѓу оклопот и влезот во засилувачот се практикува и кога засилувачот не е заземјен. Ако мерениот сигнал е заземјен, а влезот во засилувачот не е заземјен, подобро е оклопот да се заземји на страна на мерениот сигнал, линија А како на сл. 4.17. **Поврзувањето со проводникот С е најлошо и не смее да се користи**, бидејќи сите интерферентни струи заедно со мерениот сигнал од „2“ ќе течат кон заземјувањето. Поврзувањата со проводниците В и D исто така овозможуваат појава на интерферентни напони.



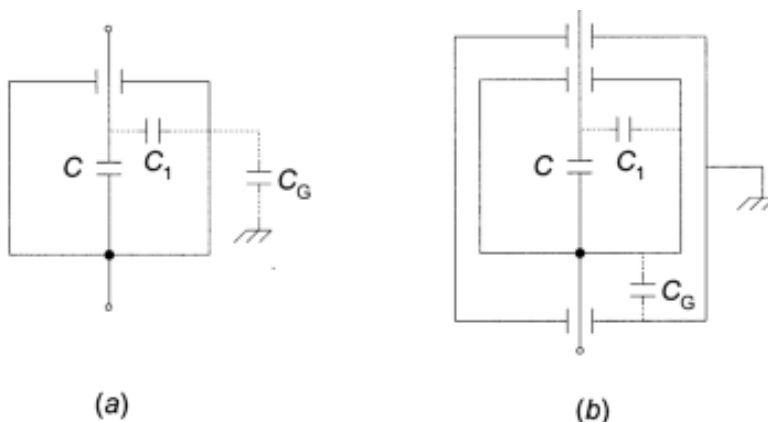
Слика 4.17. Заземјување на оклопот кога мерениот сигнал е заземјен, а засилувачот не е заземјен

4.7 Електростатско и активно оклопување

Некои капацитивни сензори имаат голема импеданса, така да не може да се занемарат паразитните капацитивности помеѓу сензорот и неговата околина. Овие паразитни капацитивности се менуваат кога сензорот се поместува спрема блиските проводници, што доведува до појава на интерференција.

Капацитивните сетила се оклопуваат за да нивната капацитивност биде константа во присуство на било какви промени на електричната околина на сетилото. На сл. 4.18.a е прикажано оклопување на сетилото со еден оклоп, а на сл. 4.18.б оклопување со двоен оклоп. Вкупната капацитивност на сл. 4.18.a е $C_{vk} = C + C_1$ и останува константа, додека C_G се менува во зависност од релативната положба на проводниците. Ако

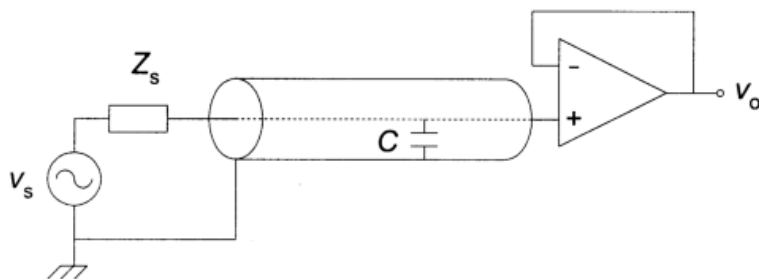
терминалот за заземјување е дел од мерното коло, капацитивноста C_G ќе предизвика грешка.



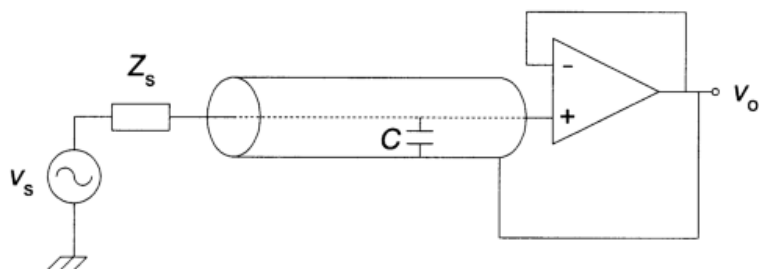
Слика 4.18. Оклопување со еден оклоп (а) и оклопување со двоен оклоп (б)

Затоа, се користи двојно оклопување како на сл. 4.18.б, бидејќи капацитивноста C_G останува константа и кога блиските проводници се поместуваат.

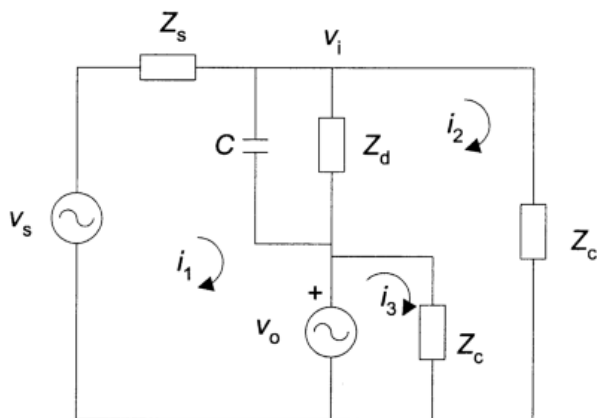
Оклопувањето не ги редуцира паразитните капацитивности, туку ги одржува константни. Во суштина оклопувањето ги зголемува вредностите на паразитните капацитивности, особено кога се користат коаксијални (околопени) кабли помеѓу сетилото и засилувачот, како што најчесто се прави. Ова зголемување на капацитивноста ја намалува чувствителноста на мерното коло.



Слика 4.19. Заземјување на оклоп кај коаксијален кабел



Слика 4.20 Активно оклопување



Слика 4.21 Еквивалентно електрично коло за сл. 4.20

Наместо да се заземјува оклопот, паразитните капацитивности може да са намалат со поврзување на напон, техника позната како активно оклопување (на англ. *driven shield*). На сл. 4.19 е прикажано заземјување на оклопот кај коаксијален кабел, капацитивноста C е паралелна на мерениот сигнал U_s и влезната импеданса Z_s на засилувачот. На сл. 4.20 е прикажано активно оклопување, оклопот е поврзан на излезниот напон U_0 од засилувачот. Од еквивалентното електрично коло на сл. 4.21 следи:

$$U_0 = A_d \cdot (U_p - U_0) = A_d \cdot (I_2 Z_c - U_0),$$

$$U_s = I_1(Z + Z_s) - I_2 Z + U_0, \tag{4.11}$$

$$0 = -I_1 Z + I_2(Z + 2Z_c) - I_3 Z_c,$$

$$U_0 = (I_3 - I_2)Z_c,$$

каде $Z = Z_d / (1 + j\omega C \cdot Z_d)$. Од равенките се добива влезната импеданса на засилувачот:

$$\frac{U_s}{I_1} = (A_d + 1) \cdot \frac{Z \cdot Z_c}{Z + Z_c}.$$

Од равенката се гледа дека влезната капацитивност на кабелот е редуцирана со коефициент и повисок од засилувањето на засилувач без повратна врска. Ова намалување е за вредности од 10^6 и повисоки за еднонасочни величини, до вредности помеѓу 10 и 100 на 1 MHz кај широко-појасни засилувачи. Колку што е повисока вредноста на A_d при работна фреквенција, поголема е редуцијата на паразитните капацитивности.

Користена литература

- [1] A. Morris, R. Langari “*Measurement and instrumentation, theory and application*”, Butterworth-Heinemann; 1 edition (September 26, 2011)
- [2] Keithley instruments “*Data acquisition and control handbook, a guide to hardware and software for computer-based measurement and control*”, Kethley Instrument; First Edition edition (2001)
- [3] P. Purkait, B. Biswas, S. Das, C. Koley “*Electrical and electronics measurements and instrumentation*”, McGraw Hill Education (India) Private Limited (2013)
- [4] J. Fraden “*Handbook of modern sensors*”, fourth edition, Springer (2010)
- [5] R. Northrop “*Introduction to instrumentation and measurements*” second edition, Taylor & Francis Group, LLC (2005)
- [6] National Instruments “*Data acquisition and signal conditioning course manual*”, National Instruments Corporation (2003)
- [7] J. Webster “*The measurement, instrumentation and sensors handbook*” CRC Press LLC (1999)
- [8] S. Tumanski “*Principles of electrical measurement*” , Taylor & Francis Group, LLC (2006)
- [9] R.P.Areny, J. Webster “*Sensors and signal conditioning*”, second edition, John Wiley & sons, inc. (2001)
- [10] Ц. Гавровски “*Основи на мерна техника*” второ издание, Факултет за електротехника и информациски технологии (2001)
- [11] H. Ott “*Noise reduction techniques in electronic systems*” second edition, John Wiley & sons, inc. (1988)
- [12] F. Reverter, R. P. Areny, “*Direct Sensor to Microcontroller Interface Circuits*”, Marcombo, Barselona (2005)
- [13] K. M. Daugherty, “*Analog to Digital Conversion, A Practical Approach*”, McGraw-Hill, New York (1995)
- [14] Ж. Коколански “*Подобрување на метролошките карактеристики кај дигитални мерни системи базирани на временско-дигитална конверзија*”, докторска дисертација, Факултет за електротехника и информациски технологии (2013)