ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ВАРНА

инж. Станимир Красимиров Станков

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА УСЪВЪРШЕНСТВАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИТЕ ИЗМЕРВАТЕЛНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ ЗА РЕЗИСТИВНИ СЕНЗОРИ

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация за получаване на образователна и научна степен „Доктор”

Научен ръководител: доц. д-р инж. Христо Иванов Гигов

Рецензенти:

1. .....

2. .....

ВАРНА, 2015 г.

Дисертационният труд е обсъден на 10.07.2015г. в катедра ”Електронна техника и микроелектроника” и е насочен за защита.

Автор: инж. Станимир Красимиров Станков

Заглавие: „Изследване на възможностите за усъвършенстване на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори”

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ВАРНА

инж. Станимир Красимиров Станков

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА УСЪВЪРШЕНСТВАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИТЕ ИЗМЕРВАТЕЛНИ ПРЕОБРАЗУВАТЕЛИ ЗА РЕЗИСТИВНИ СЕНЗОРИ

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация за получаване на образователна и научна степен „ДОКТОР”

ВАРНА, 2015 г.

Дисертационния труд съдържа 214 страници, включително 72 фигури, 7 таблици и 2 приложения, оформени в 4 глави, изводи и списък на използваната литература от 129 заглавия, от които 13 на кирилица и 116 на латиница.

Означенията на фигурите и формулите в автореферата съвпадат с тези от дисертацията.

Защитата на дисертационния труд ще се състои на .....г. от ..... ч. в ..... на открито заседание на жури, сформирано със заповед на Ректора №...../.....г.

Материалите по защитата (дисертацията, рецензиите и становищата) са на разположение на интересуващите се във ФД „Докторанти”, стая 318НУК.

ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Актуалност на проблема

Едни от най-често срещаните приложения на аналоговите електронни устройства е в областта на измерването и преобразуването на параметъра на различни видове сензори. В съвременната техника, едни от най-широко разпространените сензори за измерването на многообразни физични процеси са резистивните сензори. През годините, редица учени и инженери в областта на измервателната електроника, са работили в посока на развитието на схемотехнични решения за преобразуването на резистивните сензори, следствие на което към настоящия момент в литературата са известни многобройни публикации по тематиката. Въпреки това, интензивното развитие на електронните устройства през последните години, от водещи фирми в областта на проектирането и производството на интегрални аналогови и аналогово-цифрови схеми с високи технико-икономически показатели и производителност, предполага разработката на усъвършенствани и нови функционални преобразуватели за резистивните сензори.

Проблем

Подобряване на параметрите и характеристиките на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори, в посока на повишаване на точността и производителността, намаляване на консумацията, обема и цената на устройствата.

Цел и задачи на изследването

Целта на изследването е анализ на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори и изследване на възможностите за тяхното усъвършенстване и развитие.

За постигането на поставената цел е необходимо да се решат следните основни задачи:

- Разработка на класификация на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори и провеждането на пълен сравнителен и критичен анализ на известните схемни решения на този клас преобразуватели;
- Разработка на методики за аналитично и симулационно изследване на схемните решения за резистивни сензори, с цел подобряване на характеристиките и параметрите, включително и автоматизиране на изследванията;
- Усъвършенстване на преобразувателите за резистивни сензори с амплитудна модулация и инвариантност към съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване;
- Разработка и реализиране на методика за аналитично проектиране на измервателните преобразуватели с линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори;
- Разработка на обобщени схемни решения и алгоритми на работа, както и препоръки и методики за проектиране на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с резистивни сензори;
- Развитие и усъвършенстване на измервателните преобразуватели с разгъващо преобразуване за резистивни сензори, в посока на реализирането на нови схемни решения, които осъществяват основните изисквания към електронните схеми за тези преобразуватели, а именно измерване на изменението на съпротивлението на сензора, ограничаване на разсейваната мощност върху сензора, линеаризиране на функционалната зависимост на сензора, както и елиминиране на влиянието на съединителните проводници;
- Развитие и усъвършенстване на измервателните преобразуватели с разгъващо преобразуване за мостови и полумостови резистивни сензори, в посока на реализирането на нови схемни решения, които осъществяват основните изисквания към електронните схеми за тези преобразуватели, а именно измерването на двустранни натоварвания на резистивния мост, елиминиране на влиянието на паразитните параметри на съединителната линия, както и повишаване точността на преобразувателите.

Обект и предмет на изследването

Обектът на изследването в дисертационния труд са електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори.

Предметът на изследването е подобряване на параметрите и характеристиките на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори.

Методи, използвани при изследването

При реализирането на дисертационния труд са използвани следните методи и научно-изследователски техники:

- Аналитични методи за изследване, описание и представяне на поведението на електронните схеми;
- Използване на софтуерни продукти (MatLab, Altium Designer, OrCad PSpice, LabView) за симулация, проектиране, изследване и управление на измервателните преобразуватели;
- Проектиране и конструиране на разработваните електронни блокове, следвайки натрупаният технологичен и конструкторски собствен опит и опита на водещи фирми в областта, както и в посоката на създаване на решения в посока на стандартизация;
- Разработка на компютърни софтуерни програми за автоматизиране и цялостно управление на процеса на проектиране и изследване на преобразувателите и на реализираните експериментални постановки;
- Експериментални изследвания;
- Сравняване на аналитичните, симулационните и експерименталните изследвания с цел оптимизиране и усъвършенстване;
- Апробация на създадените решения в практиката.

Място на изследването

Изследванията в дисертационния труд са научни, теоретични, симулационни и експериментални и са извършени в лабораториите на Технически Университет - Варна и фирма „Техносенс” ООД.

Научна новост на изследването

Научната новост на изследването се състои в:

- Разработката на класификация на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори;
- Реализирането на методика за аналитично проектиране на електронните измервателни преобразуватели с линеаризация на характеристиката на терморезисторните сензори;
- Разработката на обобщена структурна схема за преобразуватели с честотна модулация и работа с резистивни сензори;
- Разработката на метод за линеаризиране на функционалната зависимост на сензора при преобразувателите с честотна модулация;

Практическа ценност на изследването

Практическата ценност на изследването се състои в провеждането на пълен схемотехничен преглед и анализ на известните схемни решения за резистивни сензори, както и разработването на крайни схемни решения на измервателни преобразуватели с амплитудна и честотна модулация за измерването на параметъра на резистивните сензори.

Апробация на изследването

Основните постижения и резултати от дисертационния труд са докладвани и публикувани в следните научни форуми и научни списания:

- Трета научна конференция „Дни на науката на ТУ – София”;
- Годишници на Технически Университет Варна;

- Трети международен научен конгрес „Науката и образованието в бъдещето” - 50 години Технически Университет - Варна;
- Международна научна конференция, Севастопол, Украйна;
- Втора юбилейна научна сесия, 25 години Висше техническо образование в град Добрич;
- Известия на съюза на учените- Варна, серия „Технически Науки” 2012;
- Списания „Електроника и Електротехника”;
- Списание „Компютърни науки и комуникации”, Бургаски Свободен Университет;
- Вісник СевНТУ, Севастопол, Украйна, 2014;
- Заявки за патент, публикувани в официален бюлетин на патентното ведомство на РБългария;

Част от резултатите, получени при изследването на дисертационния труд, са внедрени в практиката:

- Една авторска разработка на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение е използвана за проектирането на схемно решение за измерването на температура с терморезисторни сензори, публикувана и разпространяването от компанията „Analog Devices” Inc. Посоченият преобразувател е внедрен и в производството на част от промишлените процес-контролери и трансмитери на фирма „Техносенс” ООД.

Публикации по дисертационния труд

Направени са общо 16 публикации по дисертацията, 5 в научни конференции, 7 в научни списания и периодики, 4 в официален бюлетин на патентното ведомство на РБългария. Три от публикациите са самостоятелни.

СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

УВОД

Съвременните експериментални изследвания в науката и автоматичното управление, както и контролирането на технологичните процеси в техниката и промишлеността са немислими без многочислени измервания на голям брой и разнообразни физични величини. В повечето случаи тези измервания се извършват с помощта на първични измервателни преобразуватели, наречени в литературата сензори. Първичните измервателни преобразуватели се класифицират по различни признаци, като в съвременната техника съществуват многобройни по вид сензори. Въпреки голямото разнообразие на съществуващите първични измервателни преобразуватели, резистивните сензори са едни от най-разпространените за измерването, управлението и контролирането на процеси в промишлеността, автомобилната индустрия, самолетостроенето, медицинската електроника, битовата електроника и др. Те са технологично лесни за изработка, като същевременно са известни разнообразни резистивни сензори за измерването на многобройни физични величини, което довежда до икономическата целесъобразност при използването им. Освен това, измервателните вериги за резистивните сензори са сравнително прости за изграждане и реализиране чрез съвременната база от електронни компоненти, в сравнение с останалите сензори.

За измерването на параметъра на резистивните сензори, който е носител на информацията, се използват електронни измервателни преобразуватели за преобразуването на неенергетичния сигнал на резистивните сензорите в аналогов или цифров електрически сигнал, който лесно може да бъде регистриран и преобразуван, ако е необходимо, от съвременните електронни системи. През годините много от изследователските лаборатории на университетите и производителите на електронна апаратура, както и лабораториите на търговски фирми в областта на електрониката, са работили в посока на развитието и усъвършенстването на електронните измервателни преобразуватели за резистивните сензори. Това обуславя и разнообразието от схемни решения за резистивните сензори, които са известни понастоящем.

Продиктувани от бурното развитие на техниката през последните години, както и от необходимостта за измерването на все повече многобройни величини и процеси в съвременните разработки, сензорните технологии се развиват изключително бързо, което предполага и развитие на електронните системи, свързани с тяхното измерване и преобразуване. Същевременно към настоящия момент се наблюдава интензивното развитие на водещите фирми в областта като *Analog Devices, Texas Instruments, ZMDI* и други, на интегрални електронни аналогови и аналогово-цифрови схеми с високи показатели и производителност, както и на специализирани такива. Това развитие на електрониката предполага възможност за разработка на нови, функционални измервателни преобразуватели и устройства в посока на повишаване на точността и производителността, намаляване на консумацията, обема и цената на устройствата. Освен това основното развитие на електрониката в последните години е в областта на микроелектронната реализация, като основните постижения в областта са предмет на фирмена интелектуална собственост, което и се показва от малобройните публикации в сферата през последните години.

Задълбоченият анализ и преглед на съществуващите функционални преобразуватели, както и на основните техники на измерване на резистивните сензори, а също така и проблемите, свързани с това, би позволило да се разработят и развият нови усъвършенствани резистивни измервателни преобразуватели с повишени технико-икономически показатели, които могат да се използват от водещите фирми и инженери в областта.

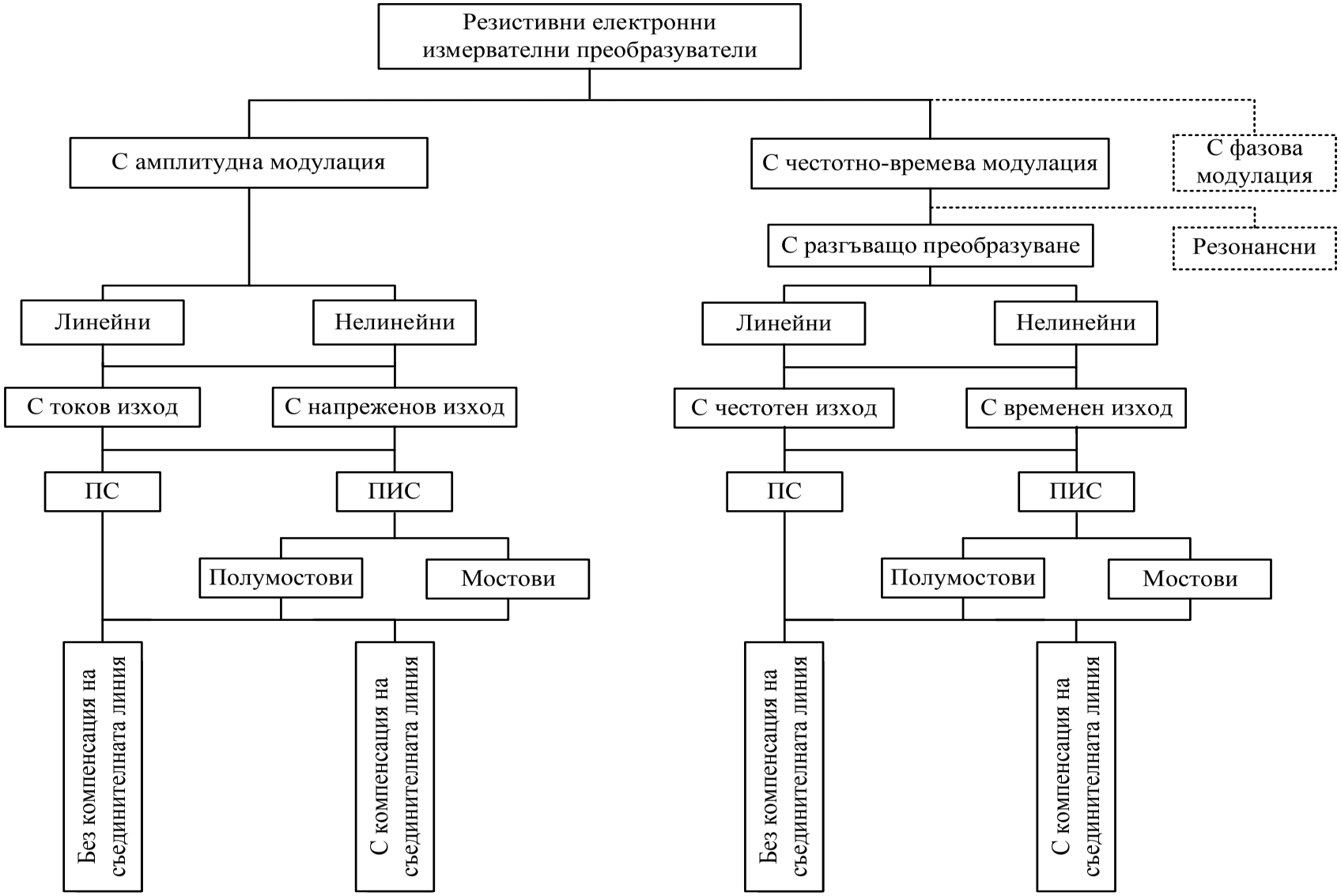
<u>ГЛАВА I.</u> Съвременно състояние на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори

Първа глава има обзорен характер, като в нея се отразяват проблемите и се формулират перспективите за развитието и усъвършенстването на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори. На базата на широк литературен преглед е съставена класификация на измервателните преобразуватели за резистивни сензори (*Фиг.1.2*). За основните блокове от формулираната класификация е направен преглед на известните решения за измерването на параметъра на резистивните сензори, като същевременно е проведен сравнителен и критичен анализ на съществуващите схемотехнични решения на този тип преобразуватели.

1.3. Изводи и постигнати резултати в първа глава

На базата на литературния обзор в първа глава са направени следните изводи:

- Съществуват много публикации в областта на схемотехниката на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори, но въпреки това, според направеното проучване не се среща литературен източник, който да класифицира решенията на този тип преобразуватели и който да посочва единно представяне на схемните решения за резистивните сензори;
- Основните изисквания към електронните измервателни преобразуватели, определени от особеностите на резистивните сензори са: преобразуване на изменението на съпротивлението на сензора, осъществяване на висока чувствителност, компенсиране на влиянието на съединителната линия, контролиране на разсейваната мощност върху сензора, линеаризиране на функционалната зависимост на сензора. За измерването на информационния параметър на различните резистивни сензори е необходимо да бъдат изпълнени част или всички от посочените основни изисквания. Като допълнителни изисквания в някои случаи се налагат еднополярност на захранващото напрежение и простота на схемната реализация;
- При работа със сензори с малки относителни изменения на съпротивлението е необходимо да се елиминира влиянието на съпротивлението на свързващите проводници, тъй като то може да доведе до съществени грешки в измерването. За елиминирането на тези грешки се използват три или четири-проводни схеми на свързване, като в практиката се е наложило като стандарт три-проводното свързване на сензора. В литературата са известни няколко такива схемни решения с амплитудна модулация, които частично изпълняват посочените изисквания по-горе, а при преобразувателите с честотна модулация обикновено не се коментира тази особеност;



Фиг.1.2. Класификация на измервателните преобразуватели за резистивни сензори

- От прегледа на измервателните преобразуватели с аналогова линеаризация на функционалната зависимост на терморезисторните сензори се вижда, че съществуват различни схемни решения, осъществяващи тази функционалност. В литературата обаче не се привеждат аналитични методи за проектирането на тези преобразуватели, което съществено ограничава тяхната реализация в практиката;
- Измервателните преобразуватели с честотен изход, и в частност преобразувателите с разгъващо преобразуване, са изключително перспективни, тъй като притежават редица преимущества пред тези с амплитудна модулация. В литературата се срещат различни схемни решения на този тип преобразуватели, но не се обръща достатъчно внимание на особеностите при реализацията на тези схеми за измерването на параметъра на резистивните сензори и най-вече на възможностите за осъществяване на основните изисквания, които се предявяват към електронните преобразуватели за резистивните сензори;
- Според направеното литературно проучване на преобразувателите с разгъващо преобразуване, не се среща източник, който предлага обобщени схемни решения и алгоритми на работа, както и препоръки и методики за проектиране на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с резистивни сензори. Предлагането на такъв анализ би спомогнал за изследването на възможностите за усъвършенстване и развитие на този тип преобразуватели;
- Измервателните преобразуватели с разгъващо преобразуване за работа с резистивни мостове са потенциално по-точни от тези с амплитудна модулация, тъй като те елиминират автоматично сумарното остатъчно напрежение на входа на диференциалния усилвател, който усилва сигнала от изхода на резистивния мост. В литературата се срещат примери за измервателни преобразуватели за резистивни мостове. Решенията обаче, не са систематизирани, което довежда и до липсата на източник, анализиращ предимствата и недостатъците на преобразувателите с разгъващо преобразуване за резистивни мостове. В някои литературни източници се коментират и частично грешките на тези преобразуватели, но анализът не е пълен и не се дават препоръки за повишаването на точността на преобразувателите. Не са представени и решения за полумостови резистивни сензори;
- Независимо от многото публикации в областта на преобразувателите с честотен изход, все още не е достатъчно развита схемотехничната номенклатура на измервателните преобразуватели с разгъващо преобразуване за работа с резистивни, мостови и полумостови сензори. Основната посока на развитие на честотните преобразуватели би следвало да е в разработката на схемни решения, преобразуващи изменението на съпротивлението на сензора, разработка на преобразуватели с компенсация на паразитните параметри на съединителната линия, разработка на преобразуватели с линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори.

На базата на литературно проучване и изводите от изследванията са конкретизирани основните задачи на дисертационния труд.

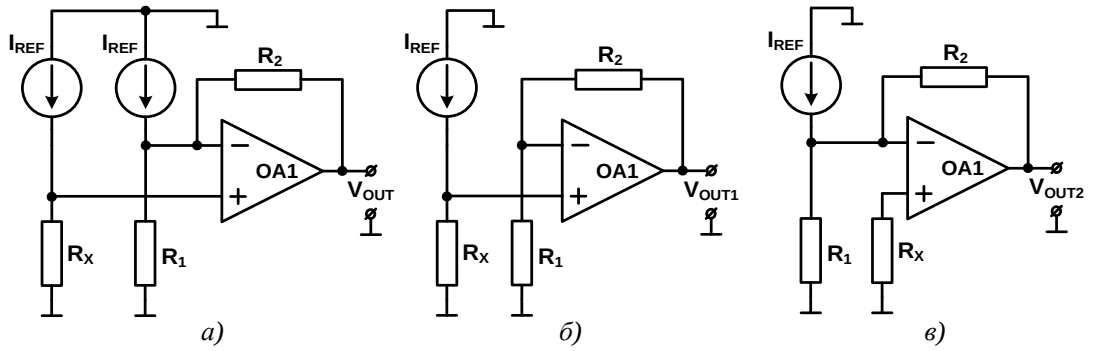
От проведените изследвания в тази глава са получени следните основни резултати:

- Предложена е обобщена класификация на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори;
- Направен е подробен преглед на известните схемни решения на измервателните преобразуватели за резистивни сензори от различните блокове на класификацията;
- Предложен е задълбочен сравнителен и критичен анализ на представените схемни решения, като същевременно с това са набелязани и насоките за усъвършенстване на измервателните преобразуватели за резистивни сензори.

<u>ГЛАВА II.</u> Усъвършенстване на електронните измервателни преобразуватели с напреженов изход за работа с резистивни сензори

2.1. Усъвършенстване на преобразувателите с амплитудна модулация за работа с резистивни сензори

Едно от най-простите схемни решения, известно в литературата, на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение, подходящо за микроелектронна реализация, е показано на *Фиг.2.1-а)*. В литературата не е изведено уравнението на преобразуване и не са дадени зависимостите, при които се осъществява линейно преобразуване, следствие на което е трудно да се направи настройка на преобразувателя при практическата му реализация. За извеждането на уравнението на преобразуване е удобно да се използва принципа на суперпозицията. Така преобразувателят може да се разгледа като две отделни схеми - *Фиг.2.1-б), в)*, като изходното напрежение за преобразувателя от *Фиг.2.1-а)* се явява сбора от напреженията на двата отделни преобразувателя *($V_{OUT}=V_{OUT1}+V_{OUT2}$)*.



Фиг.2.1. Известно схемно решение на полумостов преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение - а); и прилагане на метода на суперпозицията за преобразувателя – б), в)

След представяне на съпротивление на сензора като $R_X=R_0+\Delta R$ и групиране на уравнението спрямо R_0 и ΔR, за изходното напрежение се извежда:

$$V_{OUT} = I_{REF}\Delta R\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+I_{REF}\left[R_0\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)-R_2\right]=\left(I_{REF}\Delta R\right)k_A+I_{REF}\left[R_0k_A-R_2\right], \qquad (2.4)$$

където $k_A=1+R_2/R_1$ е коефициентът на усилване на преобразувателя. От приведеното уравнение се вижда, че за да се нулира изходното напрежение при $\Delta R=0$, е необходимо втория член в уравнението да се нулира. Това може да се осъществи при спазване на следните съотношения за резисторите в обратната връзка на усилвателя:

$$R_2 = k_A R_0 \qquad R_1 = \frac{R_2}{k_A-1} \qquad (2.5)$$

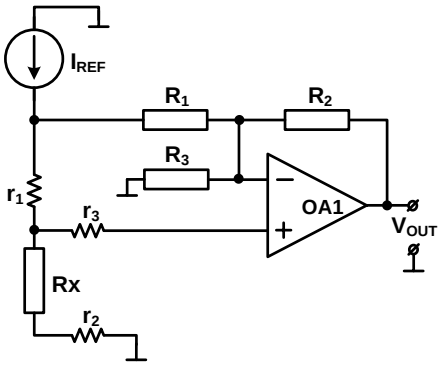
При осъществяване на въведеното условие в *(2.5)*, за уравнението на преобразуване се извежда окончателно:

$$V_{OUT} = I_{REF}\Delta R\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)=\left(I_{REF}\Delta R\right)k_A \qquad (2.6)$$

От изведеното уравнение се вижда, че изходното напрежение се нулира при $\Delta R=0$ и спазване условията за резисторите, въведени в *(2.5)*. Освен това изходната чувствителност е висока и се определя от стойностите на двата резистора R_2, R_1. При това, решението е достатъчно просто, тъй като изисква само един операционен усилвател и два резистора за осъществяването на две функции – елиминиране на началното съпротивление на сензора и задаване на усилване на изходното напрежение. Преобразувателят от *Фиг.2.1-а)* има един основен недостатък – при него не е възможно да се постигне компенсиране на съпротивлението на съединителната линия при три или четири-проводна линия.

2.1.1. Усъвършенстване на преобразувателите за резистивни сензори с компенсация на съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване

В *първа глава* е разгледан един от възможно най-простите преобразуватели, които осъществяват компенсация на съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване. Основен недостатък на преобразувателя е ограничената му чувствителност. Предложение за преобразувател, който отстранява посочения недостатък, е показано на *Фиг.2.2*. Схемното решение е идентично с известния прототип, като разликата е, че към инвертиращия вход на усилвателя *OA1* е добавен един допълнителен резистор R_3, чийто втори край е свързан към общата маса.



Фиг.2.2. Усъвършенстван преобразувател на съпротивление в напрежение с три-проводно свързване

При отчитане на допълнителното съпротивление и използвайки метода на суперпозицията, е изведено уравнението на преобразуване:

$$V_{OUT} = I_{REF}\left[R_X\left(\frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1R_3} - \frac{R_2}{R_1}\right) + r_2\,\frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1R_3} - \left(r_1 + r_2\right)\frac{R_2}{R_1}\right] \qquad (2.8)$$

При отчитане на равенство на свързващите проводници $r_1=r_2$ се вижда, че за да се елиминира тяхното влияние, е необходимо да се изпълни следното условие:

$$R_1 = \frac{R_2R_3}{R_2 + R_3} = R_2 \parallel R_3 \qquad (2.10)$$

В окончателен вид, изходното напрежение на преобразувателя от *Фиг.2.2*, при спазване на условие *(2.10)* и $r_1=r_2$, се привежда с израза:

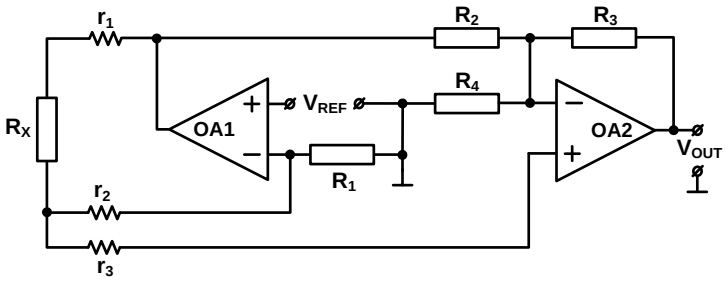
$$V_{OUT} = I_{REF}R_X\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) = \left(I_{REF}R_X\right)k_A \qquad (2.11)$$

От изведеното уравнение се вижда, че е възможно да се зададе необходимото усилване на изходното напрежение, при запазване на инвариантността на преобразувателя към свързващите проводници.

От проведения анализ на преобразувателя от *Фиг.2.2* се вижда, че с прибавянето на допълнителен параметър в уравнението на преобразуване и извеждането на определени условия за зависимостите на параметрите, определящи предавателната функция, е възможно да се постигне потискане на преобразувателя към определени влияещи параметри. По-нататък минимизирането на грешката от различни влияещи фактори, чрез въвеждането на допълнителен параметър в коефициента на предаване на обратната връзка на измервателен преобразувател и извеждане на условията за минимизиране на грешката на преобразуване, ще се нарича параметрична корекция.

Предложеният преобразувател на *Фиг.2.2* е едно просто решение за елиминиране на влиянието на съединителните проводници при три-проводно свързване на сензора. Както е пояснено в *първа глава* обаче, най-често компенсация на свързващите проводници се налага при преобразувателите на изменението на съпротивлението в напрежение. В *първа глава* е коментирано едно решение на такъв преобразувател, което осъществява компенсация на съпротивителната линия при три-проводно свързване. Основният недостатък на

преобразувателя е ниската му изходна чувствителност. На *Фиг.2.3* е дадена предложена от автора подобрената схемна реализация, при която е въведена параметрична корекция чрез резистора R_4.



Фиг.2.3. Усъвършенстван преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с три-проводна съединителна линия

За да се елиминира началното съпротивление на сензора и да се преобразува само изменението на съпротивлението, е необходимо резисторът R_1 да е равен на началното съпротивление на сензора R_0. При спазване на това условие, осъществяване на равенство на съпротивлението на свързващите проводници $r_1=r_2$ и осигуряване на следното равенство:

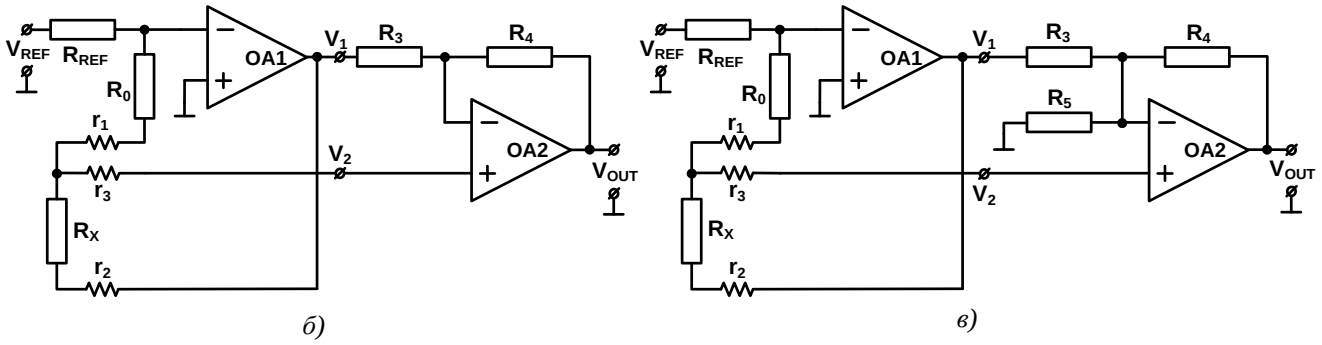
$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_3 - R_2}, \qquad (2.15)$$

за изходното напрежение на преобразувателя от *Фиг.2.3* се извежда:

$$V_{OUT} = -\frac{V_{REF}}{R_0}\frac{R_3}{R_2}\Delta R \qquad (2.16)$$

Вижда се, че изходното напрежение може да се зададе с необходимата стойност с промяна на отношението на резисторите R_3, R_2, които определят и високата чувствителност на преобразуване.

Друго схемно предложение на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с компенсация на съединителните проводници при три-проводно свързване е показано на *Фиг.2.4-б).*



Фиг.2.4. Преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с три-проводно свързване б), преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с повишена чувствителност в)

При задаване на равенство на двата резистора R_3 и R_4, както и на съпротивленията на свързващите проводници $r_1 = r_2$, то изходното напрежение се оказва независимо от началното съпротивление и от съпротивителната линия на сензора, като в окончателен вид уравнението на преобразуване се привежда с израза:

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}}\Delta R \qquad (2.22)$$

Посоченият преобразувател има две основни предимства: изходното напрежение е с положителна полярност спрямо положителното изменение на съпротивлението на сензора, освен това токът през сензора се задава с независим резистор R_{REF}, който може да бъде избран с произволна стойност. Тъй като при този

преобразувател, изходната структура на усилвателя е напълно идентична с тази от *Фиг.2.3,* то за преобразувателя от *Фиг.2.4-б)* също е възможно да се зададе усилване с въвеждането на параметрична корекция. При изпълняване на равенството:

$$R_5 = \frac{R_3 R_4}{R_4 - R_3} \tag{2.25}$$

изходното напрежение на преобразувателя се извежда с:

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \frac{R_4}{R_3} \Delta R \tag{2.26}$$

Въпреки повишената чувствителност за преобразувателя от *Фиг.2.4-в)*, той има един основен недостатък – изисква двуполярно захранващо напрежение. На *Фиг.2.5-а)* е показано авторско схемно решение за *ПИСН*, което може да бъде реализирано с еднополярно захранващо напрежение. Ако $R_1 = R_0$, за изходното напрежение на преобразувателя може да се изведе израза:

$$V_{OUT} = \frac{V_0}{R_0} \Delta R \left(\frac{R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_4}{R_2 R_4} - \frac{R_3}{R_2} \right) + 2V_0 \left(\frac{R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_4}{R_2 R_4} - \frac{R_3}{R_2} \right) - V_{REF} \frac{R_3}{R_4} \tag{2.29}$$

Ако за отношението на двете опорни напрежение се приеме следното означение:

$$\frac{V_{REF}}{V_0} = \gamma \Rightarrow V_{REF} = \gamma V_0, \tag{2.31}$$

то за да се нулира изходното напрежение при $\Delta R=0$, е необходимо да се изпълни:

$$\gamma = 2\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \tag{2.33}$$

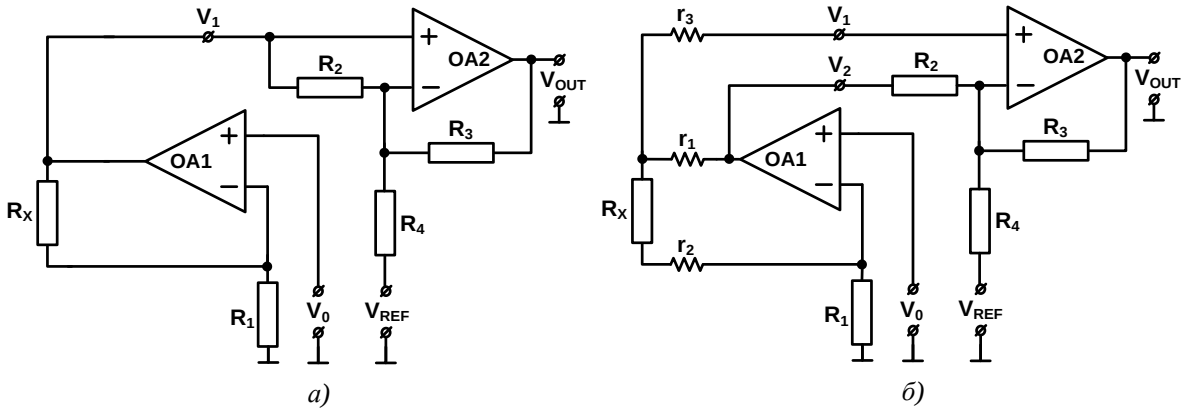
В окончателен вид за изходното напрежение се извежда:

$$V_{OUT} = \frac{V_0}{R_0} \Delta R \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \tag{2.34}$$

На *Фиг.2.5-б)* е показан преобразувателя от *Фиг.2.5-а)*, но с три-проводна съединителна линия на резистивния сензор. При изпълняване на условието:

$$R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = R_3 \parallel R_4, \tag{2.39}$$

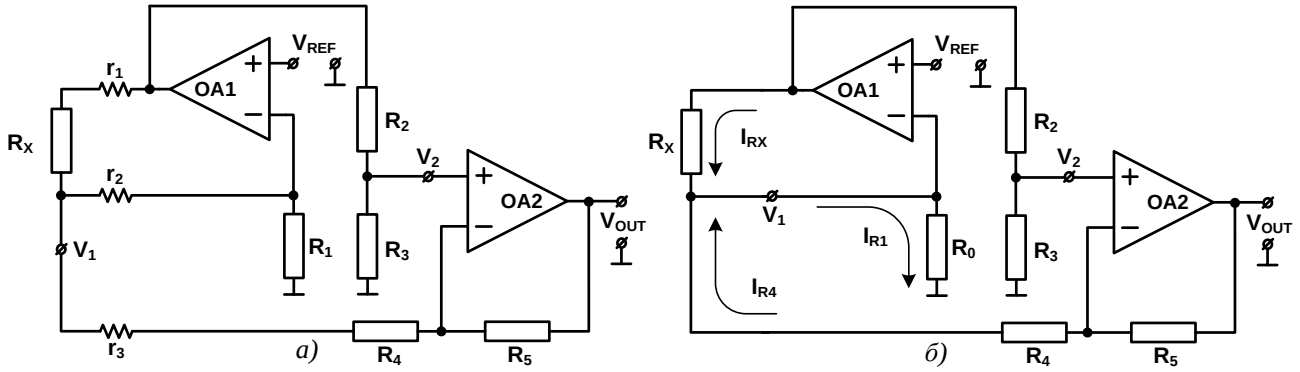
както и при спазване на *(2.31)*, *(2.33)* , $r_1=r_2$, изходното напрежение се извежда с *(2.34)*.



Фиг.2.5. ПИСН с еднополярно захранване а), ПИСН с еднополярно захранване и компенсация на съпротивлението на свързващата линия при три-проводно свързване б)

Следователно, преобразувателят от *Фиг.2.5* осъществява пълна компенсация на съпротивлението на съединителната линия, като посоченото схемно решение има предимство пред останалите преобразуватели, тъй като може да бъде реализирано с еднополярно захранващо напрежение. Единствен недостатък на посочения преобразувател е, че практическата му реализация е усложнена, поради необходимостта от две

опорни напрежения с различна стойност. Предложение за преобразувател, който да притежава всички качества на схемното решение от *Фиг.2.5-а)*, но с възможност за реализиране с един опорен източник на напрежение, е показан на *Фиг.2.6-а)*.



Фиг.2.6. Второ схемно предложение за ПИСН с еднополярно захранване и компенсация на съпротивителната линия при три-проводно свързване а), Отчитане на грешката, дължаща се на третата свързваща линия r_3 б)

Ако с $k_A=R_5/R_4$ се означи коефициентът на усилване на преобразувателя, за да може да се елиминира началното съпротивление на сензора и да се осъществи инвариантност към съпротивлението на свързващите проводници, е необходимо да се осъществи следната зависимост:

$$R_3 = R_2 \frac{k_A}{2+k_A} \qquad (2.45)$$

В окончателен вид, при спазване на условията $R_1=R_0$, $r_1=r_2$, *(2.45)*, изходното напрежение се привежда с израза:

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{2R_0} k_A \Delta R \qquad (2.46)$$

При извеждането на уравненията, съпротивлението на третия свързващ проводник бе пренебрегнато, с цел опростяване на анализа. Трябва да се има предвид, че съпротивлението r_3 се свързва последователно към резистора R_4, който задава коефициента на усилване k_A. Следователно, съпротивлението на третия свързващ проводник ще довежда до появата на мултипликативна грешка, определена от формулата:

$$\delta_G(r_3) = -\frac{r_3}{R_4} \qquad (2.47)$$

При отчитане на третата съединителна линия обаче, трябва да се вземе под внимание още един проблем. Заради еквипотенциалността на входовете на операционния усилвател *OA2*, на неинвертиращия му вход се формира потенциал, равен на напрежението V_2, което през резистора R_4 формира допълнителен ток I_{R4}, протичащ през резистора R_0 към маса - *Фиг.2.6-б)*. Тъй като операционният усилвател *OA1* поддържа константен ток през съпротивлението R_0, равен на $I_{R0}=V_{REF}/R_0$, то допълнителния ток I_{R4} намалява стойността на протичащият ток през сензора R_X:

$$I_{RX} = I_{R0} - I_{R4} \qquad (2.48)$$

Нещо повече, тъй като напрежението V_2 зависи от изменението на съпротивлението на сензора, то допълнителния ток през резистора R_4 ще довежда до грешка от нелинейност. Действително, при отчитане на допълнителния ток I_{R4}, за изходното напрежение се извежда:

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{2R_0} k_A \Delta R - \frac{V_{REF}}{2R_0} \frac{k_A \Delta R - 2R_0}{2\left(R_4 + R_5\right)} k_A R_X \qquad (2.52)$$

От изведеното уравнение за изходното напрежение се вижда, че грешката, дължаща се на тока I_{R4}, може да е както с положителен знак, така и с отрицателен знак. Освен това се вижда, че токът през *R4* формира, както адитивна грешка, така и грешка от нелинейност. При работа с преобразувателя от *Фиг.2.6-б)* е целесъобразно да се направи оценка на тези грешки. За целта е удобно да се използват изразите за относителната или

приведената грешки на преобразувателя. За относителната грешка, дължаща се на тока, протичащ през R_4, се извежда израза:

$$\delta(I_{R4}) = \frac{\frac{V_{REF}}{2R_0}k_A\Delta R - \frac{V_{REF}}{2R_0}\frac{k_A\Delta R - 2R_0}{2\left(R_4+R_5\right)}k_A R_X - \frac{V_{REF}}{2R_0}k_A\Delta R}{\frac{V_{REF}}{2R_0}k_A\Delta R} = \frac{2/\delta R - k_A}{2(R_4+R_5)}R_X \qquad (2.53)$$

От уравнение *(2.53)* се вижда, че при определени k_A и R_X грешката, причинена от тока I_{R4}, може да бъде намалена с избора на високоомни резистори за R_4, R_5. В някои случаи обаче, за да се постигне необходимата точност, ще е необходимо изборът на резистори с недопустимо голяма стойност. В този случай по-правилен подход е да се добави повторител на напрежение между третата свързваща линия и съпротивлението R_4. По този начин двете съставящи на грешката ще бъдат напълно отстранени. Така преобразувателят от *Фиг.2.6-а)* реализира пълна компенсация на съпротивлението на свързващите проводници, като същевременно изпълнява комплексно всички изисквания за реализирането на този тип преобразуватели в практиката, а именно: линейно преобразуване на информационния параметър, елиминиране на началното съпротивление на сензора, изключване на влиянието на съединителните проводници чрез използване на три-проводно свързване на сензора, еднополярност на захранващото напрежение, несиметричен (недиференциален) изход, ниско изходно съпротивление, висока чувствителност и възможно най-голяма простота на реализация.

2.3. Методика за аналитично проектиране на преобразувателите на изменението на съпротивлението в напрежение и линеаризиране на функционалната зависимост на сензора

2.3.1. Преобразуватели без компенсация на съединителните проводници

В *първа глава* е показано схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с линеаризация на характеристиката на сензора – *Фиг.2.9-а)*. Този преобразувател е публикуван в документацията на интегрална схема *ADA4077*, където схемното решение е реализирано за конкретен температурен диапазон и с конкретни стойности за резисторите. Това ограничава възможността за използването на преобразувателя при други температурни обхвати, тъй като не са дадени препоръки и аналитични изрази за определянето на стойностите на компонентите в схемното решение. Чрез използване на метода на суперпозицията, за изходното напрежение на преобразувателя може да се изведе:

$$V_{OUT} = V_{REF}\frac{R_1}{R}\frac{\Delta R}{R_0 - \gamma\frac{R_1}{R_2}R_X} = V_{REF}k_A\frac{\Delta R}{R_0 - \gamma\frac{R_1}{R_2}R_X}, \qquad (2.81)$$

където с k_A е означен коефициентът на усилване на преобразувателя *(k_A=R_1/R)*. За да се намери аналитичен израз за коефициента γ, в уравнение *(2.81)* изменението на съпротивлението на сензора ще се представи с известното уравнение на преобразуване на терморезисторния сензор. Така представеното уравнение трябва да се изравни с идеалното изходно напрежение на преобразуване, като във формулата изменението на съпротивлението на сензора се представи само с линейната си част. Следователно за коефициента γ се извежда следното уравнение:

$$\gamma = \frac{R_2}{R_1}\frac{-\beta T}{\alpha\left(1+\alpha T+\beta T^2\right)} \qquad (2.83)$$

От изведените аналитични изрази се вижда, че за конкретен диапазон може да се направи изчисление за коефициента γ, с което да се осъществи линейно преобразуване. При анализ на формулата на изходното напрежение *(2.81)* се вижда, че в знаменателя пред стойността на съпротивлението на сензора R_X, стоят два коефициента – единия е γ, а другия е коефициентът, определен от отношението на резисторите R_1 и R_2. Това дава възможността да се опрости схемното решение, като се премахнат двата резистора R_3 и R_4, които определят коефициента γ. На *Фиг.2.9-б)* е показано опростеното схемно решение, като е запазен само

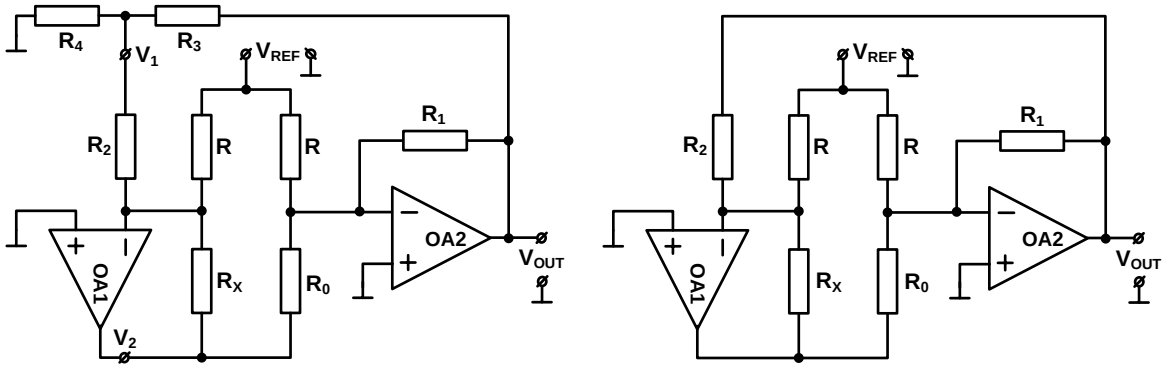
резистора R_2, чрез който се задава положителната обратна връзка. За изходното напрежение, аналогично на уравненията приведени за преобразувателя от *Фиг.2.9-а)*, се извежда:

$$V_{OUT} = V_{REF} k_A \frac{\Delta R}{R_0 - \frac{R_1}{R_2} R_X} \tag{2.84}$$

Ако отношението на двата резистора R_1/R_2 се означи с γ, по аналогичен начин на преобразувателя от *Фиг.2.9-а)*, за коефициента γ може да се изведе израза:

$$\gamma = \frac{-\beta T}{\alpha\left(1 + \alpha T + \beta T^2\right)} \tag{2.85}$$

От изведените изрази се вижда, че схемата от *Фиг.2.9-а)* е напълно идентична с тази от *Фиг.2.9-а)*, но е с опростено схемно решение.



Фиг.2.9. Известно схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в с линеаризация на характеристиката на сензора а), опростено схемно решение с линеаризация на характеристиката на сензора б)

2.3.2. Преобразуватели с компенсация на съединителните проводници

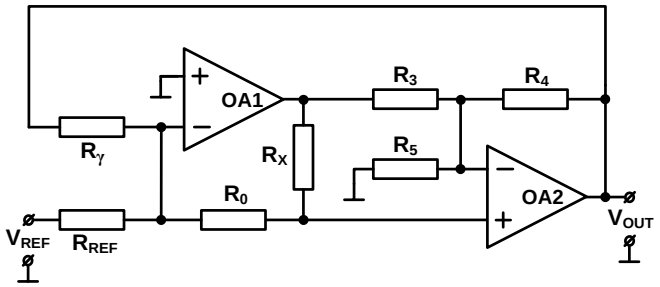
Предложение за преобразувател с компенсацията на съпротивлението на съединителната линия при три-проводно свързване, линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори и опростено схемно решение са показани на *Фиг.2.11*. Решението е реализирано на базата на преобразувателя от *Фиг.2.4-в)*, като е добавена положителна обратна връзка посредством резистора $R\gamma$, с което в максимална степен се запазва простотата на схемното решение. При спазване на условието *(2.25)*, за изходното напрежение може да се изведе:

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} k_A \frac{\Delta R}{1 - k_A \frac{\Delta R}{R\gamma}} \tag{2.95}$$

Стойността на $R\gamma$, при която изходното напрежение се линеаризира за определен температурен обхват, се извежда с израза:

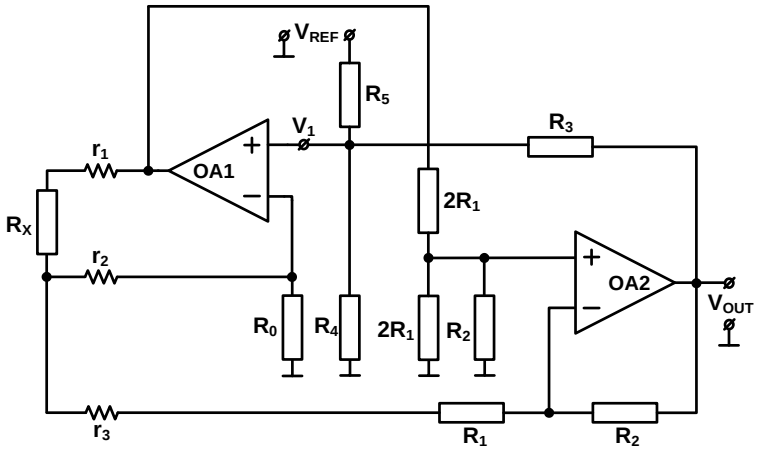
$$R\gamma = -\frac{\alpha R_0 k_A \left(\alpha + \beta T\right)}{\beta} \tag{2.97}$$

Ако не е необходимо да се задава усилване, по подобие на схемното решение от *Фиг.2.4-б),* преобразувателят от *Фиг.2.11* може да се реализира без резистора R_5, като двата резистора R_3 и R_4 трябва да се зададат с еднаква стойност. В този случай изведените изрази се запазват, като коефициентът на усилване се приема за единица *(k_A=1).*



Фиг.2.11. Опростен ПИСН с линеаризиране на характеристиката на сензора, висока чувствителност и компенсация на съпротивлението на съединителната линия при три-проводно свързване

На *Фиг.2.12* е показано друго предложение за линеаризиращ преобразувател. Вижда се, че за осъществяването на линеаризацията на неинвертиращия вход на *OA1* е свързан пасивен суматор на напрежение, съставен от резисторите R_3, R_4, R_5.



Фиг.2.12. ПИСН с линеаризиране на характеристиката на сензора, висока чувствителност, компенсация на съпротивлението на съединителната линия при три-проводно свързване и възможност за еднополярно захранващо напрежение

За извеждане на уравнението на преобразуване за схемата от *Фиг.2.12*, напрежението на неинвертиращия вход на *OA1* ще се представи като:

$$V_1 = V_0 + \gamma V_{OUT}, \qquad (2.98)$$

където напрежението V_0 се приема за опорното напрежение, който определя тока през сензора, без отчитането на положителната обратна връзка, а с γ е означен коефициентът на предаване на изходното напрежение към входа на преобразувателя. При отчитане на отношенията за резисторите, въведени в *(2.45)*, и използване на въведеното отношение за V_1, за изходното напрежение с е извежда:

$$V_{OUT} = V_0 k_A \frac{\Delta R}{2R_0 - \gamma k_A \Delta R} \qquad (2.100)$$

За коефициент γ може да се изведе следната зависимост:

$$\gamma = \frac{-2\beta}{\alpha k_A \left(\alpha + \beta T\right)} \qquad (2.101)$$

След намирането на стойността на коефициента γ е необходимо да се намерят стойностите на резисторите R_3, R_4 и R_5, които изграждат пасивния суматор. Ако за отношението на двете напрежения V_0/V_{REF} се приеме:

$$\frac{V_0}{V_{REF}} = A \qquad (2.104)$$

то по метода на суперпозицията могат да се изведат зависимостите на резисторите, за които се изпълнява *(2.98)*:

$$R_3 = \frac{A}{\gamma} R_5, \tag{2.105}$$

$$R_4 = \frac{\gamma R_3 R_5}{R_5 - \gamma R_3 - \gamma R_5} = \frac{A R_5}{1 - A - \gamma} = \frac{\gamma R_3}{1 - A - \gamma} \tag{2.106}$$

2.3.3. Автоматизирани методи за анализ и проектиране на измервателните преобразуватели с линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори

Посочените решения и изведените аналитични изрази за преобразувателите с линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори, дават възможността за пълното определяне на стойностите на компонентите в схемното решение, при които се получава линейна изходна характеристика. Трябва да се има предвид обаче, че при зададен температурен диапазон на измерване, за изчислението на коефициента γ във формулата, трябва да се използва тази температура, при която се постига най-добра линейност на изходната характеристика или функцията на изходното напрежение е най-близка до идеалната права. Тъй като изведените формули за уравнението на преобразуване и изразите за изчислението на γ се различават, при отделните схемни решения трябва да се задават различни температури за изчислението на γ. За определянето на тази температура, би могло да се направи математичен анализ, с който да се търси минимум на функцията, която определя грешката от нелинейност на измервателния преобразувател. Такъв подход обаче затруднява изчислителната процедура, като следва да се направи за всеки линеаризиращ преобразувател и за всеки един диапазон на измерване. Значително по-просто е да се използват съвременните автоматизирани средства за анализ и изчисление, чрез които за конкретен преобразувател да се определи температурата, при която следва да се прави изчислението на коефициента γ за конкретен измервателен диапазон. За намирането на температурата, за която се прави изчислението на коефициента γ при различните преобразуватели, са разработени програми в средата *Matlab*, които итеративно намират минимума на функцията, описваща приведената грешка от нелинейност за конкретен температурен обхват. Получените стойности от проведените изследвания, за често срещани температурни диапазони на измерване, са представени в *Табл.2.2* и *Табл.2.3*. Резултатите в *Табл.2.2* се отнасят за преобразувателите от *Фиг.2.9*, а тези в *Табл.2.3* са за схемите от *Фиг.2.11* и *Фиг.2.12*.

Табл.2.2. Температурна точка за определяне на коефициента γ, когато коефициента модулира R_X в изходно уравнение на преобразуване

TMAX / TMIN	100°C	200°C	300°C	400°C	500°C	600°C	700°C	800°C
-60°C	1214	1285	1361	1439	1522	1607	1695	1787
-40°C	1227	1300	1375	1455	1537	1623	1711	1803
-20°C	1241	1314	1390	1470	1553	1639	1728	1819
0°C	1255	1328	1405	1485	1568	1655	1744	1836
50°C	1291	1365	1443	1524	1608	1695	1785	1877
100°C	-	1403	1482	1564	1649	1736	1826	1919
150°C	-	1441	1521	1604	1690	1778	1868	1961
200°C	-	-	1561	1645	1731	1820	1911	2003

Табл.2.3. Температурна точка за определяне на коефициента γ, когато коефициента модулира ΔR в изходно уравнение на преобразуване

TMAX / TMIN	100°C	200°C	300°C	400°C	500°C	600°C	700°C	800°C
-60°C	61	211	360	508	654	799	943	1085
-40°C	91	240	388	535	681	825	968	1110
-20°C	120	269	416	563	708	851	994	1135
0°C	149	298	444	590	734	878	1019	1160
50°C	223	369	514	658	801	943	1083	1222
100°C	-	440	584	726	868	1007	1146	1284
150°C	-	511	653	794	934	1073	1209	1345
200°C	-	-	722	862	1000	1136	1272	1406

Освен приведените таблични резултати е установено, че за преобразувателите, за които в изходното уравнение линеаризиращия коефициент се умножава с ΔR, температурната точка, при която се прави изчисление на коефициента γ може да бъде намерена от следното уравнение:

$$T = T_{MAX} + T_{MIN} + \frac{T_{MAX}}{2}, \qquad (2.107)$$

където T_{MAX} и T_{MIN} са съответно максималната и минималната температура от обхвата на измерване. Представеното уравнение дава добра апроксимация за постигането на минимална грешка от нелинейност за различни температурни обхвати и може да бъде използвано за изчисление на линеаризиращото уравнение при измерване на други температурни диапазони, различни от тези, представени в *Табл.2.3*.

На базата на представените резултати и изведените аналитични изрази в *т.2.3*, могат да се направят изчисления на стойностите и параметрите на даден преобразувател, при които изходната характеристика на преобразувателя в голяма степен на приближение е линейна функция. Такива изчисления обаче, би следвало да се правят за всеки измервателен диапазон и за всеки диапазон на изходното напрежение, което затруднява тяхната настройка. Затова представлява интерес да се разработи автоматизирано приложение за проектиране на измервателни преобразуватели. На *Фиг.2.14* е показан разработен графичен потребителски интерфейс в средата *Guide* на *Matlab*, за преобразувателите от *Фиг..2.12*. Разработеното приложение представлява автоматизирано решение за изчисляване на стойностите на компонентите в схемата в зависимост от желаната входно-изходна характеристика на преобразуване и извеждането на графика на предавателната характеристика и зависимостта на приведената грешка от нелинейност. С помощта на приложението могат да се правят изчисления на линеен преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение, линеен преобразувател на изменението на температурата в напрежение, както и да се сравняват получените резултати за двата преобразувателя - *Фиг.2.15*. За изчислението на компонентите в схемното решение е необходимо да се зададат входния диапазон на температурата, диапазона на изходното напрежение и стойността на опорното напрежение V_{REF}. При наличието на тези параметри, използването на изведеното уравнение на преобразуване, както и уравненията, даващи зависимостите на резисторите в схемата, могат да се изчислят стойностите на съпротивленията, за които се постига желаното изходно напрежение. При програмирането на изчислителната процедура на преобразувателя са използвани следните съображения. В случаите, когато долната граница на температурния диапазон е различна от нула, е необходимо стойността на резистора R_0 да се направи равна на стойността на съпротивлението на сензора, отговаряща на най-малката температура от обхвата. В случаите, в които се изисква долната граница на изходното напрежение да е различна от нула също е възможно да се зададе различна стойност на резистора R_0, с което да се постигне необходимото изместване на изходното напрежение. Това обаче ще доведе както до адитивно, така и до мултипликативно изместване на изходната

характеристика, което затруднява изчислителната процедура. За целта е съставен алгоритъм за изчисление на преобразувателя при произволно зададени температурен диапазон и диапазон на изходното напрежение.

Алгоритъм за изчисление:

1) Изчисляване на делителя на напрежение:

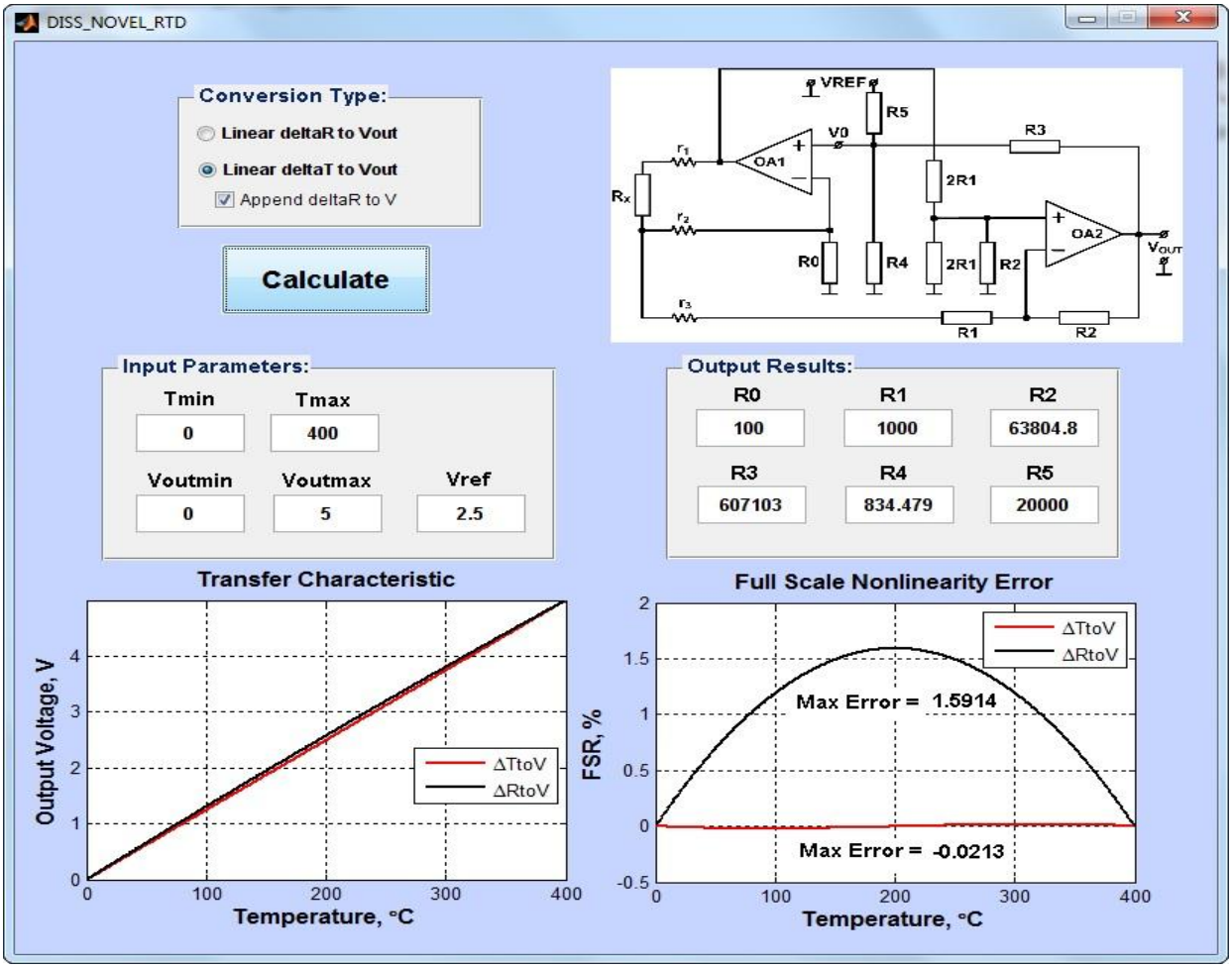
$$R_4 = \frac{V_0 R_5}{V_{REF} - V_0}, \qquad (2.109)$$

където V_0 е напрежението на неинвертиращия вход и определя тока на сензора. Препоръчителна стойност за стойността на това напрежение е *100mV*, при което тока през сензора е приблизително *1mA*.

2) Изчисляване на коефициента A:

$$A = V_{OUTMIN} \frac{R_{HIGH} - R_{LOW}}{V_{OUTMAX} - V_{OUTMIN}}, \qquad (2.110)$$

където V_{OUTMIN}, V_{OUTMAX} са съответно минималното и максималното желано изходно напрежение, а R_{LOW}, R_{HIGH} са съответно стойностите на съпротивлението на сензора за минималната и максималната температура от диапазона на измерване. Този коефициент представлява стойността на изменението на съпротивлението на сензора, при която изходното напрежение ще е равно на V_{OUTMIN}, ако съпротивлението R_0 е равно на началното съпротивление на сензора. Това уравнение е изведено от уравнението на преобразуване *(2.46)*.



Фиг.2.15.Графичното приложение

3) Изчисляване на стойността на съпротивлението R_0:

$$R_0 = R_{LOW} - A \qquad (2.111)$$

4) Изчисляване на коефициента на усилване на преобразувателя:

$$k_A = \frac{2R_0}{V_0}\frac{V_{OUTMAX} - V_{OUTMIN}}{R_{HIGH} - R_{LOW}} \qquad (2.112)$$

За определянето на коефициента на усилване също се изхожда от уравнение *(2.46)*. За намирането на останалите стойности на компонентите се използват изведените зависимости в *т.2.1.1*. Посоченият подход за изчисление може да бъде използван за всички измервателни преобразуватели на изменението на съпротивлението в напрежение, като горните уравнения се модифицират според конкретното уравнение на преобразуване на дадения преобразувател.

2.4. Постигнати резултати във втора глава

- Предложен е преобразувател *(Фиг.2.1)* на изменението на съпротивлението в напрежение с висока чувствителност, като решението се явява единствения известен преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с висока чувствителност, изпълнен с един операционен усилвател. Заради необходимостта от два опорни източника на ток, решението е подходящо за микроелектронна реализация;
- Предложено е усъвършенствано схемно решение *(Фиг.2.2)* на преобразувател на съпротивление в напрежение с компенсация на съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване, реализиран с опорен източник на ток. Подобрението на решението се състои в увеличената чувствителност на изходното напрежение на преобразувателя, което е постигнато с добавянето на параметрична корекция в обратната връзка на усилвател. По този начин максимално се запазва простота на преобразувателя, като същевременно се осъществява висока чувствителност и елиминиране на влиянието на съединителната линия при три-проводно свързване. За предложения преобразувател е подадена заявка за патент *№111192*, публикувана в официален бюлетин на патентното ведомство на РБългария, *, брой 10, 31.10.2013г.;*
- Чрез въвеждането на параметрична корекция е реализиран усъвършенстван измервателен преобразувател *(Фиг.2.3)* на изменението на съпротивлението в напрежение и компенсацията на съединителната линия при три-проводно свързване и висока чувствителност, изпълнен с два операционни усилвателя и опорен източник на напрежение. За предложения преобразувател е подадена заявка за патент *№111312*, публикувана в официален бюлетин на патентното ведомство на РБългария, *брой 3, 31.03.2014г.*;
- Предложено е ново схемно решение *(Фиг.2.4-б)* на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение и компенсация на съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване, с възможност за независима настройка на разсейваната мощност върху сензора. Предложено е и второ усъвършенствано схемно решение *(Фиг.2.4-в)* чрез въвеждането на параметрична корекция, на измервателен преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с повишена чувствителност и компенсация на съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване, с възможност за независима настройка на разсейваната мощност върху сензора;
- Предложено е ново схемно решение *(Фиг.2.5-б)* на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с компенсация на съединителните проводници при три-проводно свързване, чрез използването на два опорни източника на напрежение. Преобразувателят се характеризира с това, че може да бъде изпълнен с еднополярно захранващо напрежение;
- Предложено е ново схемно решение *(Фиг.2.6)* на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение, реализиран с един опорен източник на напрежение, възможност за реализиране с еднополярно захранващо напрежение, компенсация на съпротивлението на съединителната линия при три-проводно свързване на резистивния сензор, несиметричен изход и висока чувствителност. За предложеното решение е подадена заявка за патент *№111097*, публикувана в официалния бюлетин на патентното ведомство на РБългария, *брой 7, 31.07.2013г.*;
- Изведено е уравнението на преобразуване, при отчитане на влиянието на остатъчните напрежения и входните токове за преобразувател на изменението на съпротивлението с амплитудна модулация. Въз основа на изведените изрази е проведен метрологичен анализ, на базата на който е предложено практично схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение и компенсация на съпротивлението на съединителната линия чрез използването на един опорен източник на напрежение (*Фиг.2.7-в)*;
- Предложена е методика за аналитично проектиране на измервателните преобразуватели на изменението на съпротивлението в напрежение и линеаризиране на функционалната зависимост на сензора. Изведени са пълните аналитични изрази, като заедно с получените резултати от проведени автоматизирани изследвания

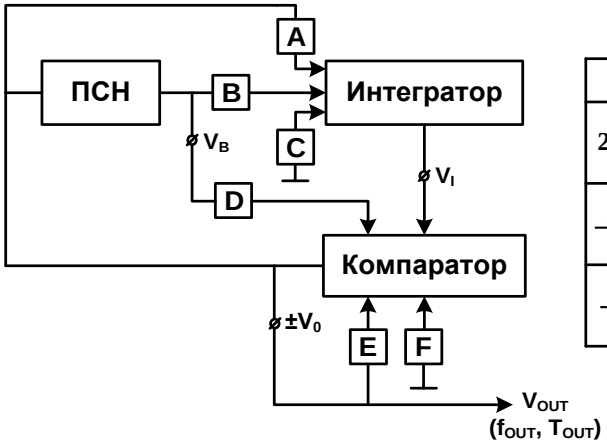
в средата *Matlab*, може да се извършва пълно аналитично проектиране на схемните решения за конкретен измервателен обхват. Представени са симулационни резултати, които потвърждават проведените анализи;

- Предложени са оригинални схемни решения *(Фиг.2.9-б, Фиг.2.10, Фиг.2.11, Фиг.2.12)* на преобразуватели на изменението на съпротивлението в напрежение с линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори, като освен линейно преобразуване, преобразувателите от *Фиг.2.10, Фиг.2.11* и *Фиг.2.12* осъществяват и компенсация на съпротивлението на съединителната линия при три-проводно свързване и висока изходна чувствителност;
- Предложен е обобщен алгоритъм за изчислението на параметрите на измервателните преобразуватели на изменението на съпротивлението в напрежение, при зададени входно-изходните данни от предавателната характеристика;
- На базата на съставения алгоритъм е разработено графично приложение в средата *Guide* на *Matlab* за автоматизирано проектиране и изчисление на измервателен преобразувател на изменението на съпротивление в напрежение с компенсация на съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване и линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори;
- За всички предложени схемни решения са приведени пълни аналитични изследвания, позволяващи проектирането на преобразувателите за конкретни приложения, както и оценяването на точността на преобразуване.

<u>ГЛАВА III.</u> Усъвършенстване на електронните измервателни преобразуватели с честотен изход за работа с резистивни сензори

3.1. Обобщена структурна схема и обобщени схемни решения на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа се резистивни сензори

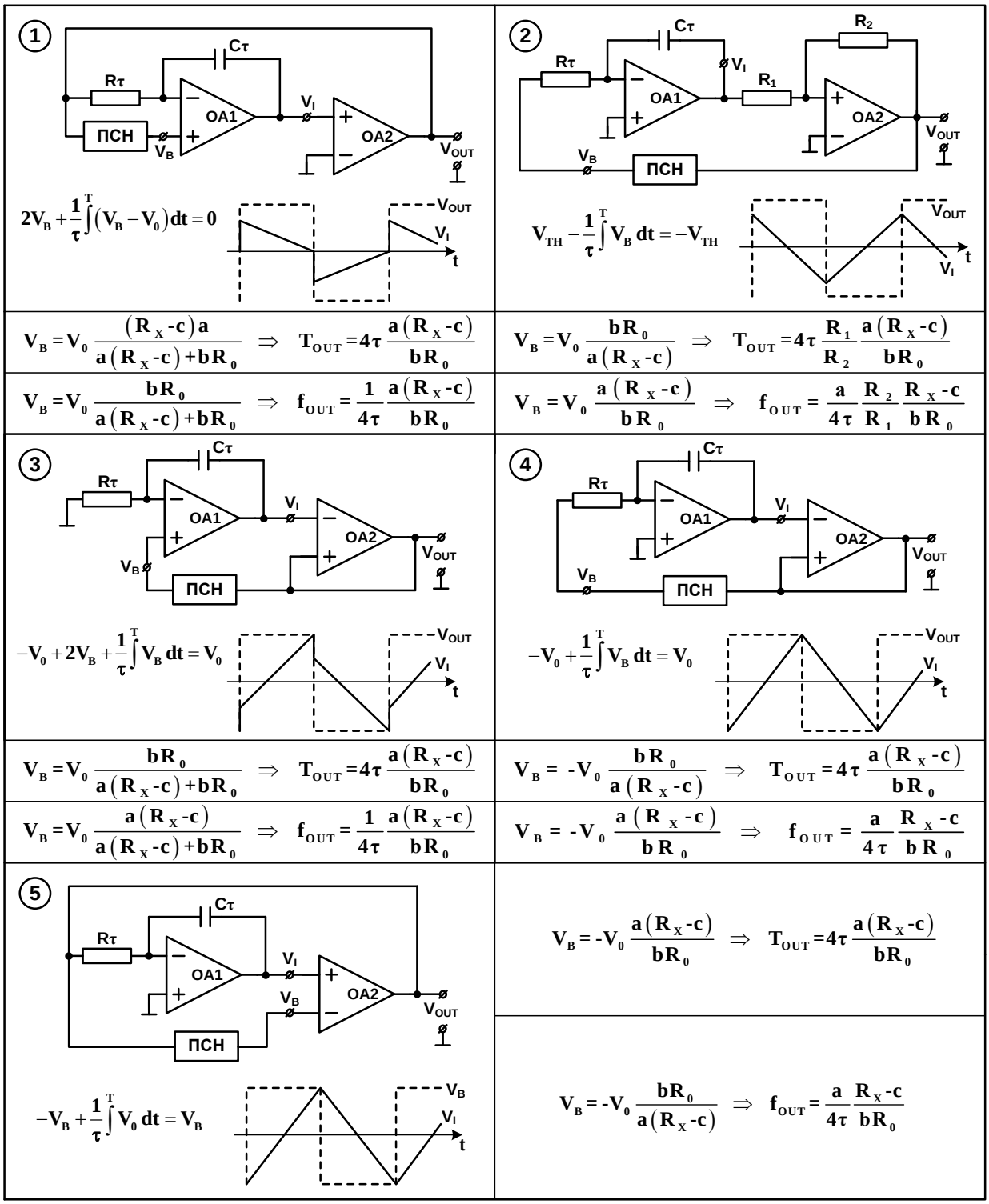
На *Фиг.3.1* е представена обобщена блокова схема, предложена от автора, на възможните реализации на преобразувателите с разгъващо преобразуване и честотен изход за работа с резистивни сензори. Блоковата схема се състои от преобразувател на съпротивление в напрежение, интегратор, който осъществява разгъващата функция, и компаратор. В зависимост от връзките, които се реализират между отделните блокове, е възможно да се осъществят три основни разгъващи функции. В таблицата са представени трите основни уравнения, с които се описват разгъващите функции, за различните коефициенти на предаване на съответните блокове от *A* до *F*. В зависимост от функцията на преобразуване, която се реализира от преобразувателя на съпротивление в напрежение *(ПСН)*, разгъващата функция на изхода на интегратора и от напрежението, което се използва за сравнение от компаратора, е възможно да се реализират няколко основни схемни решения на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с резистивни сензори и преобразуването на параметъра на сензорите в честотен изходен сигнал.



Уравнение	A	B	C	D	E	F
$2V_B + \frac{1}{\tau}\int^{T}(V_B - V_0)dt = 0$	1	1	0	0	0	1
$-V_0 + (2V_B) + \frac{1}{\tau}\int^{T} V_B\, dt = V_0$	0	1	0	1	1	0
$-V_B + \frac{1}{\tau}\int^{T} V_0\, dt = V_B$	1	0	1	1	0	0

Фиг.3.1. Обобщена структурна схема на преобразуватели с разгъващо преобразуване за работа с резистивни сензори

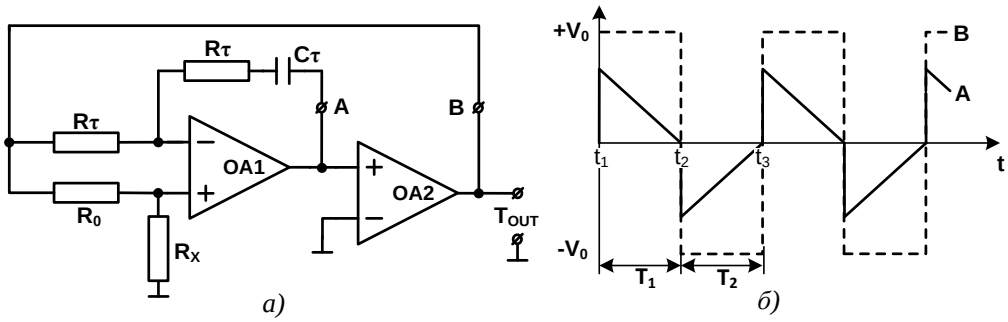
На *Фиг.3.2* са дадени обобщени схемни варианти на преобразуватели с разгъващо преобразуване, като за всяко решение са представени времедиаграмите на работа в характерните точки и са изведени обобщени уравнения на изхода на преобразувателя в зависимост от функцията на преобразуване на блока *ПСН*.



Фиг.3.2. Обобщени схемни решения на преобразуватели с разгъващо преобразуване за работа с резистивни сензори

3.2. Разработка на преобразуватели с честотна модулация за работа с резистивни сензори

От представените обобщени схеми на *Фиг.3.2* се вижда, че е възможно да се реализират разнообразни преобразуватели, в зависимост от преобразуватели на съпротивление в напрежение. Освен схемните решения, коментирани в *първа глава*, през последните години са разработени и публикувани различни схемни решения на преобразуватели с разгъващо преобразуване за резистивни сензори, като направените разработки са насочени предимно към преобразуването на параметъра на терморезисторните сензори, който се явява изменението на съпротивлението. Същите схемни решения могат да бъдат използвани и за преобразуването на параметъра и на останалите резистивни сензори (термистори, фоторезистори, магниторезистори и др.), но тъй като при тях е достатъчно да се преобразува цялото съпротивление на сензора, значително по-прост подход е да се използват преобразувателите, представени в *първа глава*. Едно усъвършенствано решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в период, предложено от автора, е представено на *Фиг.3.4-а)*. Преобразувателят е с опростено схемно решение спрямо прототипа на базата, на който е реализиран.



Фиг.3.4. Опростено схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в период а), времедиаграми на работа б)

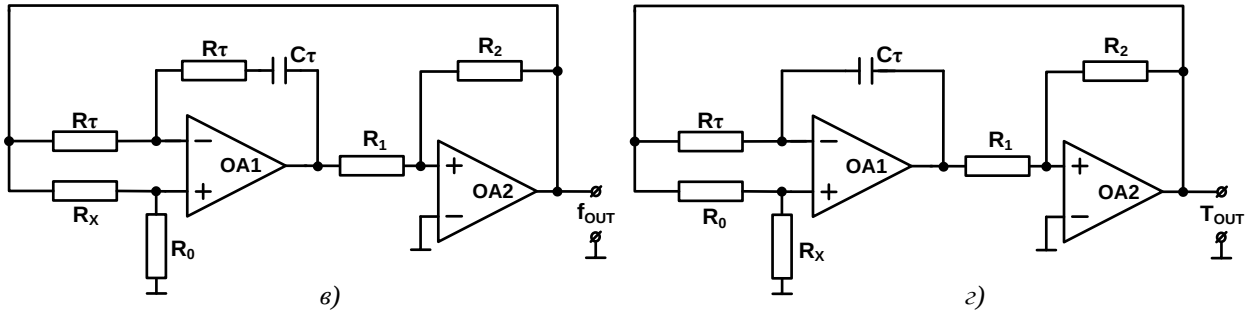
За посочения преобразувател е направено аналитично описание на базата, на което е изведено уравнението на преобразуване:

$$T_{OUT} = 4R\tau C\tau \frac{\Delta R}{R_0} = 4\tau \frac{\Delta R}{R_0} = 4\tau\delta R, \qquad (3.6)$$

От изведеното уравнение се вижда, че наред с опростеното схемно решение, преобразувателят от *Фиг.3.4-а)* има два пъти по-голяма изходна чувствителност спрямо прототипа.

Ако за целите на измерването е целесъобразно изходният параметър на преобразувателя да е честота, преобразувателя от *Фиг.3.4-а)* може да се модифицира така, както е показано на *Фиг.3.5-в)*. След провеждането на аналитични изследвания е изведено уравнението на преобразуване:

$$f_{OUT} = \frac{1}{4\tau}\frac{R_2}{R_1}\frac{R_0}{2R_0 + \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right)\Delta R} + \frac{1}{4\tau}\frac{R_2}{R_1}\frac{\Delta R}{2R_0 + \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right)\Delta R} \qquad (3.13)$$



Фиг.3.5. Опростено схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на честотата в), преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на периода с повишена чувствителност г)

За да се осъществи линейно преобразуване, е необходимо да се зададе равенство на двата резистора, определящи прага на сработване на компаратора. При спазване на условието $R_1=R_2$, за крайното уравнение за изходната честота се привежда:

$$f_{OUT} = \frac{1}{8\tau} + \frac{1}{8\tau}\frac{\Delta R}{R_0} = f_0 + \Delta f \qquad (3.14)$$

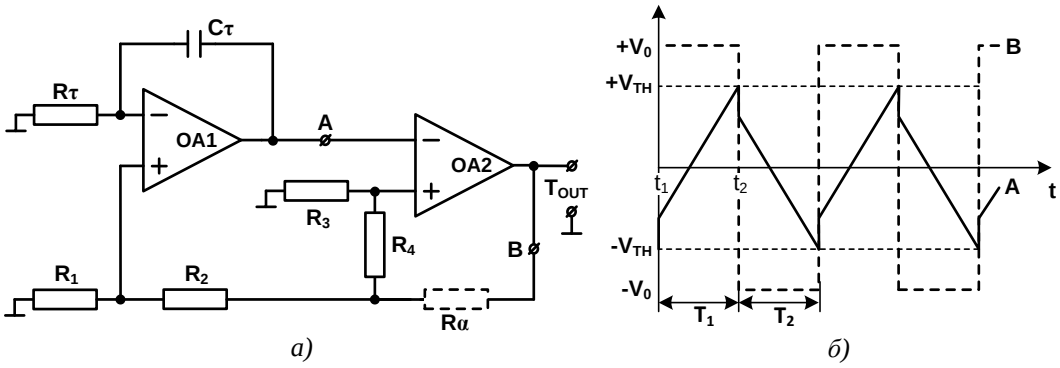
При премахване на резистора в обратната връзка в интегратора, може да бъде реализиран преобразувател с изход период – *Фиг.3.5-г)*. За изходния период на преобразувателя се извежда уравнението:

$$T_{OUT} = 4\tau\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right) + 4\tau\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\frac{\Delta R}{R_0} = T_0 + \Delta T \qquad (3.16)$$

От изведеното уравнение се вижда, че преобразувателят от *Фиг.3.5-г)* има по-висока изходна чувствителност спрямо преобразувателя от *Фиг.3.4-в)*.

3.3. Преобразуватели с възможност за независимо задаване на разсейваната мощност върху резистивния сензор

Един основен недостатък на преобразувателите, посочени дотук е, че не може да се задава и контролира тока през резистивния сензор. Тъй като обикновено изходното напрежение на компаратора е равно на напрежението на насищане на операционния усилвател, при практическата реализация на преобразувателите, токът, който ще протече през сензора, може да е с недопустимо голяма стойност. Съществуват схемни решения на преобразуватели с разгъващо преобразуване, при които тока на сензора може да бъде зададен с необходимата стойност. На *Фиг.3.7* е показано едно предложение за преобразувател на изменението на съпротивлението в период, при което тока през сензора може да бъде зададен независимо, чрез задаване на стойността на резистора *Rα* в обратната връзка на компаратора. Същевременно с това, съпротивлението на задаващия резистор не участва в уравнението на преобразуване.



Фиг.3.7. Второ опростено схемно решение на преобразувател на изменение на съпротивление в период а), и времедиаграми на работа б)

За изходния период на преобразувателя се извежда уравнението:

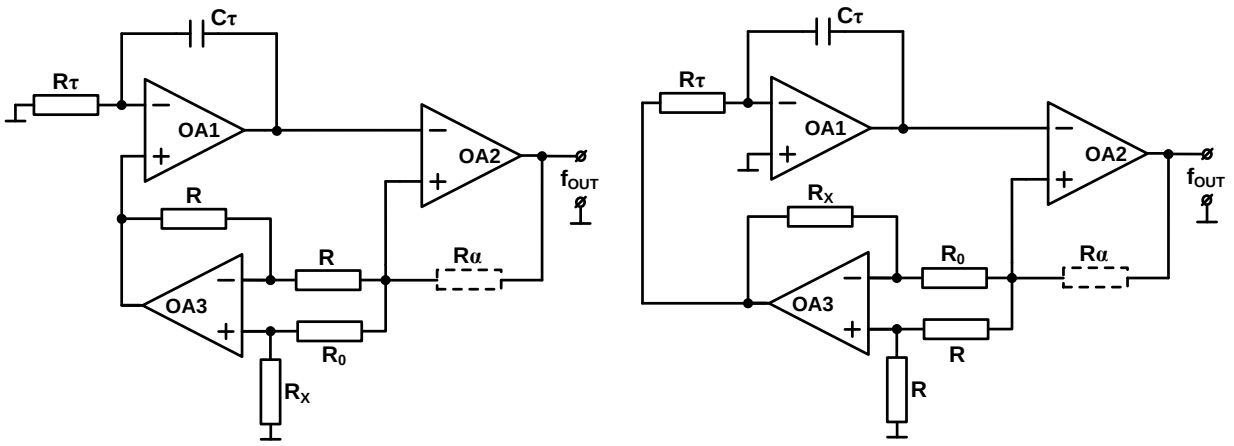
$$T_{OUT} = 4\tau\frac{R_2R_3 - R_1R_4}{R_1\left(R_3 + R_4\right)} \qquad (3.26)$$

Ако за резисторите се зададат следните зависимости:

$$R_2 = R_X;\ R_1 = R_0;\ R_3 = R_4, \qquad (3.27)$$

то изменението на съпротивлението на сензора се преобразува линейно в изходен период.

На *Фиг.3.8-а),б)* са показани две предложения за преобразуватели на изменението на съпротивлението в честота, при които тока през сензора също може да бъде зададен независимо.



а) *б)*

Фиг.3.8. Преобразувател на изменението на съпротивлението в честота: първо схемно предложение а), и второ схемно предложение б)

След решаване на изведените уравнения, за изходната честота на преобразувателите се извежда:

$$f = \frac{1}{8\tau}\frac{\Delta R}{R_0} \qquad (3.29)$$

Предимството на преобразувателя от *Фиг.3.8-а)* пред този от *Фиг.3.8-б)* е, че единия край на сензора е свързан с общата маса.

3.4. Метод за линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори при преобразувателите с честотен изход

3.4.1. Теоретичен анализ

За осъществяване на линеаризация на характеристиката на терморезисторните сензори може да се използва познатият метод, при който с увеличаване на входната температура се модулира опорното напрежение на преобразувател с амплитудна модулация така, че да се постигне линейна зависимост на температурата и изходния параметър. Разгледаните и предложени линеаризиращи преобразуватели на изменението на съпротивлението в напрежение във *втора глава*, могат да бъдат използвани в състава на измервателен преобразувател с разгъващо преобразуване и по този начин да се осъществи линеаризацията. Това обаче би довело да съществено усложняване на схемотехничното решение, тъй като разгледаните линеаризиращи преобразуватели са сравнително сложни сами по себе си.

При анализ на представените във *втора глава* преобразуватели на съпротивление в напрежение и линеаризация на характеристиката на терморезисторните сензори се вижда, че те реализират следното обобщено уравнение на преобразуване:

$$V_{OUT} = V_{REF}\frac{\Delta R}{bR_0 - \gamma\left(R_X - c\right)}a, \qquad (3.33)$$

където *a,b,c* са коефициенти и параметри на преобразувателя, а γ е коефициент, с който се осъществява линеаризация на характеристиката на сензора. От представените обобщени схемни решения на *Фиг.3.2* и от представеното уравнение на разгъващата функция се вижда, че при схемите от *„1”* и *„3”* изходът на преобразувателите се привежда с израза:

$$T_{OUT}(f_{OUT}) = 4\tau\frac{V_B}{V_0 - V_B} \qquad (3.34)$$

Ако напрежението V_B на изхода на преобразувател на съпротивление в напрежение се привежда с израза:

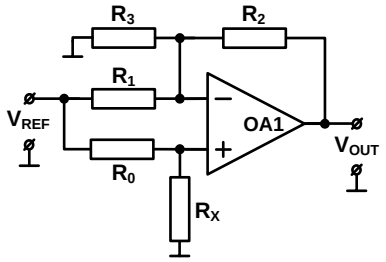
$$V_B = V_0 k_A \frac{\Delta R}{\Delta R + bR_0}, \qquad (3.35)$$

където с k_A е означен коефициент на усилване на блока *ПСН*, то изходното уравнение на преобразуватели *„1”* и *„3”*, ще се определя според следната формула:

$$T_{OUT}(f_{OUT}) = 4\tau \frac{\Delta R}{bR_0 - (k_A - 1)\Delta R} k_A = 4\tau \frac{\Delta R}{bR_0 - \gamma \Delta R} k_A \qquad (3.36)$$

От изведеното обобщено уравнение се вижда, че въведеният коефициент k_A довежда до нелинейно преобразуване, но уравнението е напълно идентично с обобщеното линеаризиращо уравнение, приведено в *(3.33)*. Вижда се, че коефициентът на усилване на *ПСН* определя и коефициента $\gamma=(k_A-1)$, който служи за линеаризиране на функционалната зависимост на сензора. Освен това от изведеното уравнение *(3.36)* се вижда едно важно свойство на предложения метод. Чрез промяна на стойността на коефициента на усилване k_A може да се осъществи функционално линеаризиране на сензори с различен характер на нелинейността. Това е едно важно качество, тъй като при познатия линеаризиращ метод при преобразувателите с амплитудна модулация, линеаризиране на характеристиката на сензора може да се извърши само за намаляващи функционални зависимости, тъй като линеаризиращия коефициент γ не може да се настрои с отрицателна стойност.

За да може да се реализира предложения метод за линеаризиране на функционалната зависимост на сензори в състава на честотни преобразуватели, е необходимо да се осъществи схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с предавателна характеристика от вида *(3.36)*. Например, това може да се осъществи с пасивна мостова схема с едно активно рамо, като изходът на моста се усилва от диференциален усилвател. Това обаче би усложнило съществено схемната реализация. Значително по-просто решение е предложено на *Фиг.3.11*.



Фиг.3.11. Нелинеен активен мостов преобразувател

За да може да се елиминира началното съпротивление на сензора в числителя, е необходимо да се изпълни:

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_2 - R_1} \qquad (3.39)$$

В окончателен вид, изходното напрежение се привежда със следното уравнение на преобразуване:

$$V_{OUT} = V_{REF} \frac{\Delta R}{2R_0 + \Delta R} \frac{R_2}{R_1} = V_{REF} \frac{\Delta R}{2R_0 + \Delta R} k_A \qquad (3.41)$$

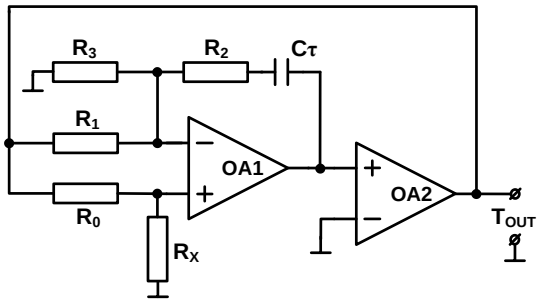
Вижда се, че изходното уравнение на преобразувателя от *Фиг.3.11* е идентично с уравнението, приведено в *(3.35)*. При това, схемното решение е значително по-просто от другите възможни решения.

3.4.2. Реализация на метода за линеаризиране на функционалната зависимост на терморезисторните сензори при преобразувателите с честотен изход

Предложеният преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение от *Фиг.3.11* може да бъде използван в състава на обобщените схеми *„1”* и *„3”* от *Фиг.3.2*, при което може да се осъществи линеаризиране на функционалната зависимост на сензора. На *Фиг3.12* е показано предложение за линеаризиращ преобразувател, като решението е базирано на преобразувателя от *Фиг.3.4-а)*, но е въведена параметрична корекция чрез резистора R_3. Използвайки метода на суперпозицията, за изходното напрежение на интегратора може да се изведе уравнението:

$$2V_0\frac{R_X}{R_0+R_X}\frac{R_1R_2+R_1R_3+R_2R_3}{R_1R_3}-2V_0\frac{R_2}{R_1}+\frac{1}{R_1\parallel R_3C\tau}\int_0^{\frac{T}{2}}V_0\frac{R_X}{R_0+R_X}dt-\frac{1}{R_1C\tau}\int_0^{\frac{T}{2}}V_0\,dt=0 \qquad (3.46)$$

Вижда се, че изходът има пропорционална и интегрална съставна. Интегралната съставна се състои от два члена, като особеността е, че времеконстантата на интегриране за двата члена е различна. Едната времеконстанта се определя от произведението на интегриращия кондензатор $C\tau$ и еквивалентното съпротивление на двата паралелни резистора R_1 и R_3, а втората е равна на произведението на кондензатора $C\tau$ и резистора R_1.



Фиг.3.12. Преобразувател с линеаризация на характеристиката на сензора

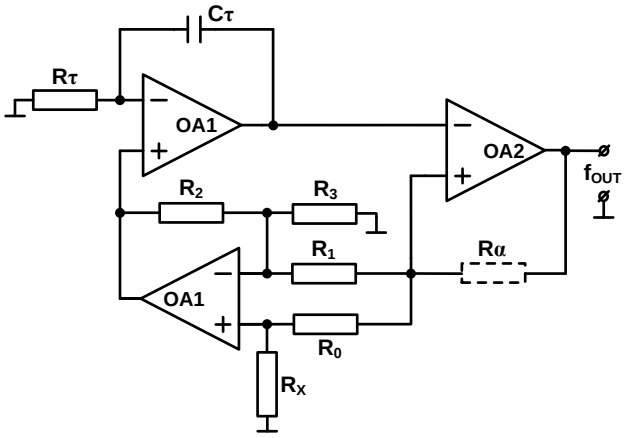
При спазване на отношението за резисторите, въведено в *(3.39)*, за двата резистора R_2 и R_1 се приеме означението $R_2/R_1=k_A$, а времеконстантата на интегриране е $\tau=R_1C\tau$, то крайното уравнение на преобразуване се извежда с:

$$T_{OUT}=4\tau\frac{\Delta R}{R_0-(k_A-1)\Delta R}k_A^2 \qquad (3.49)$$

Стойността на коефициента k_A, при която се осъществява линеаризация на характеристиката на сензора, е:

$$k_A=\frac{\alpha^2+\alpha\beta T-\beta}{\alpha(\alpha+\beta T)} \qquad (3.51)$$

Следователно, с подбор на резисторите R_1 и R_2 може да се линеаризира характеристиката на сензора за конкретен диапазон на входния измервателен обхват. Предложение за линеаризиращ преобразувател с изход честота, който същевременно може да ограничава и разсейваната мощност върху резистивния сензор, е показан на *Фиг.3.13*. Схемното решение е базирано на преобразувателя от *Фиг.3.8-а)*, като мостовият преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение е заменен с този от *Фиг.3.11*.



Фиг.3.13. Преобразувател с линеаризация на характеристиката на сензора и изход честота

При запазване на условието за резисторите, въведено в *(3.39)*, за изходната честота се извежда:

$$f_{OUT} = \frac{1}{4\tau}\frac{\Delta R}{2R_0 - (k_A - 1)\Delta R}k_A \qquad (3.53)$$

Коефициентът k_A, при който се линеаризира изходната характеристика, може да бъде изчислен от формула *(3.51)*, като коефициентът пред β в числителя се замени с *1*.

3.5. Анализ на влиянието на съединителните проводници при преобразувателите с честотен изход за работа с резистивни сензори

В класическия вариант, за да се компенсира съпротивлението на съединителните проводници, е необходимо да се използва три или четири-проводно свързване на резистивния сензор. Наскоро са публикувани решения обаче, които коментират възможността да се компенсира съпротивлението на свързващите проводници при дву-проводно свързване на резистивния сензор.

3.5.2. Реализиране на метода с двутактно разделно преобразуване за намаляване на систематичната грешка от съпротивлението на свързващите проводници за преобразувателите с честотна модулация, при дву-проводно свързване на сензора

В литературата е известен метод за намаляване на систематичната грешка чрез промяна на знака на входната величина, при който се разчита на това, че систематичната грешка е с постоянен знак. Основавайки се на този принцип, преобразуването може да се извърши на два етапа, в които се променят знака на входната величина или опорния параметър на преобразувателя, като крайният резултат се явява разликата от изходната реакция на системата в двата етапа на измерването. Тъй като систематичната грешка е с еднакъв знак при двете преобразувания, тя бива напълно елиминирана. Наскоро са направени две публикации, които използват този метод за елиминиране на грешката на свързващите проводници при дву-проводно свързване на резистивния сензор за преобразувателите с амплитудна модулация. Подходът, който се използва за това, е да се монтират два диода в близост до сензора, като единият диод е свързан последователно на сензора, а другия е свързан в противоположна посока, паралелно на първия диод и сензора. Измерването се извършва в два такта, като през единия такт се пропуска константен ток в едната посока, а в другия такт се обръща посоката на тока. Резултатът от измерването се явява разликата от първия и втория такт, като в крайна сметка се елиминира напълно съпротивлението на свързващите проводници. За реализирането на този алгоритъм са използват четири ключа, управлявани от честотен генератор, източник на опорен ток, четири схеми за извадки и запомняне, и два диференциални усилвателя. В измервателните преобразуватели с разгъващо преобразуване този метод за дву-проводно компенсиране на съпротивлението на свързващите проводници може да се осъществи значително по-просто. Предложение за схемно решение, което да реализира тази идея, е показано на *Фиг.3.18*. Изходът на преобразувателя от *Фиг.3.18* се разглежда като два отделни временни интервала. Във времевия интервал T_1, през който изходът на компаратора *OA2* е застанал в положително ограничение, се извежда:

$$T_1 = \frac{2\tau}{\frac{1}{2R_0}(R_X + r_1 + r_2) + \frac{V_{D1}}{V_0} + \frac{V_{D3}}{V_0}} \qquad (3.86)$$

За другия времеви интервал T_2, през който компараторът е в отрицателно ограничение, се извежда:

$$T_2 = \frac{2\tau}{\frac{1}{2R_0}(R_0 + r_1 + r_2) + \frac{V_{D2}}{V_0} + \frac{V_{D4}}{V_0}} \qquad (3.88)$$

Изходът на преобразувателя от *Фиг.3.18* следва да се измери от цифрова система, при което за двата времеви интервала в цифровата система ще се запишат два отделни кода N_1, N_2. Резултатът от измерването се получава като разлика от реципрочните стойности за двата кода:

$$N_X = \frac{1}{N_1} - \frac{1}{N_2} \propto \frac{\frac{1}{2R_0}\left(R_X + r_1 + r_2\right) + \frac{V_{D1}}{V_0} + \frac{V_{D3}}{V_0}}{2\tau} - \frac{\frac{1}{2R_0}\left(R_0 + r_1 + r_2\right) + \frac{V_{D2}}{V_0} + \frac{V_{D4}}{V_0}}{2\tau} \qquad (3.89)$$

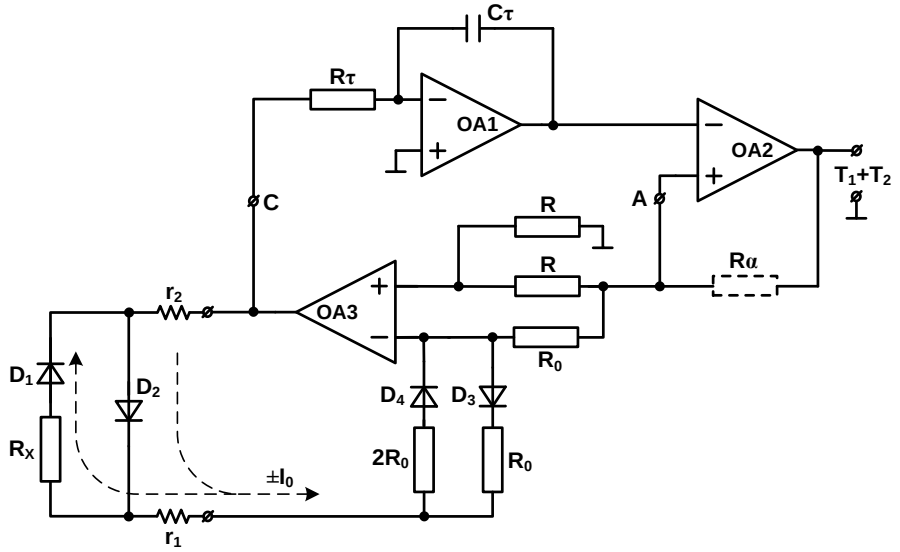
Ако с ΔV_1 се означи разликата на напреженията на двата диода D_1 и D_2 $(\Delta V_1 = V_{D1} - V_{D2})$, а с ΔV_2 *се* означи разликата на напреженията на диодите D_3 и D_4 $(\Delta V_2 = V_{D3} - V_{D4})$, то изходният код N_X ще се определя от:

$$N_X \propto \frac{\frac{1}{2R_0}\Delta R + \frac{\Delta V_1}{V_0} + \frac{\Delta V_2}{V_0}}{2\tau} \qquad (3.90)$$

Тъй като през всички диоди протича константен ток и температурата върху диодите D_1 и D_2, както и D_3 и D_4 е еднаква, разликите ΔV_1 и ΔV_2, на практика са много малки и могат да се пренебрегнат. Нещо повече, тази разлика в напрежението на диодите се потиска V_0 пъти. Следователно за изходния код, който се явява резултатът от измерването, се извежда:

$$N_X \propto \frac{1}{4\tau}\frac{\Delta R}{R_0} \qquad (3.91)$$

Вижда се, че преобразуването е напълно линейно и инвариантно към съпротивлението на свързващите проводници. Освен това посоченият алгоритъм на измерване има потенциално по-висока точност от решението, публикувано в литературата, тъй като в публикуваното решение разликата в напреженията на диодите влиза с коефициент единица в крайния резултат, докато при схемата от *Фиг.3..18,* ΔV_1 и ΔV_2 се потискат от изходното напрежение на насищане на компаратора.



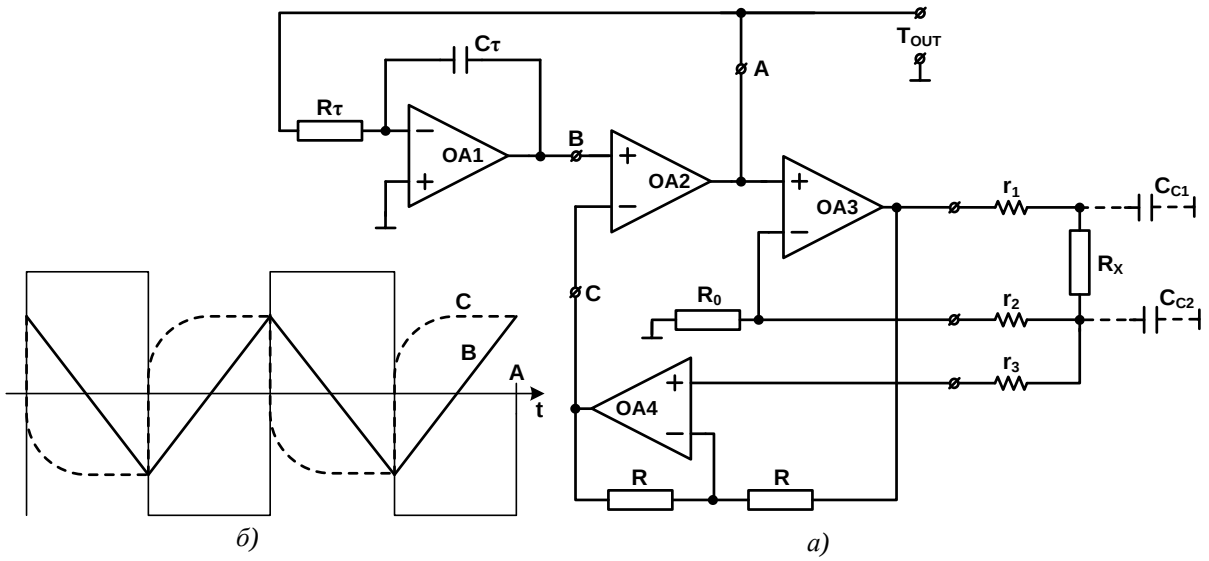
Фиг.3.18. Преобразуватели с пълна компенсация на съпротивлението на съединителната линия при дву-проводно свързване и инвариантност към остатъчното напрежение на диодите

Въпреки че с коментираните решения може да се осъществи пълна компенсация на съпротивленията на съединителните проводници при дву-проводно свързване, посочените схемни решения имат два основни недостатъка. Преобразуването изисква сравнително сложна измервателна процедура, което предполага по-голям изчислителен ресурс за извършването й. Освен това двата диода D_1 и D_2 не могат да бъдат подложени на високи температури, а тъй като по подразбиране те се поставят в непосредствена близост до сензора, това налага ограничение на измервателния температурен диапазон.

3.5.4. Пълно компенсиране на паразитните параметри на съединителната линия при три-проводно свързване на резистивния сензор

При реализирането на преобразувателите с разгъващо преобразуване и дълга съединителна линия, е необходимо да се прави компенсация, както на съпротивлението на съединителната линия, така и на паразитните капацитети на свързващите проводници. От представените предложения в дисертацията за преобразуватели с компенсация на съединителната линия при дву-проводно свързване се вижда, че е възможно да се реализира преобразувател, който елиминира влиянието на паразитните капацитети и формира адитивна грешка от съпротивлението на свързващите проводници. Температурните изменения на съпротивлението на проводници обаче, могат да доведат до недопустими грешки в преобразуването, затова представлява интерес да се предложи преобразувател с пълна компенсация на съпротивлението на линията, като същевременно се елиминира и влиянието на паразитните капацитети. На *Фиг.3.21-а)* е представено предложение за преобразувател с компенсация на съединителната линия при три-проводно свързване на сензора и елиминиране влиянието на паразитните капацитети. За да се елиминира влиянието на паразитните капацитети, изходът на интегратора се подава едновременно към входа на интегратора и високоомния неинвертиращ вход на *ОА3*. Следователно напрежението, което се интегрира, не се влияе от паразитните капацитети на линията. Ако преходните процеси, определени от паразитните капацитети на линията, завършат преди момента на превключване на компаратора, то паразитните капацитети няма да оказват влияние върху измерването. За изходния период на преобразувателя от *Фиг.3.21-а)* може да се изведе уравнението:

$$T_{OUT} = 4\tau \frac{\Delta R}{R_0} = 4\tau\delta R \qquad (3.98)$$



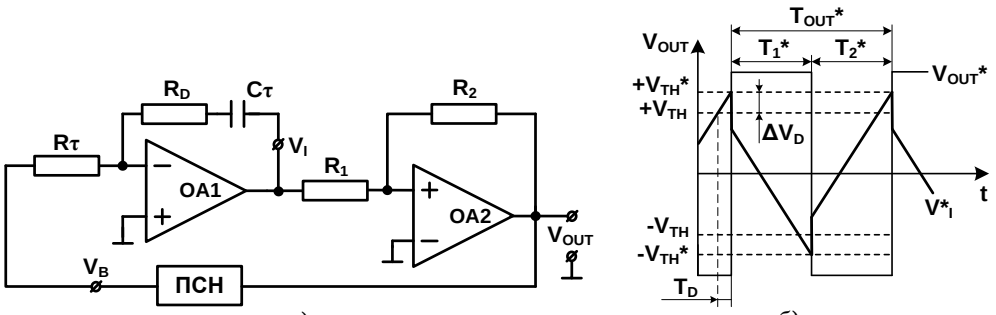
Фиг.3.21. Преобразувател на изменение на съпротивлението в период с компенсация на съединителната линия при три-проводно свързване а), времедиаграми на работа б)

3.6. Анализ на динамичните грешки при преобразувателите с честотна модулация за работа с резистивни сензори

Направен е анализ на динамичната грешка, дължаща се на инерционността на операционните усилватели на компаратора и на интегратора. От анализа се извежда, че грешката, дължаща се на закъснението на превключване на компаратора, е на порядък по-голяма от тази, причинена от динамичната грешка на операционния усилвател на интегратора. Освен това при преобразувателите с изход честота, инерционността на операционните усилватели довежда до грешка от нелинейност в изходната характеристика, за разлика от преобразувателите с изход период, при които в изхода се формира адитивна грешка.

3.6.3. Компенсиране на динамична грешка при преобразувателите с разгъващо преобразуване

От прегледа на публикуваните схемните решения, компенсиращи динамичната грешка на компаратора, се вижда, че закъснението на превключване може да бъде компенсирано, като в изходното напрежение на интегратора се формира скок на напрежението в момента на превключване на изходното напрежение на компаратора. На *Фиг.3.24* е показано предложение на преобразувател, реализиращ този подход. Решението е базирано на преобразувателя *„2"* от *Фиг.3.2*. За формирането на скок в изходното напрежение на интегратора, в момента на превключване е включена допълнителна права връзка (въведена е параметрична корекция), посредством резистора R_D. По този начин, в максимална степен се запазва простотата на схемното решение.



а) *б)*

Фиг.3.24. Предложение за отстраняване на грешката, дължаща се на инерционността на операционния усилвател на компаратора а) и времедиаграми на работа б)

След извеждане на аналитичните зависимости се вижда, че за да се елиминира динамичната грешка на компаратора, е необходимо да се обезпечи следната зависимост:

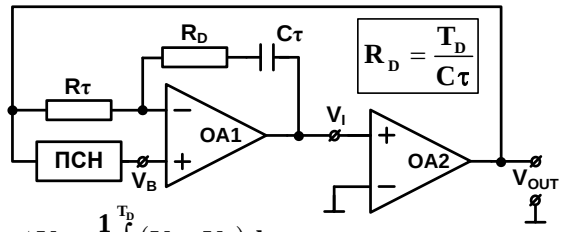
$$R_D = \frac{T_D}{C\tau}, \qquad (3.121)$$

където T_D е закъснението на превключване в изхода на компаратора. Вижда се, че представеното решение е пределно просто, като стойността на резистора R_D може да бъде намерена лесно, ако се знае стойността на закъснението T_D. Нещо повече, времето на закъснение в изхода на интегратора t_d формира също адитивно отместване на изходния период, следователно с посочената допълнителна права връзка (параметрична корекция) може да бъде компенсирана динамичната грешка, причинена от интегратора и компаратора едновременно. В този случай, за да бъде компенсирана напълно грешката, е необходимо да се изпълни следното равенство за резистора R_D:

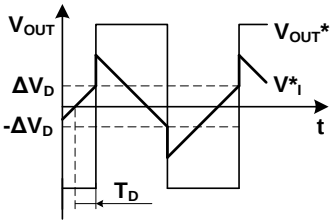
$$R_D = \frac{T_D}{C\tau} + \frac{t_d}{2C\tau} \qquad (3.122)$$

3.6.4. Компенсиране на динамичната грешка за обобщените схемни решения на преобразувателите с разгъващо преобразуване и работа с резистивни сензори

На *Фиг.3.25* са показани обобщените схемни решения на преобразуватели с разгъващо преобразуване, представени на *Фиг.3.2*, като в обратната връзка на интегратора е добавен резистора R_D за елиминиране на закъснението на превключване на компаратора. За всеки преобразувател са показани времедиаграмите на работа и са изведени уравненията на преобразуване. От приведените уравнения се вижда едно важно свойство: добавянето на права връзка (параметрична корекция) в интегратора е един универсален подход за отстраняване на динамичната грешка на преобразувателите с разгъващо преобразуване, като стойността на резистора R_D за всички разновидности на преобразувателите се намира от уравнение *(3.121)*.

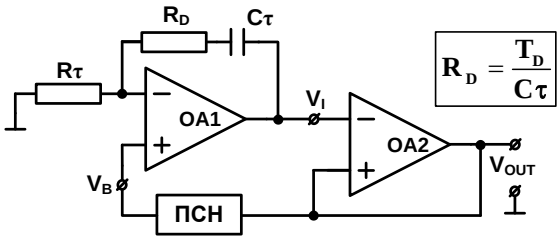


$$R_D = \frac{T_D}{C\tau}$$

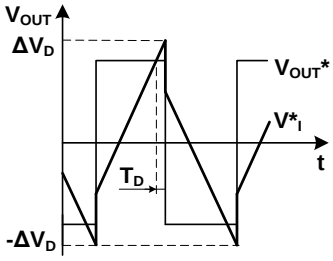


$$\Delta V_D = \frac{1}{\tau}\int^{T_D}\left(V_0 - V_B\right)dt$$

$$\Delta V_D - 2V_0\frac{R_D}{R\tau} + 2V_B\left(1+\frac{R_D}{R\tau}\right) - \frac{1}{\tau}\int^{T_I^*}\left(V_0 - V_B\right)dt = -\Delta V_D \Rightarrow T_I^* = 2\tau\frac{V_B}{V_0 - V_B} + 2T_D - 2\tau\frac{R_D}{R\tau}$$



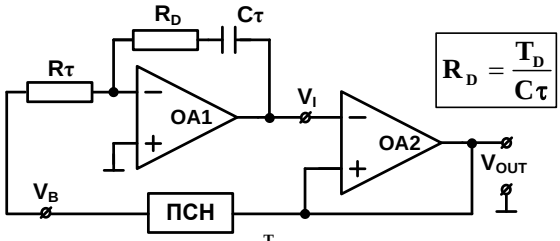
$$R_D = \frac{T_D}{C\tau}$$



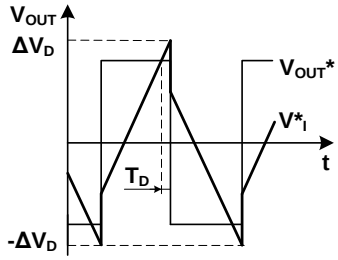
$$\Delta V_D = V_0 + \frac{1}{\tau}\int^{T_D} V_B dt$$

$$-\Delta V_D + 2V_B\left(1+\frac{R_D}{R\tau}\right) + \frac{1}{\tau}\int^{T_I^*} V_B dt = \Delta V_D$$

$$T_I^* = 2\tau\frac{V_0 - V_B}{V_B} + 2T_D - 2\tau\frac{R_D}{R\tau}$$



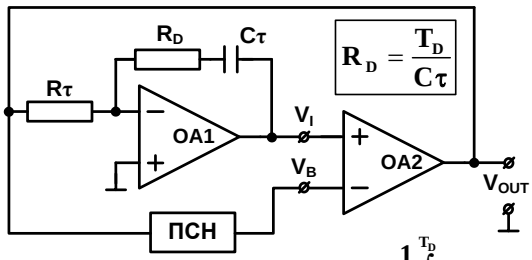
$$R_D = \frac{T_D}{C\tau}$$



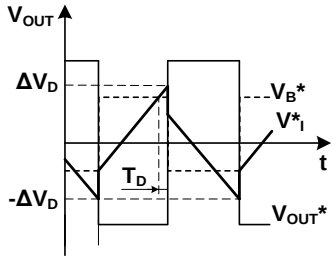
$$\Delta V_D = V_0 + \frac{1}{\tau}\int^{T_D} V_B dt$$

$$-\Delta V_D + 2V_B\frac{R_D}{R\tau} + \frac{1}{\tau}\int^{T_I^*} V_B dt = \Delta V_D$$

$$T_I^* = 2\tau\frac{V_0}{V_B} + 2T_D - 2\tau\frac{R_D}{R\tau}$$



$$R_D = \frac{T_D}{C\tau}$$



$$\Delta V_D = V_B + \frac{1}{\tau}\int^{T_D} V_0 dt$$

$$-\Delta V_D + 2V_0\frac{R_D}{R\tau} + \frac{1}{\tau}\int^{T_I^*} V_0 dt = \Delta V_D$$

$$T_I^* = 2\tau\frac{V_B}{V_0} + 2T_D - 2\tau\frac{R_D}{R\tau}$$

Фиг.3.25. Елиминиране на динамичната грешка на основните обобщени схеми на преобразуватели с разгъващо преобразуване

3.7. Постигнати резултати в трета глава

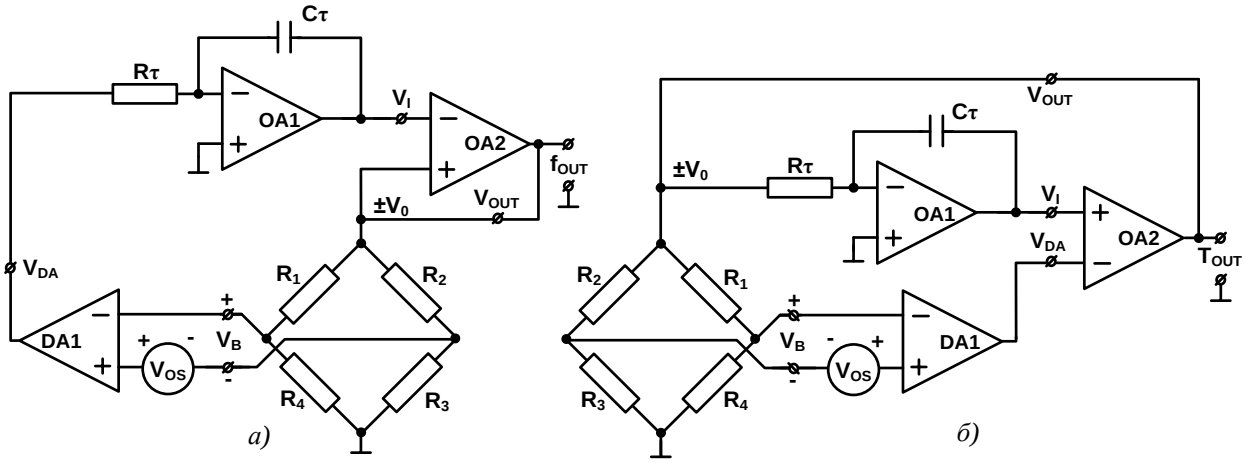
- Предложена е обобщена структурна схема на преобразувателите с честотна модулация за работа с резистивни сензори. Дефинирани са основните алгоритми на работа, като са изведени и уравненията на преобразуване;
- На базата на предложената структура са развити пет основни схемни приложения на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с резистивни сензори. За представените решения са изведени обобщените уравнения на преобразуване и са показани времедиаграмите на работа. В следващите параграфи тези обобщени решения са използвани като основа за разработване на различни схемни решения на преобразуватели с честотна модулация за работа с резистивни сензори;
- Направен е сравнителен анализ на преобразувателите на изменението на съпротивлението в период или честота и преобразувателите на изменението на съпротивлението в девиация на периода или честота. От анализа се изяснява, че един основен проблем при преобразувателите с начално отместване в изходната характеристика е независимото задаване на чувствителността на преобразуване и адитивното отместване в изхода. За решаването на този проблем е предложено усъвършенствано схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в период *(Фиг.3.4-а)*, което спрямо известния прототип има опростено схемотехнично решение и осъществява по-висока чувствителност;
- Разгледана е възможността за реализиране на преобразуватели с разгъващо преобразуване и възможност за независимо задаване на разсейваната мощност върху резистивния сензор;
- Предложено е опростено схемно решение *(Фиг.3.7-а)* на изменението на съпротивлението в период, с възможност за независимо задаване на разсейваната мощност върху резистивния сензор. Показани са и предложения на преобразуватели на изменението на съпротивлението в честота (*Фиг.3.8, Фиг.3.9*) с възможност за задаване на мощността върху резистивния сензор;
- Предложен е метод за линеаризиране на функционалната зависимост на сензора при преобразувателите с честотна модулация;
- На базата на предложения метод са реализирани линеаризиращи преобразуватели на изменението на съпротивлението (*Фиг.3.12, Фиг.3.13*) с изход период и честота, които могат да бъдат използвани като крайни решения в практиката. Приведени са симулационни изследвания, които потвърждават проведените анализи и приложението на преобразувателите;
- Проведен е анализ на влиянието на съединителните проводници при дву-проводно свързване на резистивния сензор, който показва едно важно качество за преобразувателите с разгъващо преобразуване: съпротивлението на съединителните проводници на сензора формира само адитивна грешка в изхода на преобразувателя;
- За пълното елиминиране на влиянието на съединителните проводници при дву-проводно свързване на сензора е реализиран методът с двутактно разделно преобразуване за преобразувателите с честотна модулация. Предложен е преобразувател с разгъващо преобразуване, който напълно елиминира влиянието на съпротивление на свързващите проводници при дву-проводно свързване. Проведен е задълбочен анализ на влиянието на паразитните параметри на диодите, използвани за реализиране на преобразувателя. Показано е, че предложеният преобразувател е с по-голяма точност спрямо известно решение на преобразувател с амплитудна модулация, използващ посочения метод;Коментирано е влиянието на паразитните капацитети на съединителната линия. Предложени са крайни схемни решения на преобразуватели (*Фиг.3.21, Фиг.3.22)* с пълна компенсация на паразитните параметри на съединителните проводници при три-проводно свързване;
- Проведен е анализ на влиянието на динамичните грешки на преобразувателите с разгъващо преобразуване. Изведени са аналитичните зависимости на динамичната грешка, дължаща се на закъснението на изходната реакция на интегратора и на закъснението на превключване на компаратора. Обобщено е, че за преобразувателите с изход честота, инерционността на операционните усилватели довежда до грешка от нелинейност;
- Предложена е параметрична корекция за елиминиране на динамичната грешка при преобразувателите с честотна модулация. Показано е, че с въвеждането на права връзка в интегратора (параметрична корекция) може да се елиминира грешката от нелинейност за всички основни схемни решения на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с резистивни сензори (*Фиг.3.25*);

- За всички предложени схемни решения са приведени пълни аналитични изследвания, позволяващи проектирането на преобразувателите за конкретни приложения, както и оценяването на точността на преобразуване;
- Въвеждането на параметрична корекция е комплексен подход за увеличаване на чувствителността, реализиране на инвариантността към съпротивлението на свързващите проводници, линеаризиране на функционалната зависимост на сензора, и компенсиране на динамичната грешка при електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори.

ГЛАВА IV. Усъвършенстване на електронните измервателни преобразуватели с честотен изход за работа с резистивни мостове

4.1. Реализиране на метода за намаляване на систематичната грешка чрез изменение на знака на входната величина, при преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с резистивни мостове

Основните проблеми, които възникват при измерването на сигнала от резистивни мостове, са свързвани с това, че като правило изходното напрежение на измервателните мостове е много малко по стойност. Следователно, полезният сигнал от измервателния мост често пъти се оказва съизмерим с остатъчното напрежение на усилвателите, които се използват за усилването на сигнала на моста. Допълнителен проблем при измерването на резистивни мостове е свързан с възникването на термо електродвижещи сили *(е.д.с)* в точките на съединение на проводниците, идващи от изхода на моста с входните клеми на диференциалния усилвател. Тези термо е.д.с могат да се окажат съизмерими по стойност с изходния сигнал на моста и заедно с входното остатъчно напрежение и токове на усилвателя да създават адитивна грешка, която следва да бъде отчетена или компенсирана по някакъв начин. Всичко това налага особено строги изисквания към материалите и усилвателя, които се използват. Последното довежда до използването на скъпо струващи специални инструментални усилватели. Ефикасен метод за отстраняване на влиянието на всички паразитни източници, причиняващи адитивна грешка, е методът за намаляване на систематичната грешка чрез промяна на знака на входната величина. Едно важно свойство на интегриращите измервателни преобразуватели коментирано в литературата е, че те реализират автоматично посочения метод. За потвърждение на този извод са изследвани два преобразувателя с разгъващо преобразуване, разгледани в *първа глава*, за работа с резистивни мостове. За двата преобразувателя, към входната верига на диференциалния усилвател е добавено сумарното входно остатъчно напрежение V_{OS}, дължащо се на паразитните термо е.д.с., входното остатъчно напрежение и входните токове на усилвателя.



Фиг.4.3. Компенсиране на сумарното входно остатъчно напрежение за преобразувател за резистивни мостове с изход: честота а), период б)

За преобразувателя от *Фиг.4.3-а)* е изведено уравнението на преобразуване, при отчитане на сумарното остатъчно напрежение V_{OS}:

$$f_{OUT} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{k_{DA}}{4\tau}\frac{V_B^2 - V_{OS}^2}{V_0 V_B} = \frac{k_{DA}}{4\tau}\frac{V_B}{V_0} - \frac{k_{DA}}{4\tau}\frac{V_{OS}^2}{V_0 V_B} \qquad (4.7)$$

Вижда се, че входното сумарно остатъчно напрежение причинява мултипликативна грешка, чиято относителна стойност е:

$$\delta_{(f_{OUT})} = \frac{\frac{k_{DA}}{4\tau}\frac{V_B}{V_0} - \frac{k_{DA}}{4\tau}\frac{V_{OS}^2}{V_0 V_B} - \frac{k_{DA}}{4\tau}\frac{V_B}{V_0}}{\frac{k_{DA}}{4\tau}\frac{V_B}{V_0}} = -\frac{V_{OS}^2}{V_B^2} \qquad (4.8)$$

От изведената формула се вижда, че компенсацията на остатъчното напрежение не е пълна, но в крайна сметка неговото влияние е потиснато многократно. Така например, ако максималното изходното напрежение на резистивния мост е V_B=*20mV*, а сумарното входно остатъчно напрежение е V_{OS}=*20μV*, за относителната грешка се получава $\delta_{(fout)}$=*0.0001%*, което за практическите реализации на преобразувателя може да се приеме за нула. На *Фиг.4.3-б)* е показан друг преобразувател с изходна величина период, при който също е отчетено сумарното остатъчно напрежение на входа на диференциалния усилвател. По аналогичен начин, за изходния период се извежда:

$$T_{OUT} = 4\tau k_{DA}\frac{V_B}{V_0} \qquad (4.13)$$

Вижда се, че входното сумарно остатъчно напрежение не оказва никакво влияние върху работата на преобразувателя, т.е. преобразувателят от *Фиг.4.3-б)* е напълно инвариантен към сумарното остатъчно напрежение на входа на диференциалния усилвател. От направеното обобщение на възможните схемни решения на преобразуватели с разгъващо преобразуване, показани на *Фиг.3.2*, се вижда, че три са възможните схемни решения, които могат да бъдат използвани за резистивни преобразуватели с линеен изход, какъвто се явява изхода на диференциалния усилвател, използван за усилването на резистивния мост. Това са преобразувателите с номер *„2”, „4”* и *„5”*. Преобразувателите от *„4”* и *„5”* са напълно идентични с тези от *Фиг.4.3-а),б)* съответно. При изследването на преобразувателя от *„2”* се получава идентичен резултат с този, приведен в *(4.7)*. Следователно може да се заключи, че при реализирането на преобразуватели с разгъващо преобразуване и изходен параметър честота, сумарното остатъчно напрежение се потиска, докато при преобразувателите с изход период, схемните решения се оказват напълно инвариантни към сумарното остатъчно напрежение на входа на диференциалния усилвател. Така може да се твърди, че изводът, направен в литературата, е напълно валиден само за преобразувателите с изход период.

4.2. Усъвършенстване на схемните решения на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с резистивни мостове

Много често при работа с резистивни мостове се налага да се измерват двустранни натоварвания, при което е необходимо изходния сигнал на измервателните преобразуватели за този тип сензори да бъде изместен спрямо нулата. Едно предложение за схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на честотата е показано на *Фиг.4.5-а)*. За отместване на изходната характеристика, изходното напрежение на компаратора се подава към входа на интегратора посредством структурата на инвертиращ усилвател, реализиран с *ОА3*. Добавен е и резисторът *Rα*, с който е реализиран инвертиращ интегриращ суматор с два входа. За изходната честота, която се явява информационния параметър на преобразувателя, може да се изведе:

$$f_{OUT} = \frac{1}{4R\alpha C\tau}\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{4\tau}\frac{V_B}{V_0}, \qquad (4.19)$$

където V_B е изходното напрежение на диференциалния усилвател *DA1*. За случая на четири изменящи се рамена на резистивния мост, както е показано на *Фиг..4.5-а)*, за изходната честота се извежда израза:

$$f_{OUT} = \frac{1}{4R\alpha C\tau}\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{4\tau}k_{DA}\frac{\Delta R}{R_0} = f_0 \pm S_R \delta R, \qquad (4.20)$$

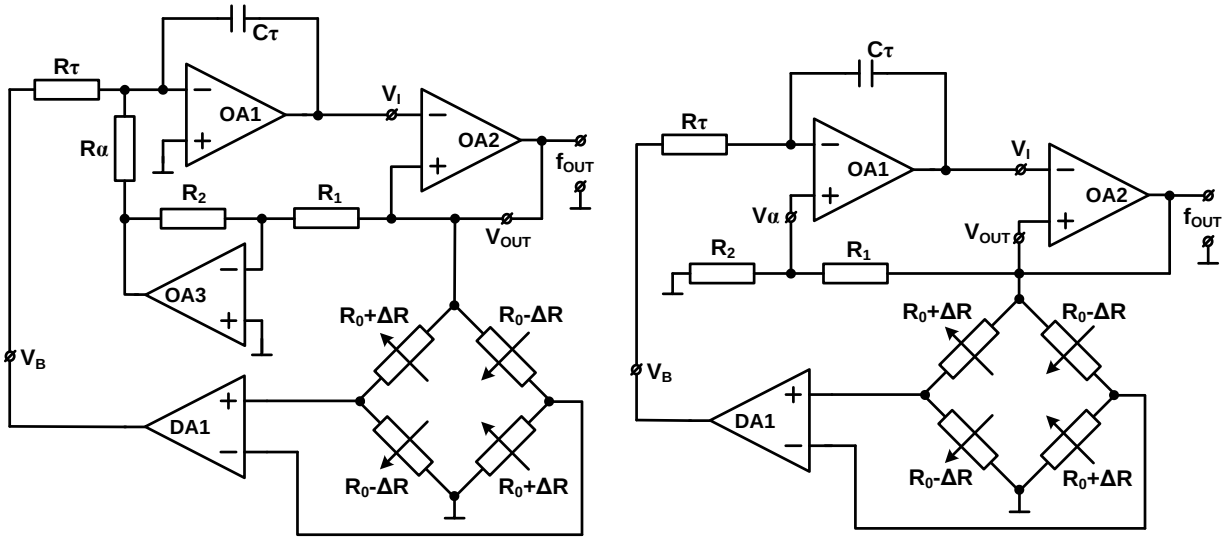
където:

$$S_R = \frac{1}{4\tau}k_{DA} \qquad (4.21)$$

е чувствителността на преобразувателя, а

$$f_0 = \frac{1}{4R\alpha C\tau}\frac{R_2}{R_1} \qquad (4.22)$$

е началната честота на преобразувателя при $\delta R=0$. Вижда се, че началното отместване се определя от параметрите на компонентите R_1, R_2, $R\alpha$ и $C\tau$, а чувствителността на преобразуването се задава от $R\tau$, $C\tau$ и k_{DA}. Следователно настройката на преобразувателя за конкретен измервателен диапазон и чувствителност на резистивния мост може да се извърши достатъчно просто с подбора на стойностите на компонентите. Недостатък на преобразувателя е, че е необходимо да се използва допълнителен операционен усилвател *OA3* за задаване на началното отместване на изходната честота.



а) *б)*

Фиг.4.5. Преобразуватели за резистивни мостове и отместване на изходната характеристика чрез: инвертиращ усилвател а), делител на напрежение б)

Предложение за друго решение на преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на честотата, е показано на *Фиг.4.5-б)*. Схемното решение е идентично с това от *Фиг.4.5-а)*, като операционният усилвател *OA3* и резисторите R_1, R_2 и $R\alpha$ са заменени с делител на напрежение, чийто изход е свързан към неинвертиращия вход на интеграторa, изпълнен с *OA1*. Ако за изходното напрежение на делителя на напрежение $V\alpha$ се приеме означението:

$$V_\alpha = V_0\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \alpha V_0, \qquad (4.23)$$

то за изходната честота се извежда:

$$f_{OUT} = \frac{1}{4\tau}\frac{\alpha}{1-\alpha} + \frac{1}{4\tau}\frac{V_B}{V_0(1-\alpha)} = f_0 \pm \Delta f \qquad (4.25)$$

За случая на четири изменящи се рамена на моста, изходното напрежение на преобразувателя от *Фиг.4.5-б)* се привежда с уравнението:

$$f_{OUT} = \frac{1}{4\tau}\frac{\alpha}{1-\alpha} + \frac{k_{DA}}{4\tau(1-\alpha)}\delta R \qquad (4.26)$$

От формулата се вижда, че при спазване на условието:

$$\frac{k_{DA}}{4\tau(1-\alpha)}|\delta R|<\frac{1}{4\tau}\frac{\alpha}{1-\alpha}\Rightarrow k_{DA}|\delta R|<\alpha, \qquad (4.27)$$

преобразувателят е линеен както за положителни, така и за отрицателни δR.

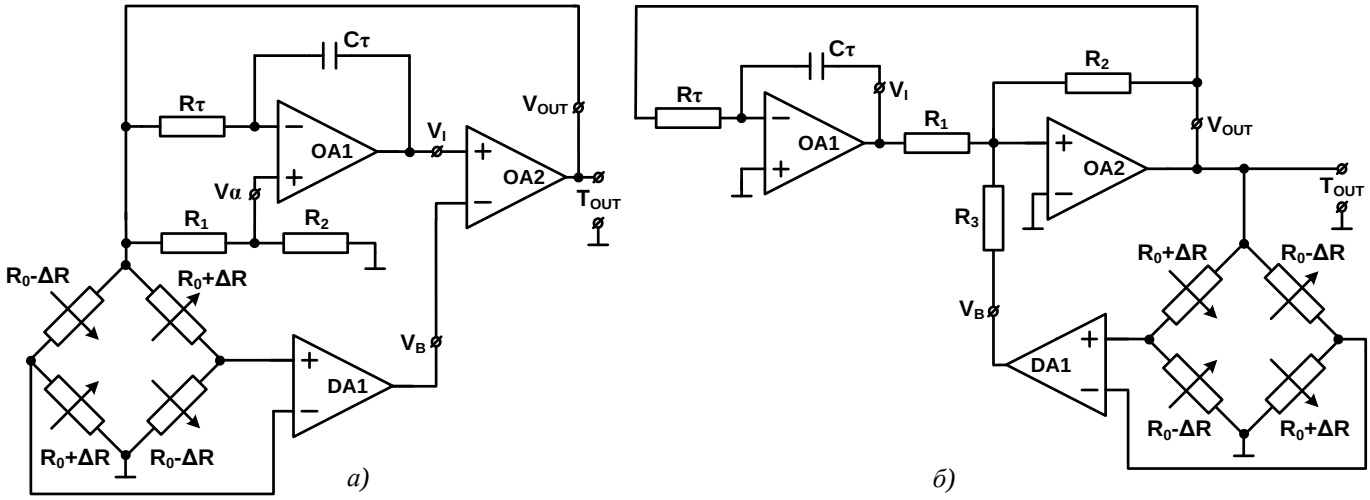
На *Фиг.4.6-а)* е показано друго предложение на преобразувател за двуполярни натоварвания на моста, като изходната величина на този преобразувател се явява периода на изходния сигнал. Ако за изходното напрежение на делителя на напрежение $V\alpha$ се приеме означението, въведено с *(4.23)*, то изходния период се привежда с изразът:

$$T_{OUT}=4\tau\frac{\alpha}{1-\alpha}+\frac{4\tau}{1-\alpha}\frac{V_B}{V_0}=T_0\pm\Delta T \qquad (4.29)$$

Вижда се, че изходното уравнение е идентично с това от *(4.25)*, т.е. при правилна настройка на коефициентите, схемата може да преобразува линейно изменението на съпротивлението в изход период. Трябва да се има предвид, че този преобразувател е идентичен със случая, показан на *Фиг.4.3-б)*, следователно при тази реализация се компенсира напълно сумарното остатъчно напрежение на входа на диференциалния усилвател. Друго предложение за преобразувател с изходна величина период, за работа с резистивни мостове при двуполярно натоварване, е показано на *Фиг.4.6-б)*. Отчитайки времедиаграмите на *Фиг.4.6-б)*, за изходния период на преобразувателя се извежда:

$$T_{OUT}=4\tau V_0\frac{R_1}{R_2}+4\tau\frac{R_1}{R_3}\frac{V_B}{V_0}=T_0\pm\Delta T \qquad (4.33)$$

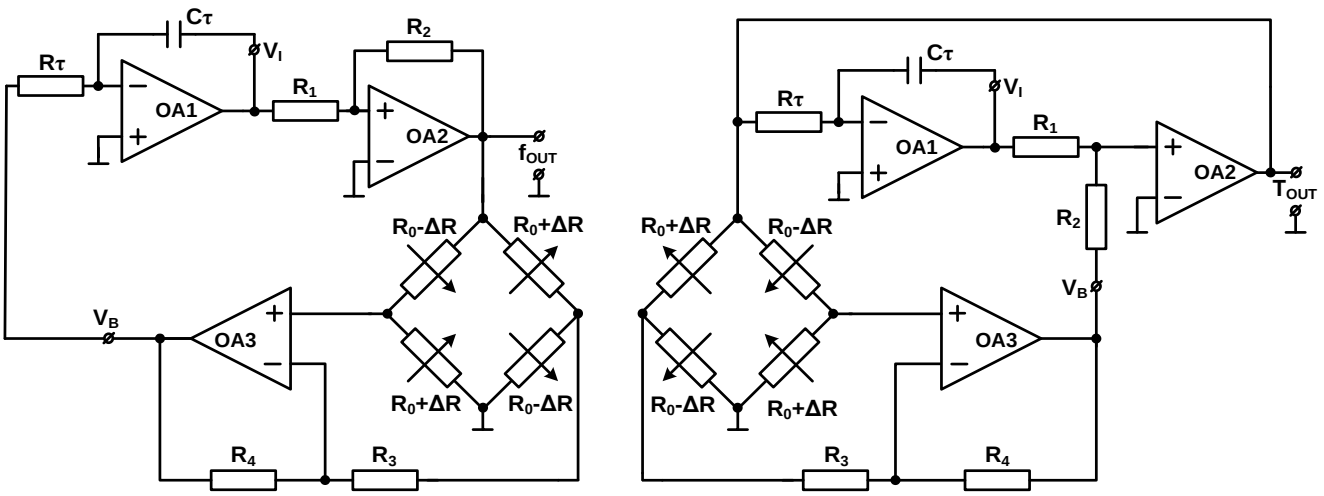
Тъй като напрежението на изхода на диференциалния усилвател определя прага на сработване на компаратора, сумарното остатъчно напрежение на входа на диференциалния усилвател ще участва с еднакъв знак в двете страни на уравнението и следователно ще бъде компенсирано напълно. В това отношение, преобразувателите от *Фиг.4.6* са по-добри от тези, показани на *Фиг.4.5*.



Фиг.4.6. Преобразуватели за резистивни мостове при двустранно натоварване и изход период

Основният недостатък на преобразувателите, представени на *Фиг.4.5* и *Фиг.4.6* е, че е необходимо да се използва инструментален диференциален усилвател за усилване на изходния сигнал на моста. На *Фиг.4.8* са предложени две схемни решения на преобразуватели с разгъващо преобразуване за работа с резистивни мостови сензори, при които изходния сигнал на моста се усилва от псевдодиференциален усилвател, изпълнен на базата на един операционния усилвател. Преобразувателят от *Фиг.4.8-а)* представлява преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на честотата, като за уравнението на преобразуване се извежда:

$$f_{OUT}=\frac{1}{8\tau}\frac{R_2}{R_1}+\frac{1}{8\tau}\frac{R_2}{R_1}\left(1+2\frac{R_4}{R_3}\right)\delta R=\frac{1}{8\tau}\frac{R_2}{R_1}+\frac{1}{8\tau}\frac{R_2}{R_1}k_A\delta R=f_0+\Delta f \qquad (4.39)$$



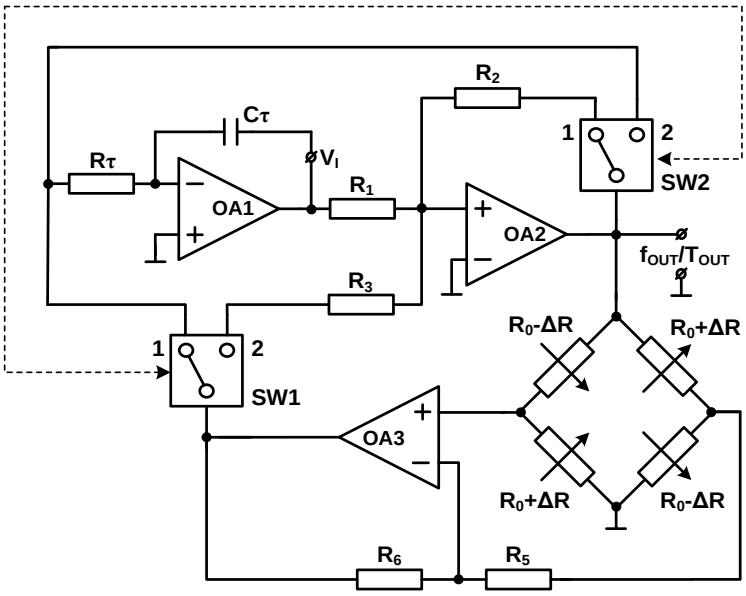
а) *б)*

Фиг.4.8. Преобразуватели за резистивни мостове при двустранно натоварване изградени с псевдодиференциален усилвател и инвертиращ интегратор: с изход честота а), изход период б)

Преобразувателят от *Фиг.4.8-б)* представлява преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на периода, като за уравнението на преобразуване се извежда:

$$T_{OUT} = 4\tau \frac{R_1}{R_2}\frac{V_B}{V_0} = 2\tau \frac{R_1}{R_2} + 2\tau \frac{R_1}{R_2}\left(1 + 2\frac{R_4}{R_3}\right)\delta R = 2\tau \frac{R_1}{R_2} + 2\tau \frac{R_1}{R_2} k_{DA}\delta R \qquad (4.40)$$

Основните предимства на преобразувателите от *Фиг.4.8* са значителното опростяване на схемната реализация, тъй като се използва обикновен операционен усилвател за усилване на сигнала от изхода на измервателния мост, като усилването се определя само от два резистора. Освен това за задаването на адитивното отместване на изхода не са необходими допълнителни схемни възли.



Фиг.4.9. Универсален преобразувател за преобразуването на параметъра на резистивен мост в девиация на изходната честото или период

При анализиране на схемните решения на преобразувателите от *Фиг.4.8* се вижда, че те са идентични, като разликата е в това, че усиленото напрежение от изхода на моста V_B се подава в единия случай - на входа на интегратора, а в другия - на резистора, определящ прага на сработване на компаратора. Съответно за първия случай, изходът на преобразувателя се явява честотата на сигнала, а във втория - периода. Това дава възможност да бъде разработен универсален измервателен преобразувател за резистивни мостови схеми, който

да може да превключва изходния си информационен параметър. Едно такова решение е показано на *Фиг.4.9*. За да може преобразувателя да превключва изхода си, са добавени два ключа *SW1* и *SW2*. При включено състояние на ключовете в *„1”* се реализира схемното решение от *Фиг.4.8-а)* и изходът на преобразувателя се явява честотата на изходната импулсна поредица:

$$f_{OUT} = \frac{1}{8\tau}\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{8\tau}\frac{R_2}{R_1}\left(1 + 2\frac{R_6}{R_5}\right)\delta R \qquad (4.41)$$

При включено състояние на ключовете в *„2”* се реализира схемното решение от *Фиг.4.8-б)* и изходът на преобразувателя се явява периодът на импулсна поредица:

$$T_{OUT} = 2\tau\frac{R_1}{R_3} + 2\tau\frac{R_1}{R_3}\left(1 + 2\frac{R_6}{R_5}\right)\delta R \qquad (4.42)$$

4.3. Усъвършенстване на схемните решения с разгъващо преобразуване за работа с полумостови резистивни измервателни преобразуватели

Предложените в *т.4.2* преобразуватели за резистивни мостове, могат да бъдат реализирани и за случая на мостови сензори с две изменящи се рамена. В този случай преобразувателите с изход период ще са с два пъти по-малка чувствителност, а преобразувателите с изход честота ще са с два пъти по-голяма чувствителност. Това не е валидно само за преобразувателите от *Фиг.4.7* и *Фиг.4.9*, тъй като при тях изходът на моста не се усилва от диференциален усилвател и следователно, уравненията на преобразуване ще се различават от тези за случая на полумостови сензори. Тъй като често пъти сензорните елементи са свързвани в полумост, изграден само от две активни рамена, е целесъобразно да се изследва възможността за реализирането на преобразуватели с разгъващо преобразуване за директна работа с полумостови резистивни сензори.

4.3.1. Преобразуватели с директно преобразуване на параметъра на полумостовите резистивни измервателни преобразуватели

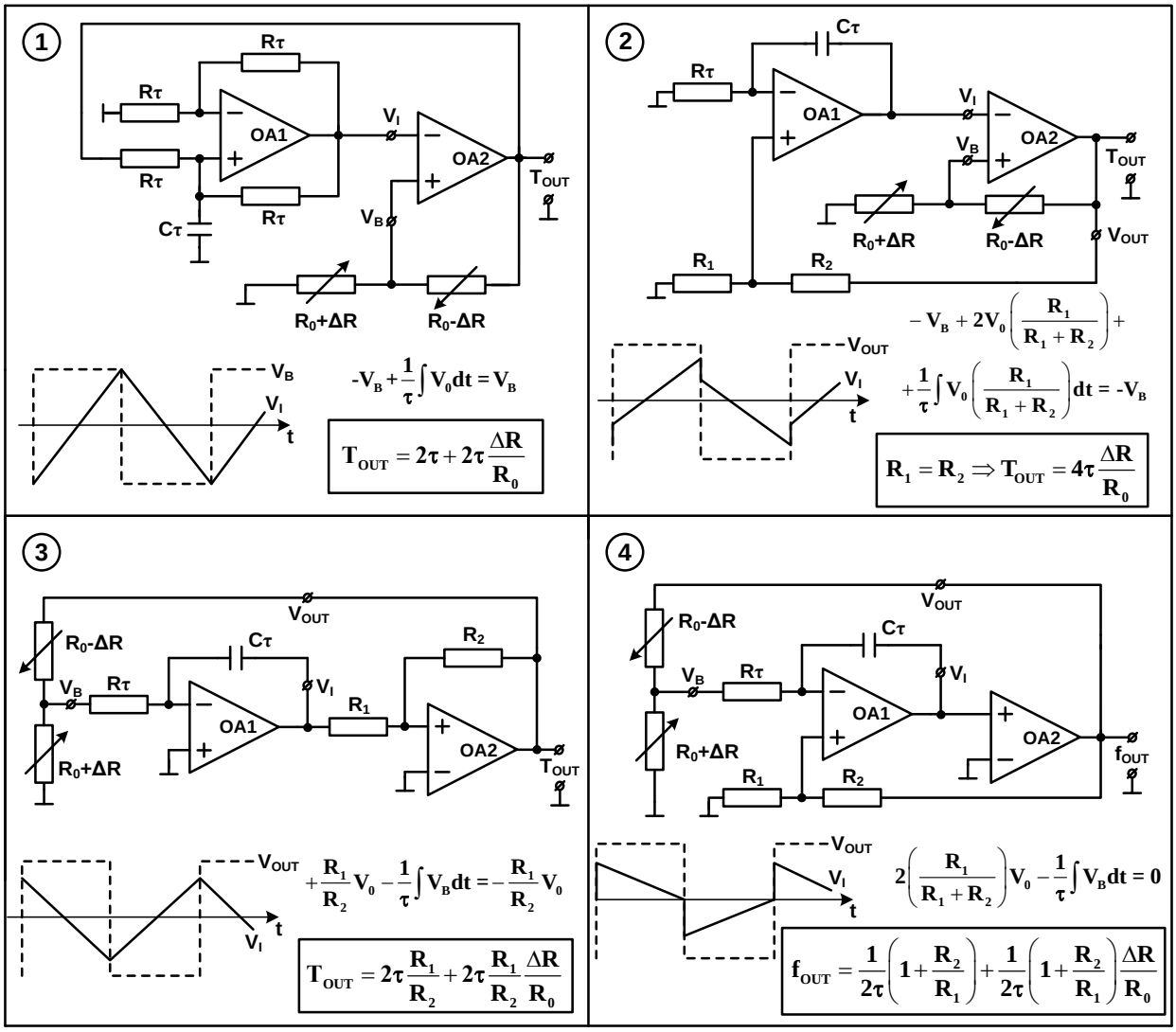
На *Фиг.4.10* са показани четири предложения за преобразуватели с разгъващо преобразуване, които преобразуват директно изхода на полумостови резистивни първични измервателни преобразуватели. За всяко схемно решение са представени времедиаграмите на работа, уравнението за изходното напрежение на интегратора и крайното уравнение на преобразуване. Основното предимство на предложените схемни решения е, че не е необходимо използването на усилвател за усилването на изхода на полумоста, с което простотата на схемната реализация се запазва максимално.

4.3.2. Преобразуване на параметъра на полумостовите резистивни сензори с активен мостов измервателен преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение

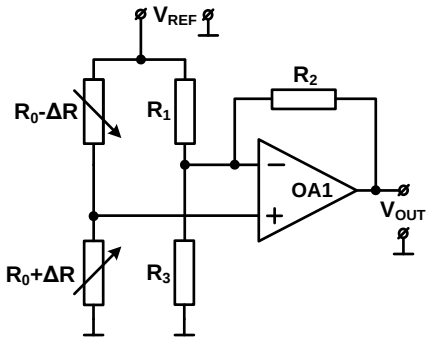
Ако е необходимо изходното уравнение на преобразуване да няма начално отместване, е възможно полумостовият резистивен първичен измервателен преобразувател да бъде включен в състава на схемно решение на преобразувател на изменението на съпротивление в напрежение. На *Фиг.4.12* са дадени предложени от автора схемни решения на такъв тип преобразуватели. Вижда се, че всички схеми, с изключение на *„6”*, представляват преобразуватели на изменението на съпротивлението в период или честота, като схемите *„1”* и *„2”*, както и *„3”* и *„4”,* са напълно идентични, тъй като имат еднакви уравнения на преобразуване. Схемното решение от *„6”* представлява преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на периода, като предимството му пред схемите от *Фиг.4.10* с изход период е, че има четири пъти по-голяма чувствителност. Основният недостатък на схемите *Фиг.4.12*, както за тези от *Фиг.4.10* е, че за малки изменения на съпротивлението на резистивните сензори не може да се обезпечи необходимата чувствителност, при което е необходимо добавянето на допълнителен измервателен усилвател.

4.3.3. Преобразуватели за полумостови резистивни сензори с повишена чувствителност

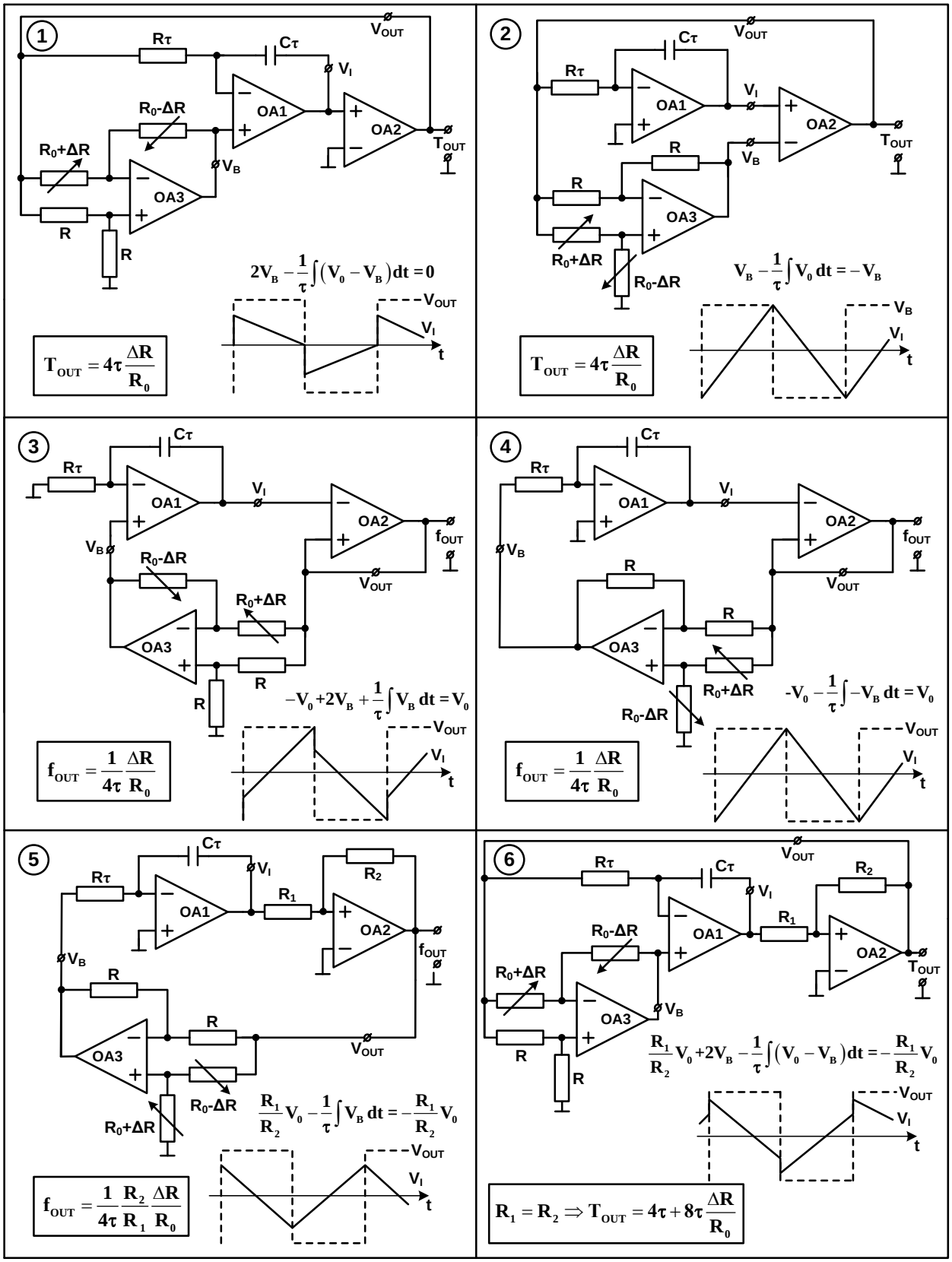
За да може да се реализира висока чувствителност при преобразувателите с полумостови сензори, може да се използва преобразувателя от *Фиг.4.13*.



Фиг.4.10. Схемни решения с директно преобразуване за полумостови резистивни сензори



Фиг.4.13. Преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение за полумостови сензори с повишена чувствителност



Фиг.4.12. Преобразуватели за полумостови сензори на базата на преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение

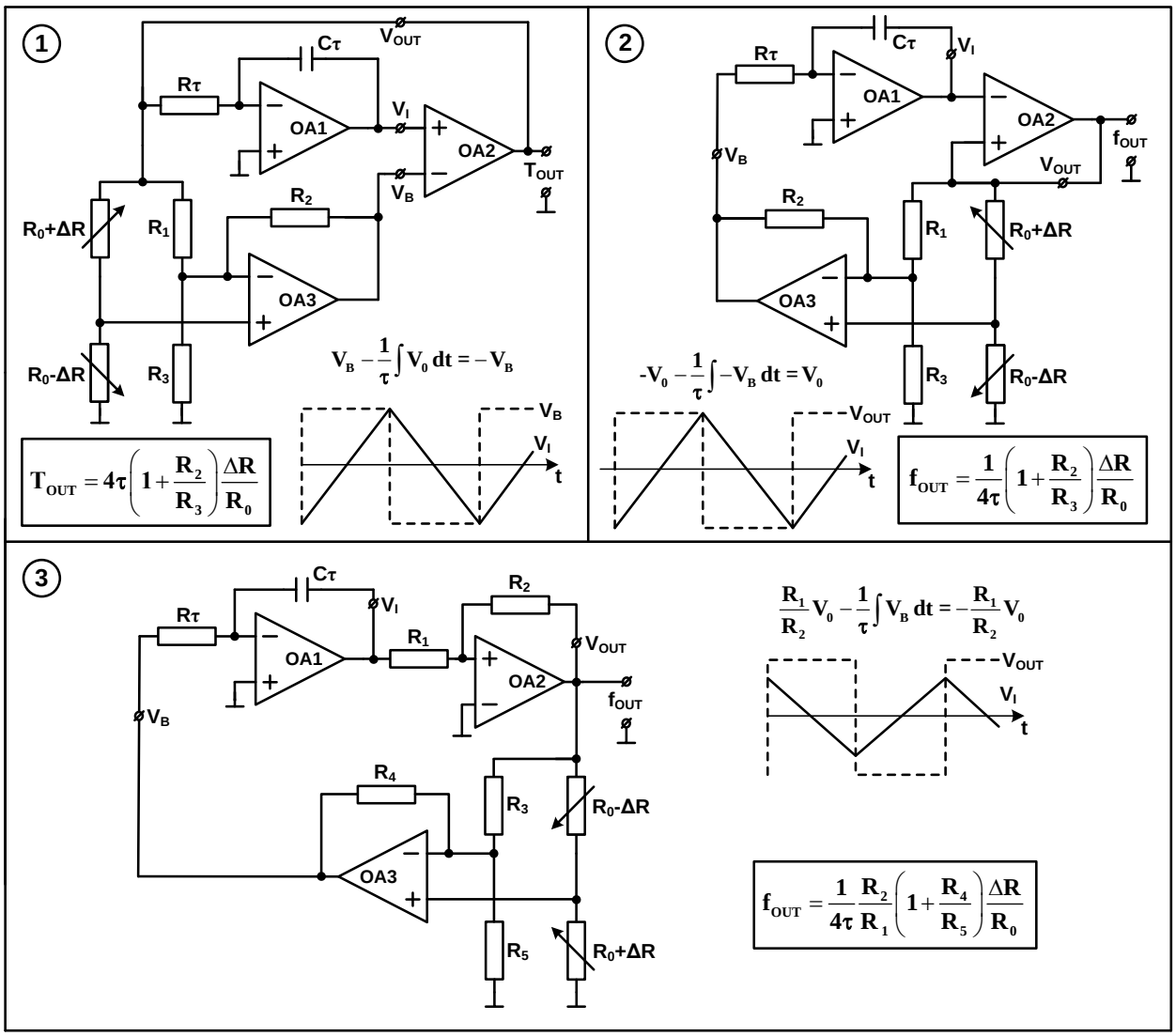
Ако за отношението на резисторите, за преобразувателя от *Фиг.4.13* се приеме:

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = R_2 \parallel R_3, \tag{4.46}$$

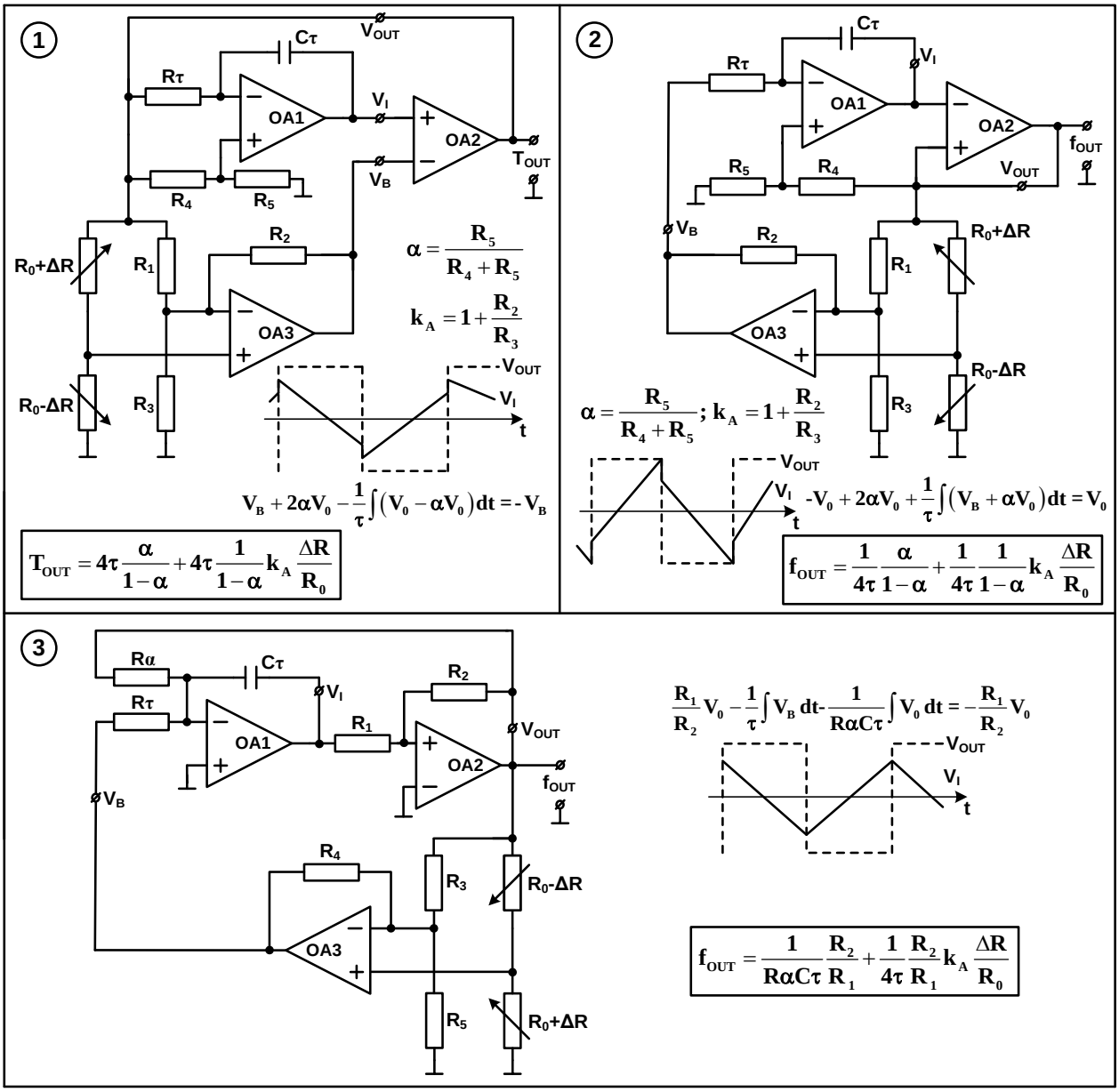
то за изходното напрежение се извежда:

$$V_{OUT} = V_{REF}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)\frac{\Delta R}{R_0} = V_{REF} k_A \delta R \tag{4.47}$$

Вижда се, че изходното напрежение е линейна функция от относителното изменение на съпротивлението на резистивните сензори, като стойността на това напрежение може да се задава чрез избора на коефициента на усилване k_A. Преобразувателят от *Фиг.4.13* може да бъде използван и като самостоятелен преобразувател за полумостови резистивни сензори с амплитудна модулация, като предимството му е, че осъществява висока чувствителност, като същевременно схемното му решение е изградено само с един операционен усилвател. Предложенията за схемни решения за преобразуватели с разгъващо преобразуване на базата на схемата от *Фиг.4.13,* са показани на *Фиг.4.14*. Ако е необходимо да се зададе начално отместване за измерване на двуполярни натоварвания на сензора, схемите от *Фиг.4.14* могат да се модифицират така, както е показано на *Фиг.4.15*.



Фиг.4.14. Преобразуватели за полумостови сензори с висока чувствителност



Фиг.4.15. Преобразуватели за полумостови сензори с висока чувствителност и начално отместване

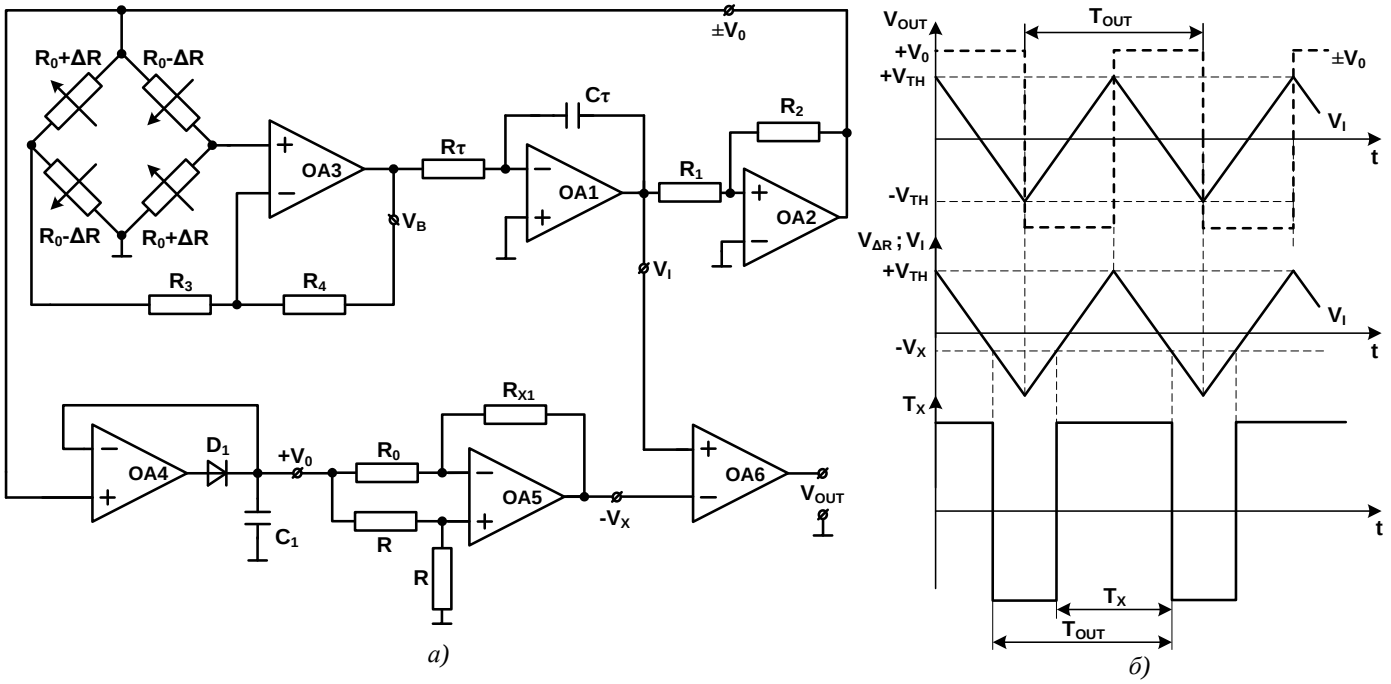
4.5. Преобразуватели с разгъващо преобразуване, предаващи измервателна информация от няколко сензора посредством един канал за връзка

Освен основните предимства на честотно-модулираните сигнали, измервателните преобразуватели с честотно-времева модулация имат още едно съществено предимство пред преобразувателите с амплитудна модулация. Чрез осъществяването на различни видове модулации на изходния импулсен сигнал, чрез един канал за връзка може да се осъществи предаването на информация за измерванията от няколко различни сензора. През последните години са направени няколко публикации, които коментират тази разширена функционалност. В публикациите са представени схемни решения на измервателни преобразуватели с разгъващо преобразуване, при които един сензор модулира изходната честота на сигнала - осъществява честотна модулация, а друг сензор модулира продължителността на импулсите на изхода, с което осъществява широчинно-импулсно модулиране на изходния сигнал. В друга публикация е показано, че може да бъде включен и трети сензор, който да осъществява амплитудна модулация на изходния сигнал, с което може да се осъществи предаването на информация от три различни сензора чрез един канал за връзка. На *Фиг.4.18-а)* е дадено предложение за преобразувател с разгъващо преобразуване, който предава едновременно

информацията от резистивен измервателен мост и терморезистор R_{X1} посредством един канал за връзка. Решението е базирано на преобразувателя от *Фиг.4.8-а)*, като е добавена втора измервателна верига, състояща се от измервателен изправител на максималната амплитудна положителна стойност *(OA4, D_1, C_1)*, преобразувател на съпротивление в напрежение на базата на *OA5*, и компаратор, реализиран с *OA6*. Схемното решение е идентично с това, представено в скорошна публикация, като предимството на решението, представено на *Фиг.4.18-а)* е, че се използва обикновен операционен усилвател за усилването на сигнала от резистивния мост за разлика от прототипа, където се използва инструментален диференциален усилвател и допълнителна връзка към интегратора, за да се формира начално отместване в изходната честота. Също така преобразувателят на съпротивление в напрежение за втория сензор е реализиран с по-прост преобразувател, изпълнен с един операционен усилвател. От времедиаграмите на работа на преобразувателя, приведени на *Фиг.4.18-б)*, могат да бъдат изведени уравнението на преобразуване на изходния сигнал спрямо измервателните параметри на двата сензора. Измервателният резистивен мост модулира честота на изходния сигнал *($f_{OUT}=1/T_{OUT}$)*, като уравнението на преобразуване е приведено с уравнение *(4.39)*. Сензорът R_{X1} модулира относителната продължителност на времевия интервал T_X спрямо периода на сигнала T_{OUT} *($\delta_{OUT}=T_X/T_{OUT}$)*. Отчитайки втората и третата времедиаграми от *Фиг.4.18-б)*, за коефициента на запълване на изходния сигнал се извежда:

$$\delta_{OUT} = \frac{T_X}{T_{OUT}} = \frac{1}{2}\frac{V_{TH}+V_X}{V_{TH}} = \frac{1}{2}+\frac{1}{2}\frac{V_X}{V_{TH}} = \frac{1}{2}+\frac{1}{4}\frac{R_2}{R_1}\frac{\Delta R_1}{R_{01}} \qquad (4.52)$$

От изведеното уравнение за коефициента на запълване на изходната импулсна поредица на преобразувателя от *Фиг.4.18-б)* се вижда, че с увеличаване на изменението на съпротивлението на сензора R_{X1} се увеличава и коефициентът на запълване. Това е и още едно предимство на преобразувателя *Фиг.4.18-б)* пред прототипа, при който преобразуването на параметъра на сензора R_{X1} е обратно пропорционално. Същевременно в изходните уравнения на преобразуване участват по-малко параметри, с което преобразувателя от *Фиг.4.18-а)* е потенциално по-точен.



Фиг.4.18. Преобразувател с разгъващо преобразуване, предаващ измервателната информация от два сензора едновременно посредством един канал за връзка: а) схемно решение, б) времедиаграми на работа.

4.7. Постигнати резултати в четвърта глава

- Изследвано е влиянието на сумарното остатъчно напрежение на входа на диференциалния усилвател при преобразувателите с честотна модулация за работа с резистивни мостове. Показано е, че преобразувателите с разгъващо преобразуване реализират автоматично метода за намаляване на систематичната грешка чрез промяна на знака на входната величина, при което значително се намалява влиянието на сумарната адитивна грешка на входа на диференциалния усилвател, за разлика от преобразувателите с амплитудна модулация, при които е необходимо да се вземат специални мерки за намаляването на тази грешка. Изследвани са грешките на преобразувателите с разгъващо преобразуване за случая на изход период и честота. От направените изследвания е обобщено, че измервателните преобразуватели с разгъващо преобразуване за резистивни мостове с изход период са напълно инвариантни към сумарната адитивна грешка, приведена към входа на диференциалния усилвател, докато при преобразуватели с изход честота тази грешка се потиска, но не се елиминира напълно;
- Предложен е усъвършенстван преобразувател (*Фиг.4.4-в*) на изменението на съпротивлението в честота за резистивни мостове, при който се постига линейно преобразуване на базата на диференциален интегратор, както и висока чувствителност, определена от коефициента на предаване на положителната обратна връзка на компаратора;
- Предложени са две схемни решения (*Фиг.4.5*) на преобразуватели на изменението на съпротивлението в девиация на честота, с които е възможно да се измерват двустранни натоварвания на резистивните мостове. Реализирането на началното отместване за единия преобразувател се осъществява с използването на сумиращ интегратор, единия край, на който определя началното отместване в изхода на преобразувателя. Вторият преобразувател е реализиран с псевдодиференциален интегратор, като началното отместване се определя от делител на напрежение, въведен с два резистора. За второто предложение на измервателен преобразувател за двустранни натоварвания на резистивни мост е подадена заявка за патент *№111382*, публикувана в официален бюлетин на патентното ведомство на РБългария, *брой 7, 31.07.2014г.;*
- Предложени са крайни схемни решения на преобразуватели (*Фиг.4.6*) на изменението на съпротивлението в девиация на изходния период, за измерването на двустранни натоварвания на измервателен резистивен мост и висока чувствителност зададена от инструментален диференциален усилвател;
- Предложени са схемни решения на преобразуватели (*Фиг.4.7*) на изменението на съпротивлението в девиация на периода и честота, реализирани с неинвертиращ интегратор, за измерването на двустранни натоварвания на резистивен мост, при които диференциалния усилвател е заменен с псевдодиференциален усилвател, изпълнен с операционен усилвател, който наред с усилването на сигнала реализира и естествено началното отместване в изхода на преобразувателя;
- Предложени са преобразуватели (*Фиг.4.8*) на изменението на съпротивлението в девиация на периода и честотата, реализирани с инвертиращ интегратор, за измерването на двустранни натоварвания на резистивен мост, при които изходния сигнал на моста се усилва от псевдодиференциален усилвател;
- Предложен е универсален измервателен преобразувател на изменението на съпротивлението за двустранно натоварване на резистивен мост, при който изходният информационен параметър може да се селектира между периода и честота на импулсната поредица;
- Предложени са схемни решения (*Фиг.4.10*) на преобразуватели за полумостови сензори с директно преобразуване на изменението на съпротивлението на резистивните сензори в девиация на изходния период или честота;
- Предложени са преобразуватели (*Фиг.4.12*) на изменението на съпротивлението за полумостови резистивни сензори, изпълнени на базата на мостов преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение . Едното от решенията е с висока чувствителност, а друго решение може да бъде използвано за измерването на двустранни натоварвания на резистивния полумост;

- Предложен е мостов преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с висока чувствителност за преобразуването на параметъра на полумостови резистивни сензори. Повишената чувствителност е постигната с въвеждането на параметрична корекция в обратната връзка на операционен усилвател. Предложеното решение може да бъде използвано самостоятелно като преобразувател с амплитудна модулация за работа с полумостови резистивни сензори;
- На базата на предложеното решение на мостов преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение с висока чувствителност, са реализирани преобразуватели (*Фиг.4.14*) на изменението на съпротивлението с висока чувствителност при работа с полумостови резистивни сензори. Показано е, че чрез въвеждането на допълнителни възли схемните решения (*Фиг.4.15*) могат да преобразуват и двустранни натоварвания на резистивните полумостови сензори;
- Предложени са схемотехнични решения на преобразуватели за полумостови резистивни сензори *Фиг.4.16*, включени в състава на пълна мостова верига. Схемните решения са изпълнени на базата на псевдодиференциален усилвател, който осъществява усилване и задаване на начално отместване в изхода на преобразувателите, с което могат да се измерват двустранни натоварвания на резистивния мост;
- Предложени са преобразуватели с разгъващо преобразуване за работа с резистивни мостове, осъществяващи компенсация на съпротивлението на съединителната линия и на паразитните капацитети на линията. Дадени са препоръки как могат да се реализират и други преобразуватели с пълна компенсация на паразитните капацитети на свързващите проводници, използвайки известните схемни решения от обзорната част;
- Предложено е усъвършенствано схемно решение (*Фиг.4.18-а*) на преобразувател, предаващ измервателна информация от резистивен мост и резистивен сензор едновременно, посредством един канал за връзка. Информацията от резистивния мост може да бъде получена чрез измерването на честотата на изходния сигнал, докато другия резистивен сензор модулира коефициента на запълване на изходната импулсна поредица. Спрямо прототипа, посоченият преобразувател е реализиран с операционен усилвател, вместо с инструментален диференциален усилвател. Освен това, преобразувателят на съпротивление с амплитудна модулация за втория резистивен сензор е изпълнен с един операционен усилвател, за разлика от прототипа, при който са използвани два операционни усилвателя за целта, като същевременно се осъществява правопропорционално преобразуване на резистивния сензор в коефициента на запълване на импулсната поредица на изхода. Освен посочените предимства, в изхода на предложения преобразувател участват по-малко параметри от преобразувателя в литературата, при което предложения преобразувател е потенциално по-точен;
- Направен е анализ на динамичната грешка на преобразувател на изменението на съпротивлението в девиация на честотата, като е показано, че с въвеждането на права връзка (параметрична корекция) в интегратора може напълно да се елиминира тази грешка. Коментирана е динамичната грешка, причинена от инерционността на диференциалния усилвател.
- За всички предложени схемни решения са приведени пълни аналитични изследвания, позволяващи проектирането на преобразувателите за конкретни приложения, както и оценяването на точността на преобразуване.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ И ПРИНОСИ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Дисертационния труд представлява комплексно теоретично и приложно изследване на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори, като целта на дисертационния труд се постига чрез изпълнението на поставените задачи. В резултат на изследванията в рамките на настоящия труд са получени следните:

Научни приноси

- Предложена е обобщена структурна схема на преобразувателите с честотна модулация, на базата на която са дефинирани основните алгоритми на работа, изведени са обобщените уравнения на този клас

преобразуватели, извършени са обобщени метрологични анализи, позволяващи тяхното структурно и аналитично изследване, усъвършенстване и проектиране;

- Развит е метод за корекция на статичните и динамичните грешки на резистивните преобразуватели чрез въвеждането на допълнителни прави и обратни връзки, наречен „метод с параметрична корекция", приложим както за преобразувателите с амплитудна, така и с честотна модулация;

Научно-приложни приноси:

- Предложена е обобщена класификация на електронните измервателни преобразуватели за резистивни сензори, на базата на която е направен пълен схемотехничен преглед и задълбочен сравнителен анализ на известните схемни решения, позволяваща проследяване на основните принципи на действие, както и тенденциите за развитие и усъвършенстване на този тип преобразуватели;
- Предложени са методика за аналитично проектиране, алгоритъм за изчисление и графично потребителско приложение за автоматизирано проектиране, приложими за резистивни измервателни преобразуватели, на базата на които са разработени редица схемотехнични решения с подобрени характеристики;
- Предложен е метод за линеаризиране на функционалната зависимост на сензора при преобразувателите с честотна модулация, на базата на който са реализирани крайни решения на преобразуватели с разгъващо преобразуване и линеаризиране на характеристиката на сензора;
- Развит е методът с двутактно разделно преобразуване за намаляване на систематичната грешка при преобразувателите с честотна модулация, при което е постигнато схемно решение на измервателен преобразувател, напълно инвариантен към съпротивлението на свързващите проводници при дву-проводно свързване на резистивния сензор;

Приложни приноси:

- Предложени и разработени са серия оригинални схемни решения на усъвършенствани преобразуватели на **изменението на съпротивлението в напрежение** с елиминиране на влиянието на съпротивлението на свързващите проводници при три-проводно свързване на резистивния сензор, както и с линеаризиране на функционалната зависимост на сензора;
- Предложени и разработени са серия оригинални схемни решения на преобразуватели с разгъващо **преобразуване** с подобрени метрологични характеристики, както и такива, с елиминиране на грешките от съпротивлението на съединителните проводници и паразитните капацитети на съединителната линия, при три-проводно свързване на резистивния сензор;
- Предложени са преобразуватели за резистивни мостове и полумостови резистивни сензори, с повишени метрологични и функционални показатели, както и оригинален преобразувател с разгъващо преобразуване, предаващ измервателна информация от резистивен мост и резистивен сензор едновременно, посредством един канал за връзка.

Публикации по дисертационния труд

Изнесените доклади

[п.1] Х. Гигов, Св. Стоянов, **Ст. Станков**, „Преобразувател на разбаланса на тензомост в честота", III научна конференция, ЕФ-2012 „Дни на науката на ТУ-София", 30.09.-03.10.201, (стр. 63-72)

[п.2] **Ст. Станков**, Х. Гигов, „Метрологичен анализ на преобразувател на изменението на съпротивление в напрежение", Трети Международен научен конгрес "Науката и образуването в бъдещето", 50 години Технически Университет гр. Варна, 04.10-06.10. 2012, (стр. 150-154)

[п.3] Св. Стоянов, **Ст. Станков**, Х. Гигов , „Преобразувател за тензомост с честотен изход", Трети Международен научен конгрес "Науката и образуването в бъдещето", Технически Университет гр. Варна, 04.10-06.10. 2012, (стр. 197-202)

[п.4] Св. Стоянов, **Ст. Станков**, Х. Гигов, „Преобразователь разбаланса тензомоста в периоде", Современные технологии проектирования управляющих и мехатронных систем 2013, Международна научна конференция, Севастопол, Украйна, 16.04-19.04.2013, (стр. 269-276)

[п.5] Св. Стоянов, **Ст. Станков**, Х. Гигов, „Преобразувател на двупосочен разбаланс на тензомост в период", Втора юбилейна научна сесия, 25 години Висше техническо образование в град Добрич, 11-12 Октомври 2013, Годишник на Технически университет, Варна Том 2, ISSN:1311-896X, (стр. 48-52)

Публикуваните статии

[п.6] Х. Гигов, Св. Стоянов, **Ст. Станков**, „Преобразувател на двупосочен разбаланс на тензомост в честота", Годишник на ТУ-Варна 2011, Том I, ISSN:1311-896X, (стр. 21-26)

[п.7] Св. Стоянов, **Ст. Станков**, Х. Гигов, „Метрологичен анализ на преобразувател за тензомост с честотен изход", Известия на съюза на учените- Варна, серия „Технически Науки" 2012, ISSN 1310-5833, (стр. 90-92)

[п.8] **Ст. Станков**, Е. Димитрова, Х. Гигов, „Изследване на динамичните свойства на преобразувател с разгъващо преобразуване", Списание Компютърни науки и комуникации, Бургас ТОМ2 брой 1 2013 г., ISSN: 1314-7846, (стр. 42-52)

[п.9] H. Gigov, **S. Stankov**, „Novel Resistance Deviation to Voltage Converter", E+E Magazine, Vol.48, No3-4, 2013, ISSN:0861-4717, (стр. 38-42)

[п.10] **S. Stankov**, H. Gigov, E. Dimitrova, E+E Magazine, „Resistance Deviation to Voltage Converter with Increased Sensitivity", Vol.48, No7-8, 2013, ISSN:0861-4717, (стр. 8-11)

[п.11] **S. Stankov**, „Resistance to Voltage Converter With Increased Sensitivity", Вісник СевНТУ, Випуск146/2014, Севастопол, Украйна, 2014, ISSN 2307-6488, (стр. 151-154)

[п.12] **Ст. Станков**, „Линеаризиращ измервателен преобразувател за терморезисторни сензори", Годишник на ТУ-Варна 2014, Том I, (стр. 46-52)

Заявки за патент

[п.13] Х. Гигов, **Ст. Станков**, Н. Недев, „Преобразувател на изменението на съпротивление в напрежение", заявка за патент №111097, дата: 02.12.2011.
Заявката за патент е публикувана в официален бюлетин на Патентно Ведомство на РБългария, брой 7, 31.07.2013г., (стр. 11-12)

[п.14] **Ст. Станков**, „Преобразувател на съпротивление в напрежение", заявка за патент №111192, дата: 06.04.2012.
Заявката за патент е публикувана в официален бюлетин на Патентно Ведомство на РБългария, брой 10, 31.10.2013г., (стр. 12-13)

[п.15] **Ст. Станков**, Х. Гигов, „Преобразувател на изменението на съпротивление в напрежение с повишена чувствителност", заявка за патент №111312, дата: 20.09.2012г.
Заявката за патент е публикувана в официален бюлетин на Патентно Ведомство на РБългария, брой 3, 31.03.2014г. – (стр.13)

[п.16] Х. Гигов, **Ст. Станков**, С. Стоянов, „Преобразувател на разбаланса на резистивен мост в честота", заявка за патент №111382, дата: 25.01.2013г.
Заявката за патент е публикувана в официален бюлетин на Патентно Ведомство на РБългария, брой 7, 31.07.2014г. – (стр.12)

Благодарности

Бих искал да изкажа безкрайните си благодарности към научния си ръководител доц. Христо Иванов Гигов за всичките знания и опит, които е предал по време на съвместната ни работа по докторантурата, както и по време на работата ни по странични проекти. Искрени благодарности за търпението и помощта на съпругата ми Теодора Станкова, която бе моята подкрепа по време на цялостната работа по докторантурата.

Внедряване на резултатите в практиката

- Една от водещите компании в производството на аналогови интегрални схеми *Analog Devices Inc.* се заинтересува от авторското схемно решение на „Преобразувател на изменението на съпротивление в напрежение" *[п.9], [п.13]*. Съвместно с тях е разработено електронно изделие на базата на посочената схема. Разработено е графичен потребителски интерфейс в средата LabView, чрез който може да се прави настройка, калибриране на схемата, както и автоматизирано измерване на температура чрез сензор *Pt100*. Разработката се разпространява за продажба от *Analog Devices Inc.* и може да бъде намерено във водещите доставчици на електронни компоненти и апаратура. За посоченото решение е направена публикация *(Datasheet)* в официалния сайт на компанията. www.analog.com\cn0337.
- Преобразувател на изменението на съпротивлението в напрежение *[п.9]*, за който е направена заявка за патент *[п.13]*, е внедрен в производството на част от продуктите на фирма *„Техносенс"ООД*. Предложеното решение е внедрено като входна измервателна верига за измерването на температура чрез сензор *Pt100,* в следните измервателни уреди: едноканални процес контролери *PC7000M*, *PC7000S,* двуканален процес-контролер *PC7000D*, както и в индустриален трансмитер *TGI701*.

INVESTIGATION OF THE POSSIBILITIES FOR IMPROVEMENT OF SIGNAL CONDITIONING CIRCUITS FOR RESISTIVE SENSORS

By Stanimir Krasimirov Stankov

Thesis

for acquiring the academic and eduactional degree Doctor of Philosophy

SHORT ABSTRACT

This thesis present a full circuit review of the different types of the sensor signal conditioning circuits (SCC) for resistive sensor. A detailed comparative and critical analysis is made for the known SCC for the resistive sensors. Furthermore the circuit database is supplemented with novel converters proposed by the author. In practical aspect the PhD thesis can be used by engineers and designers in the field of electronic measurement systems for resistive transducers.

In the essential part, which represents the scientific innovation of the thesis, the author's studies are focused in several directions. In the second chapter the basic investigations are related to the SCC for resistive sensor with voltage output. More specifically, a special attention is paid to the resistance deviation to voltage converters with three-wire connection and also the linearization converters for RTD sensors.

In the third chapter are examined the possibilities for the improvement of the SCC for resistive sensor with a frequency and a time period output. A novel circuits for resistance deviation measurement are proposed. Attention is paid to the possibility of eliminating the influence of the parasitic parameters of the lead wires as well as implementation of linearization converters for RTD sensors. An analysis of the dynamic error of the frequency transducers for resistive sensors is made and a generalized approach for the eliminating of this error is proposed.

In the fourth chapter the main research is focused on the SCC transducers for half and full bridge resistive sensors with frequency output. An analysis of this transducers is made and a variety of novel schematic solutions is proposed.