

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ВАРНА

инж. Свилен Христов Стоянов

**ВЪРХУ НЯКОИ ПРОБЛЕМИ НА
ТЕНЗОМЕТРИЧНИТЕ
ИЗМЕРВАНИЯ**

Научна специалност : 02.20.08

Електронизация

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

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

Научни ръководители:

- 1. Доц. д-р инж. Христо Иванов Гигов**
- 2. Доц. д-р инж. Росен Николов Василев**

Рецензенти:

1.
2.

гр. Варна, 2015 г.

Дисертационният труд е обсъден на 24.02.2015г. в катедра
“Електронна техника и микроелектроника” и насочен за защита.

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ВАРНА

инж. Свилен Христов Стоянов

**ВЪРХУ НЯКОИ ПРОБЛЕМИ НА
ТЕНЗОМЕТРИЧНИТЕ
ИЗМЕРВАНИЯ**

Научна специалност : 02.20.08

Електронизация

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

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

гр. Варна, 2015 г.

Дисертационният труд съдържа 158 страници, от които 150 страници основен текст, включително 155 фигури, 197 формули, 27 таблици, оформени в 5 глави, с изводи след всяка глава, заключение, приноси, основни публикации по дисертацията, и списък на използваната литература от 162 заглавия, от които 102 на кирилица и 60 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 интересувашите се във ФД “Докторанти”, стая 318, НУК.

ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Актуалност на проблема

Измерването на неелектрически величини винаги е поставяло на преден план изисквания като линейност на измервателния диапазон, точност, възможност за изследване на бързоизменящи се параметри във времето. Навлизането в практиката на нови материали и сплави, усъвършенстването на технологичните процеси, създаването на нови високоефективни и високопроизводителни технологии са само част от предпоставките за бурното развитие на всички клонове на научните и експериментални изследвания. Всяка нова технология, всяко ново производство изискват по-прецизна, по-точна и по-евтина измервателна техника, в която са внедрени най-новите технически, схемни и технологични постижения.

Съществен момент при измерването на неелектрическите величини е разработването на нови методи за измерване, нови схемни решения, базирани на съвременните постижения на микроелектрониката [134, 144, 145].

За реализиране на измерванията на неелектрически величини са необходими три основни компонента: приспособления, първични (електрически) измервателни преобразуватели (преобразувателите на неелектрически величини) и измервателни вериги. Преобразувателите на неелектрически величини са най-важните елементи, определящи основните параметри на процесите на измерване [131,149, 151].

Първичните измервателни преобразуватели от резистивен тип, в частност, от тензосъпротивителен тип имат несъмнени предимства пред огромната продуктова гама от преобразуватели, като: ниска цена, линейност на измервателните диапазони, висока технологичност, надеждност и адаптивност в различни измервателни вериги [29, 38, 51]. Основният недостатък, ограничаващ използването на тензосъпротивителните резистивните датчици е ниското ниво на информационните сигнали, като често напреженията от контактни и термо е.д.с са съизмерими, дори по-високи по-стойност [86,99,103]. Това предполага изключително прецизно изпълнение на измервателните вериги и търсене на нови методи за преобразуване и измерване, даващи възможност за схемно опростяване на преобразователната част, нечувствителност към влиянието на захранващите напрежения на измервателните мостове, повишаване на точността и разширяване на измервателните диапазони [120].

Измервателните вериги включват вторични измервателни преобразуватели, интерфейсни модули и схемни решения за запис и последваща обработка на получената информация [129, 144]. Основно приложение намират преобразувателите с изходи по напрежение и честота. При работа с напреженов изход е необходимо допълнително преобразуване в цифров код, което освен схемното усложняване води и до допълнителна грешка от квантоване [15], [18], [50]. Разработването на вторични измервателни преобразуватели, извършващи първо преобразуване на неелектричната величина в напрежение с последващо преобразуване в честота, също води до създаване на сложни и скъпи технически решения, като в повечето случаи не се отчитат измененията от влиянието на дестабилизиращите фактори [20, 26, 27, 54]. Развитието на преобразувателите с разгъващо

преобразуване, реализиращи директно преобразуване на неелектрическата величина в честота има несъмнени предимства и би могло да реши много от проблемите при съвместяване работата на първичните и вторични преобразуватели с цел намаляване на грешките при преобразуването, схематично опростяване, повишена точност, чувствителност и конкурентна цена [4, 23, 25 120].

Основно приложение на изследваните неелектрически величини сила и момент е определяне на параметрите на технологичните режими, в частност например при процесите на работа на металорежещи машини. Изборът на оптимален режим на рязане при различни технологични процеси е сложна и многофакторна задача. Внедряването в технологичният тракт на измервателни вериги, работещи в реално време би позволило непрекъснат контрол на важни силови параметри, позволяващи по-точното следене на производствения процес и недопускане на брак, повреда или нарушаване на технологичния процес.

Проблеми

Основните проблеми при разработване на дадена измервателна система на базата на съпротивителни датчици при изследване на силовите характеристики на технологични процеси в машиностроенето са:

Първи основен проблем. Ниско ниво на информационния сигнал на изхода на първичния преобразувател и влиянието на множество смущаващи фактори.

Втори основен проблем. Голям динамичен диапазон на работа, който предполага използването на специални устройства като логаритмични усилватели и високоразрядни АЦП.

Трети основен проблем. Ниска шумозащитеност.

В голяма степен тези проблеми могат да намерят решение използвайки метода на измервателното преобразуване с интегриращо разгъващо преобразуване [8, 74, 106, 107].

Цел и задачи на дисертационния труд

На базата на направения критичен анализ на състоянието на проблема и поставените изисквания от страна на практиката към измерването на сили и моменти в технологичните процеси, както и методите и средствата за нейното подобряване се формулира целта на настоящия дисертационен труд:

РАЗВИТИЕ И УСЪВЪРШЕНСТВАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИТЕ ИЗМЕРВАТЕЛНИ ВЕРИГИ НА ТЕНЗОМЕТРИЧНИТЕ ИЗМЕРВАТЕЛНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ЧЕСТОТЕН ИЗХОД И ПРИСПОСОБЛЕНИЯТА ЗА ТЯХНОТО ПРИЛОЖЕНИЕ ПРИ ИЗМЕРВАНЕ НА СИЛИ И МОМЕНТИ В ТЕХНОЛОГИЧНИТЕ ПРОЦЕСИ.

За постигане на поставената цел се решават следните **основни задачи**:

1. Изследване на възможностите за усъвършенстване и разработка на нови измервателни преобразуватели с разгъващо преобразуване за работа с тензорезистивни датчици с честотен изход.
2. Извършване на обобщен метрологичен анализ за изолиране на дестабилизиращите фактори,

влияещи на резултатната грешка на преобразувателите и формулиране на пътищата (методите) за намаляване на грешките.

3. Изследване на възможностите за разработка на тензометрични приспособления с отчитане на спецификите на измерваната величина, тензорезистивния принцип, измервателният преобразувател и основните технологични процеси в металообработването.

4. Разработване на технологични приспособления за изследване на силовите характеристики при конкретни технологични процеси и алгоритъм (програма) за обработка на резултатите от измерванията, създаване на база от данни с цел оптимизиране на технологичния процес.

Методи на изследване

При решаването на задачите, обект на тази дисертация, са използвани методи от теорията на електронните схеми, метрологията, теоретична механика, съпротивление на материалите, математичното моделиране, статистическа обработка на данни и др.

За извеждане на уравненията на преобразуване са използвани математични методи с диференциални и интегрални пресмятания.

За създаването на еластични участъци на концентратори на напрежение в приспособленията е използван метода на еластичния елемент.

За симулационните изследвания е използвана програмната среда PSPICE, част от програмните продукти на Orcad, Multisim 10.5 на National Instruments, прилагайки параметричен и времеви анализ при работна температура 25°C, като се отчитат производствените толеранси на използваните пасивни компоненти.

За математично моделиране на уравнението на преобразуване, анализ на грешките и създаването на симулационен модел е използвана среда на MATLAB Simulink.

За извършването на регресионен анализ е използвана програма STATISTIKA.

За експерименталните изследвания са използвани програми на фирмата Uni Trend Groupe Limited, V-meter, разработен от колектив на ТУ-Варна и авторска програма Cutting Tools.

Получените експериментални данни са обработени по метода за обработка на преки многократни измервания.

За част от обработените резултати е използвана линейна интерполация, а при моделираните резултати – програмният продукт MATLAB.

Място на изследването

Изследванията в дисертацията са теоретични, виртуални и практически и са извършени в лабораториите на Добруджански технологичен колеж гр. Добрич.

Научни новости на изследването

1. Развитие на метода с разгъващо право преобразуване в теоретичен аспект чрез извършване на обобщен метрологичен анализ, математично моделиране, регресионен анализ и практичен - приложение за работа с тензорезистивни измервателни мостове.
2. Разработване на шест нови схемни решения с повишена точност, функционалност и

- чувствителност. На едно от схемните решения е подадена и публикувана заявка за патент.
3. Доказана е приложната ефективност на преобразувателите с честотен изход за изследване на технологични процеси.
 4. Предложен е стенд, алгоритъм и програма за извършване на експерименталните изследвания, позволяващи оптимизиране на технологичните процеси в машиностроенето, в частност при обработването на метали чрез рязане.

Практическа ценност на изследването

1. Разработени са схемни решения с подобрена функционалност и метрологични характеристики, които могат да намерят практическо приложение за работа с тензосъпротивителни измервателни мостове.
2. Създаден е измервателен стенд за изследване на неелектрическите величини сила и момент при различни технологични операции.
3. Създадена е методика и програма за изследване с цел оптимизиране на някои технологични процеси.

Апробация на изследванията

Разработките по всяка от поставените задачи на дисертацията са докладвани като заявка за патент за изобретение и под формата на публикации в научни списания и на научни форуми.

Направени са общо 1 заявка за патент и 11 публикации.

СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Глава I: Тензометрични измервания-състояние на проблема.

Първа глава има обзореен характер, открояваща основните проблеми при измерване на неелектрическите величини механична сила и момент, и формулираща перспективите за развитие на изследванията чрез едновременно разработване на силоизмерителната и електронната част.

Разгледани са основите типове първични измервателни преобразуватели на неелектрически величини, като е акцентирано на тензорезисторните преобразуватели. Направен е анализ на основите типове тензорезисторни измервателни преобразуватели за измерване на сила и момент и комбинираните преобразуватели за сила и момент с техните предимства и недостатъци, както и особеностите при работа с тях.

Разгледани са механичните приспособления, на които се закрепват тензодатчиците за изследване на определени силови натоварвания. Акцентирано е, че поради различията в закрепването към машината, начина на възприемане на деформацията от опитния образец и различните силови диапазони натоварвания практически е невъзможно разработването на универсално приспособление. В подкрепа на това тук може да се добави и факта, че при приспособленията за измерване липсват стандарти и всяко приспособление е уникално и в повечето случаи защитено с авторски права [109,124,143].

Разгледани са подробно измервателните вериги за работа с тензометрични мостове, които се делят на две големи групи: с напреженов и честотен изход [113, 118, 125]. При схемите с напреженов изход е показано развитието на схемните решения с използването на инструментални усилватели, последващите разработки на специализирани интегрални схеми с ИУ и АЦП и съвременните технически решения с използването на програмируеми специализирани интегрални схеми за работа с тензодатчици. Показано е, че последващото им развитие е изключително на технологично ниво и не представляват интерес за разработване.

При схемите с честотен изход също е показано развитието на схемните решения на измервателните преобразуватели тип напрежение– честота (ПНЧ) [15, 27, 129]. Разгледани са различни варианти на преобразуватели с използването на специализирани ИС тип ПНЧ с едноканален и многоканален режим на работа [58, 61, 62, 143, 160]. Акцентирано е, че в значителна степен този подход води до усложняване на електронната част, което от своя страна води до разработването на по-сложни и по-скъпи схемни решения.

Показано е перспективността на развитието на измервателни вериги с непосредствено преобразуване на разбаланса на тензомост в честота с използването на интегриращи измервателни преобразуватели.

Показани са основните разработени до този момент схеми на преобразуватели с честотен изход и несъмнените им предимства пред останалите схемни решения, като най-важните са по-голяма точност на измерване, значително по-голяма шумоустойчивост и понижена грешка от контактната термо е.д.с. на свързващата линия. Схемите дават възможност за лесно регулиране на чувствителността, началната честота, изключване на адитивната грешка породена от дрейфа на нулата в постояннотоковия усилвател в интегратора и работа в широк температурен диапазон при

нестабилен хранващ източник. Друга особеност на схемите е по-малкият брой съставни елементи, което е допълнително предимство на този клас преобразуватели. Като недостатъци могат да се отбележат: разработването и тестването им е по-трудоемко, изискванията към някои от елементите са по-високи и постигането на стабилна работа при много малки входни сигнали е трудно осъществимо. [23, 24, 26]. Показано е, че известните схеми са защитени с авторски права и основно са предназначени за използване при измерване на налягане, както и липсата на данни за изследване на силовите характеристики на технологични процеси с използването на интегриращи измервателни преобразуватели с разгъващо преобразуване [9, 99, 100].

В резултат на анализа на съществуващото състояние и анализа на проблемите, свързани с тензометричните измервания са формирани следните изводи:

1. *Развитието на схемите с напреженов изход при измервания с тензодатчици е в резултат преди всичко на усъвършенстване на ОУ, като се създава и специален клас ОУ, известни като инструментални усилватели. Тяхното приложение за измерване на сили и моменти е свързано с добавянето на допълнителни модули, които силно усложняват и оскъпяват електронната част. По-нататъшното развитие и усъвършенстването на схемите с напреженов изход се извършва на технологично ниво и чрез специализирани интегрални схеми с много високи параметри, удовлетворяващи изискванията на практиката.*

2. *Схемите с честотен изход имат значителни предимства, а именно висока шумозащитеност при пренасяне на информацията по линията за връзка, лесно и с висока точност аналогово-цифрово преобразуване, широк динамичен диапазон, възможност за автоматично компенсиране на грешките от контактни термо е.д.с., те могат да работят в широк температурен диапазон, както и с нестабилен хранващ източник. В приложен аспект при този тип схеми сравнително просто се регулират чувствителността и началната честота в широки граници, а също така съдържат малък брой елементи и лесна практическа реализация.*

3. *Разработените и анализирани до този момент преобразуватели с честотен изход имат несъмнени предимства пред схемите с напреженов изход, но са предназначени основно за измерване на налягане. Не са известни схемни решения за изследване на сили и моменти с помощта на преобразуватели с разгъващо право преобразуване.*

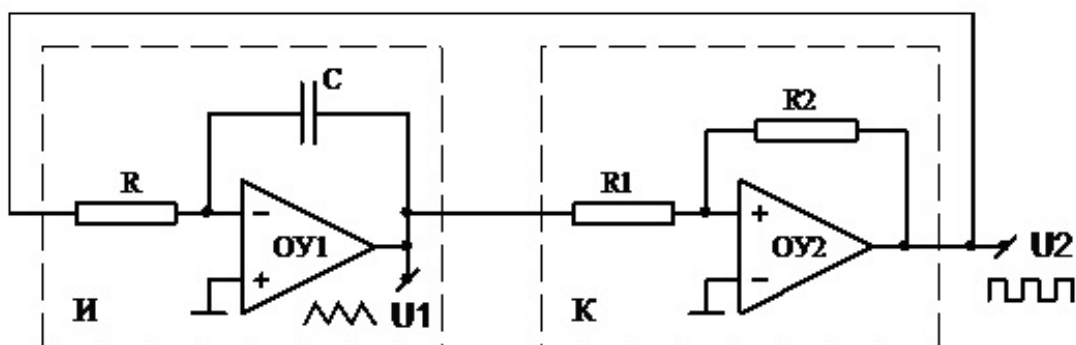
4. *При проектиране на дадена силоизмерителна система е необходимо едновременно разработване както на механичната така и на електронната част, като следва да се търси оптимално решение. Конструктивно е невъзможно изработването на универсално приспособление и универсална електронна част, поради различните силови натоварвания и измервателни диапазони на работа.*

5. *Липсват стандарти за изработка на приспособления за приложение на тензометричните преобразуватели и всяко създадено приспособление към съответен обект е уникално и в повечето случаи защитено с авторски права.*

6. *Приложението на усъвършенстваните тензометрични преобразуватели с честотен изход ще даде възможност за запълване на липсата от цялостни, комплексни изследвания и систематизирани данни при технологичните процеси.*

Глава II: Развитие на метода с разгъващо преобразуване за работа с резистивни тензомостове.

От всички предложени и изследвани методи и схемни решения за измерване на сили и моменти с тензодатчици е избран варианта на резистивен преобразувател на разбаланса на тензомост в честота с разгъващо преобразуване [16,17, 19, 99]. Резистивните преобразуватели, реализиращи този метод се отличават с висока точност, бързодействие и линейност на уравнението на преобразуване. Реализацията на такъв преобразувател е представена на фиг.2.2, който съдържа интегратор И и компаратор К [16, 23]. В такава система се създават автоколебания, благодарение на въведената в компаратора с помощта на резисторите R_1 и R_2 безинерционна положителна обратна връзка и на въведената с помощта на интегратора И инерционна отрицателна обратна връзка.



Фиг. 2.2. Схема на преобразувател с разгъващо преобразуване

Този преобразувател може да бъде използван за преобразуване на неелектрическите величини сила и момент с помощта на тензодатчик. В случая съпротивлението R на тензодатчик ще бъде $R = R_0 \pm \Delta R$, където ΔR е информационният параметър на датчика. Уравнението на преобразуване ще се модифицира по следния начин:

$$T = 4(R_0 \pm \Delta R) \cdot C \cdot \frac{R_1}{R_2} = 4R_0 \cdot C \cdot \frac{R_1}{R_2} \pm 4\Delta R \cdot C \cdot \frac{R_1}{R_2} = T_0 \pm \Delta T \quad (2.14)$$

От уравнение 2.14 се вижда, че девиацията на периода T ще бъде линейно свързана с ΔR .

Независимо от малкото изменение на ΔR , респективно на ΔT е възможно по-нататъшното преобразуване на ΔT в код да се извърши несложно с висока точност, което показва перспективността на такова преобразуване.

Съществен недостатък на такъв преобразувател е, че това преобразуване е температурно зависимо, поради температурната зависимост на съпротивлението на тензорезистора. За решаването на този проблем най-удачен подход е използването на Уитстонов мост във веригата на преобразувателя и създаването на условия за температурна компенсация в него.

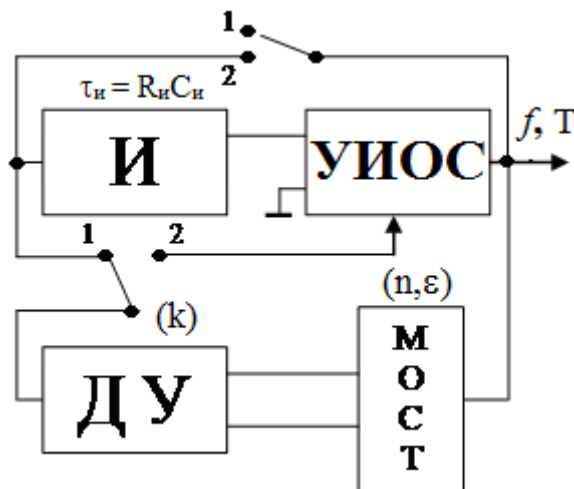
Решаването на въпроса с малкото изменение на съпротивлението на тензодатчиците при измерване на сили и моменти поставя въпроса за евентуалното регулируемо усилване на сигнала, като при използване на Уитстонов мост е необходимо използването на диференциален усилвател.

Възможни са две варианта на изграждане на интегриращи преобразуватели на разбаланса на тензомост с честотно-времеви изход: с изход честота и с изход период на импулсната поредица.

Обобщена блок схема на преобразувател с разгъващо преобразуване за работа с тензомостове.

На базата на приведените примери може да се предложи обобщена блокова схема на преобразувател на изменението на съпротивлението в честота или период. От приведените примери се вижда, че основните блокове са тензометричен мост

($n\varepsilon$), диференциален усилвател ДУ с коефициент на усилване (k), интегратор И с времеконстанта $\tau_{и} = R_{и}C_{и}$ и управляем източник на опорни сигнали УИОС. Основните разлики са в обратните връзки, като при преобразувателя с честотен изход имаме директно свързване на диференциалния усилвател с инвертиращия вход на интегратора – позиция 1 и при измерване на период – свързване на ДУ с компаратора и създаване на инерционна обратна връзка между интегратора и компаратора – позиция 2 (фиг.2.4. и 2.5). Следователно, в тази схема представлява интерес изследване



Фиг.2.6. Обобщена блокова схема на преобразувател

влиянието на точността на съставните блокове и компоненти върху точността на преобразуване като цяло. Това обосновава необходимостта от провеждането на обобщен метрологичен анализ на базата на обобщените уравнения на преобразуване. Този метрологичен анализ би позволил по-нататъшното обосноваване на синтезиране на нови схемни решения.

Обобщени уравнения на преобразуване

Уравнението на преобразуване на схемите с честотен изход от обобщената схема се определя по следната формула:

$$f = \frac{n.k.\varepsilon}{4\tau} = \frac{n.k}{4R_I C_I} \frac{\Delta R}{R}, \quad (2.19)$$

Уравнението на преобразуване на схемите с изход по период от обобщената схема се определя по следната формула:

$$T = 4.n.k.\tau.\varepsilon = 4.n.k.R_I C_I \frac{\Delta R}{R} \quad (2.20)$$

където: n – брой работни рамена на измервателния мост (1, 2 или 4)

k – коефициент на усилване на диференциалния усилвател ДУ;

$\tau=RC$ - времеконстанта на интегратора;

$\varepsilon = \Delta R/R$ – относително изменение на съпротивлението на тензодатчиците.

Обобщен метрологичен анализ на грешките на преобразувателите с разгъващо преобразуване за работа с тензометрични мостове.

На базата на направения анализ и получените формули е направена оценка на точността на разработените в дисертационния труд практически реализации. Получените резултати от метрологичния анализ дават възможност за правилно проектиране и оразмеряване на схемите, удовлетворяващо изискванията за точност и линейност в дадения измервателен диапазон.

При схемите с честотен изход са изведени следните формули за метрологичен анализ:

- Анализ на грешката от неравенството на абсолютните стойности на изходните напрежения на компаратора.

Изведено е уравнението на новата честота $f^* = (n, k, \tau_n, U_{out})$ на преобразувателя, на базата на което е определена относителната мултипликативна грешка $\delta f_{U_{out}}$ на изходната честота:

$$\delta f_{U_{out}} = \frac{f^* - f}{f} = \frac{f(1 - \delta U_{out}^2) - f}{f} = 1 - \delta U_{out}^2 - 1 = -\delta U_{out}^2 \quad (2.26)$$

където δU_{out} е относителната грешка на изходното напрежение U_{out} .

- Анализ на грешката от остатъчното напрежение e_{ok} на операционния усилвател на компаратора.

Изходната честота, съгласно получената формула не зависи от e_{ok} , тъй като то не участва в уравнението на преобразуване 2.35 и не внася грешка, т.е., такъв преобразувател е напълно инвариантен спрямо остатъчното напрежение на компаратора.

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{\delta R}{8RC} \frac{U_{out}^+ + U_{out}^-}{U_{out}^+ + |U_{out}^-|} \quad (2.35)$$

- Анализ на грешката от нестабилността на параметрите на елементите от времезадаващата верига на интегратора.

Определена е от уравнението на преобразуване по метода на логаритмичния диференциал.

$$\delta K_R = \delta C + \delta R \quad (2.36)$$

- Анализ на грешката от остатъчното напрежение e_{oI} на операционния усилвател на интегратора.

Изведена е относителната мултипликативна грешка δf_{oI} на изходната честота, причинена от e_{oI} , която се определя по следната формула:

$$\delta f_{oI} = \frac{1 - e_{oI}/U_2}{e_{oI}/U_2} = \frac{1 - \delta U_{oI}^2}{\delta U_{oI}^2} = \frac{1}{\delta U_{oI}^2} - 1 = \frac{1}{S_{oI} \delta U_{oI}} - 1 = \frac{k_{oI}}{\delta U_{oI}} - 1 \quad (2.38)$$

където $S_{oI} = \delta U_{oI} = e_{oI}/U_2$ представлява чувствителността на преобразувателя към неинформативния параметър e_{oI} , а k_{oI} - коефициент на подтискане на влиянието на неинформативния параметър e_{oI} .

- Анализ на грешката, дължаща се на отклонението от стойностите на резисторите на диференциалния усилвател ДУ.

Отклонението на стойностите при ДУ довежда до мултипликативна и адитивна грешка. Съгласно изведената формула изходното напрежение е равно на:

$$V_{out} = V_D \frac{2R_2R_4 + R_1R_4 + R_2R_3}{2R_1(R_3 + R_4)} + V_{CM} \frac{R_1R_4 - R_2R_3}{R_1(R_3 + R_4)} = k_D^* V_D + \Delta_a \quad (2.40)$$

От формула 2.40 следва, че неточността на коефициента k_D довежда до мултипликативна грешка, а неравенството на нула на разликата $\Delta_R = R_1R_4 - R_2R_3$ довежда до адитивна грешка Δ_a .

Адитивната грешка се определя по метода на логаритмичния диференциал. За абсолютната стойност на адитивната грешка Δ_a , причинена от грешките на резисторите се получава:

$$\Delta_a = V_{CM} \frac{R_4}{R_3 + R_4} (\delta R_1 + \delta R_2 - \delta R_3 - \delta R_4) \quad (2.41)$$

където: V_{CM} - синфазно входно напрежение, V_D - входно диференциално напрежение.

- Анализ на грешката, дължаща се на инерционността на операционния усилвател на интегратора.

Времето на закъснение на интегратора t_d се определя по следната формула [20]:

$$t_d \cong \frac{\tau_0}{k} = \frac{1}{2\pi f_1}, \quad (2.43)$$

като времеконстантата $\tau_0 = \kappa / 2\pi f_1$, а f_1 е честота на единичното усилване

Доказано е, че реакцията на реалния интегратор, вследствие на чистото закъснение t_d довежда до изменение на изходната честота f^* и добавяне на допълнителна честота f_1 с коефициент 2 към изходната честота преобразувателя:

$$f^* = \frac{1}{T^*} = \frac{1}{T_1 + t_d + T_2 + t_d} = \frac{1}{T_1 + T_2 + 2t_d} \quad (2.44)$$

-Влияние на максималната скорост на изменение на изходното напрежение на операционния усилвател на интегратора.

Скоростта на нарастване на изходното напрежение на интегратора S_i се определя по следната формула:
$$S_i = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta t} \quad (2.45)$$

Необходимата скорост на нарастване на изходното напрежение на интегратора S_i трябва да е по-малка от скоростта на нарастване SR на операционния усилвател, съгласно неравенството:

$$\frac{kU_{Bmax}}{RC} < SR \quad \text{Следователно:} \quad RC > \frac{kU_{Bmax}}{SR} \quad (2.47)$$

където: U_B – напрежение на измервателния мост и k - коеф. на усилване на диф. усилвател.

-Анализ на грешката, дължаща се на инерционността на операционния усилвател на компаратора.

За относителното изменение на изходната честота, дължащо се на закъснението ΔT на превключване, се получава:

$$f = \frac{1}{T^*} = \frac{1}{T + 4\Delta T} = \frac{1}{k \cdot \frac{1}{\delta R_x} + 4\Delta T} = \frac{\delta R_x}{k + 4\delta R_x \Delta T} = \frac{\delta R_x}{k} \cdot \frac{1}{1 + 4\delta R_x \frac{\Delta T}{k}} \quad (2.50)$$

От формула (2.50) се вижда, че закъснението на компаратора ΔT довежда до нелинейност в уравнението на преобразуване на изменението на съпротивлението на тензодатчиците в честота.

Анализ на грешките на преобразувател с изход по период

-Анализ на грешката от неравенството на абсолютните стойности на изходните напрежения на компаратора.

За относителната мултипликативна грешка δT_{Uout} на изходния период, причинена от неравенството на изходните напрежения δU_{out} се получава:

$$\delta T_{\delta U_{out}} = \frac{T^* - T}{T} = \frac{T^*}{T} - 1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1 + \delta U_{out} + 1 - \delta U_{out}}{1 - \delta U_{out}^2} \right) - 1 = \left(\frac{1}{1 - \delta U_{out}^2} \right) - 1 = \left(\frac{\delta U_{out}^2}{1 - \delta U_{out}^2} \right) \quad (2.58)$$

- Анализ на грешката от остатъчното напрежение e_{0k} на операционния усилвател на компаратора

Остатъчното напрежение e_{0k} на операционния усилвател на компаратора е постоянно по знак и се явява свързано последователно с праговите напрежения $U_{ПП+}$ и $U_{ПП-}$ на компаратора, поради което може да се представи чрез еквивалентно изменение на праговите напрежения на компаратора:

$$U_{ПП+}^+ = -U_{out}^- \cdot k.n.\delta R + e_{0k} \quad (2.59) \quad U_{ПП-}^- = -U_{out}^+ \cdot k.n.\delta R + e_{0k} \quad (2.60)$$

След поставяне на 2.59 и 2.60 в уравнението на преобразуване и решаване се получава:

$$T = T_1 + T_2 = 4nk\delta R.RC \quad (2.66)$$

От (2.66) се вижда, че остатъчното напрежение e_{0k} на компаратора не участва в уравнението на преобразуване и не внася грешка, т.е. такъв преобразувател е напълно инвариантен спрямо остатъчното напрежение на компаратора.

-Анализ на грешката от нестабилността на параметрите на елементите от времезадаващата верига на интегратора.

Формулата за изчисляване на мултипликативната грешка е аналогична с формула 2.37 и всички препоръки за намаляване на мултипликативната грешка при преобразувателите с изход по период са еквивалентни на тези, както при преобразувателите с честотен изход.

-Анализ на грешката от остатъчното напрежение на операционния усилвател на интегратора.

Относителната мултипликативна грешка δT_{01} на изходния период, причинена от e_{01} аналогично ще бъде:

$$\delta T_{01} = \frac{e_{01}/U_{out}}{1 - e_{01}/U_{out}} = \frac{\delta U_{01}^2}{1 - \delta U_{01}^2} \approx \delta U_{01}^2 = S_{01} \delta U_{01} = \frac{1}{k_{01}} \delta U_{01}, \quad (2.69)$$

Остатъчното напрежение на ОУ на интегратора влияе слабо на изменението на изходния период и на практика може да се пренебрегне.

-Анализ на грешката, дължаща се на инерционността на операционния усилвател на интегратора.

Времето на закъснение на интегратора t_d се определя по следната формула [20]:

$$t_d = \frac{\tau_0}{k} = \frac{1}{2\pi f_1} \quad (2.71)$$

Реакцията на реалния интегратор, вследствие на чистото закъснение t_d довежда до изменение на изходния период T' :

$$T' = T + 2t_d = 4nkRC\delta R + 2t_d \quad (2.72)$$

От Формула 2.72 се вижда, че закъснението на интегратора t_d се добавя два пъти към изходния период на преобразувателя

-Анализ на грешката, дължаща се на инерционността на операционния усилвател на компаратора.

При достигане на праговото напрежение на превключване в преобразувателя се счита, че компараторът превключва моментално своя изход от едно състояние в друго, което на практика не е възможно. Реалният период T^* в преобразувателите на изменение на съпротивлението в период включва закъснението ΔT на компаратора по формулата:

$$T^* = 4nkRC\delta R + 4\Delta T = T + 4\Delta T \quad (2.73)$$

За относителното изменение на изходния период δT^* , дължащо се на закъснението на превключване, се получава:

$$\delta T^* = \frac{T^* - T}{T} = 4 \frac{\Delta T}{T} = 4\delta T \quad (2.74)$$

-Влияние на максималната скорост на изменение на изходното напрежение на операционния усилвател на интегратора.

В конкретния случай изходното напрежение на интегратора U_{Iout} не трябва да се изменя със скорост SR , по-голяма от скоростта на използвания операционен усилвател, от където се въвежда ограничение отдолу за времеконстантата RC : $RC > \frac{U_{\text{Iout}}}{SR \cdot 10^6}$ (2.75)

Допустимата приведена грешка от нелинейност е желателно да бъде под 0,1% или 0,001, то следва да се обезпечи същото или по-малко съотношение между сумата от продължителността на нарастващия t_2^+ и спадания t_2^- фронтове на изхода на компаратора и най-малкият период $T_{\text{min}} = 4nk\delta R(RC)_{\text{min}}$ на изходния сигнал: $(t_2^+ + t_2^-) / 4nk\delta R(RC)_{\text{min}} < 0,001$ (2.76)

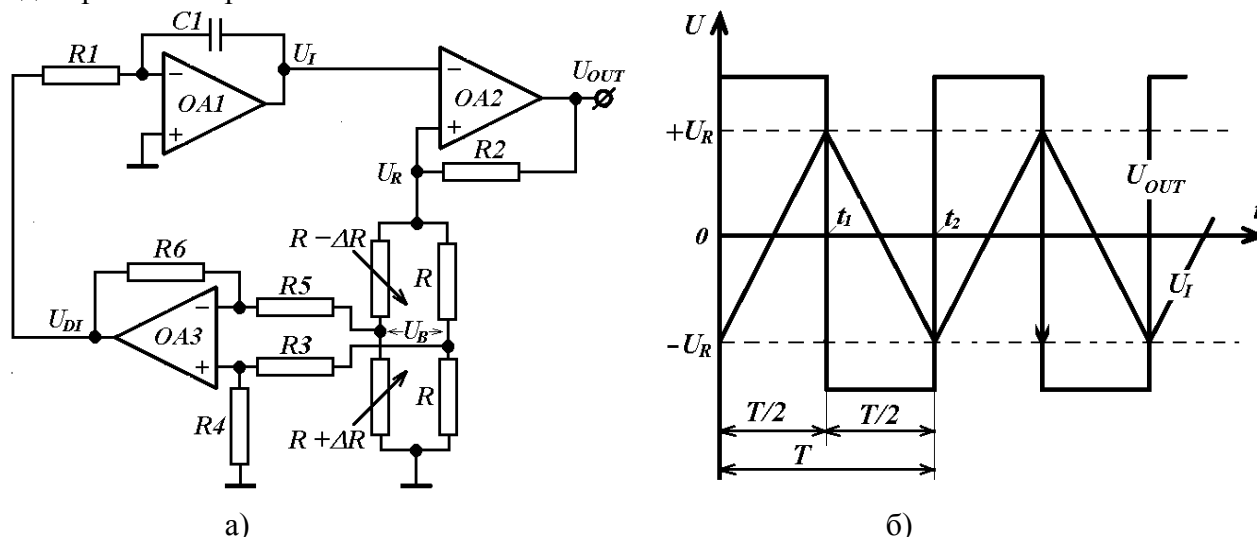
от където също следва ограничение на времеконстантата RC отдолу: $(RC)_{\text{min}} > 10^3 (t_2^+ + t_2^-) / 4nk\delta R$ (2.77)

На базата на изведените формули може да се направи метрологичен анализ или метрологично обезпечаване на схемите, както и обосновано от метрологична гледна точка проектиране на измервателни преобразуватели от този клас.

Развитие на метода при разработване на схеми с честотен изход.

Преобразувател на разбаланса на тензомост в честота.

За изследване на силовите характеристики при различни технологични операции с помощта на тензометрични мостове е разработена следната принципна схема- Фиг.2.10-а, а на Фиг.2.10-б – времедиаграмите на работа.



Фиг.2.10. Принципна схема (а) и времедиаграма на работа (б) на преобразувател на разбаланса на тензорезистивен мост в честота

Схемата съдържа интегратор, реализиран на базата на $R1$, $C1$ и $OA1$, компаратор, реализиран на базата на $OA2$ с положителна обратна връзка, съставена от R_2 и еквивалентното съпротивление R на захранващия диагонал на моста и диференциален усилвател, изпълнен на базата на $OA3$. За изходната честота на преобразувателя се получава:

$$f_{OUT} = \frac{1}{T} = \frac{K_{DU}}{8R_1C_1} \delta R \quad (2.82)$$

От израза (2.82) се вижда, че параметърът U_R (функция на изходното напрежение на компаратора и резисторите R_2 и R) не участва в уравнението на преобразуване и следователно, преобразувателят е инвариантен спрямо него. Това е важно свойство на преобразувателя, тъй като в класическите схемни решения, разгледани в първа глава, захранващото напрежение на моста участва с тегловен коефициент единица в уравнението на преобразуване и към него се предявяват особено строги изисквания.

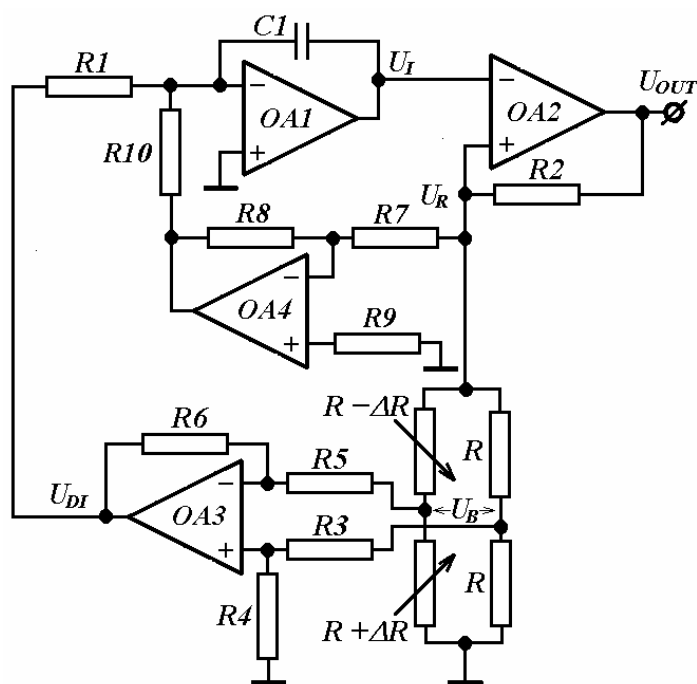
Освен това схемата реализира автоматично метода от фиг.1.10 за потискане на паразитните термо е.д.с., възникващи в изходната верига на измервателния мост, без каквито и да са допълнителни елементи. Тези предимства се запазват и при всички останали реализации.

Основен недостатък на преобразувателя от Фиг.2.10 е това, че уравнението на преобразуване е валидно само за едностранно натоварване на датчиците, предизвикващо изменение на съпротивленията им със знак, отбелязан на фигурата. При нулиране на натоварването ($\Delta R=0$) изходната честота се нулира, а при обратно натоварване на тензодатчиците би следвало да стане отрицателна, което очевидно е невъзможно. Поради тази причина, за правилната работа на преобразувателя е необходимо да се спазват знаците на измененията на съпротивленията на работните датчици така, както е показано на Фиг.2.10а. Нещо повече, изходната честота практически е ограничена отдолу от съображения за точност на нейното измерване, което означава, че тензомостът следва да бъде предварително разбалансиран до около 10% от изходния обхват на преобразувателя. Задачата на последващите изследвания е предложение на схемно решение, отстраняващо тези недостатъци.

Преобразувател на двупосочен разбаланс на тензомост в честота

На Фиг.2.11 е представена принципната схема на измервателен преобразувател, отстраняващ част от посочените недостатъци.

Схемата от Фиг.2.11, аналогично на тази от Фиг.2.10а съдържа интегратор, реализиран на базата на R_1 , C_1 и $OA1$, компаратор (тригер на Шмит), реализиран на базата на $OA2$ с положителна обратна връзка, съставена от R_2 и еквивалентното съпротивление R на захранващия диагонал на моста и диференциален усилвател, изпълнен на базата на $OA3$. Допълнително е въведен инвертиращ усилвател, реализиран на базата на операционния усилвател $OA4$ и резисторите R_7 , R_8 и R_9 , чийто изход е свързан чрез резистора R_{10} към инвертиращия вход на $OA1$, а входът – към захранващото напрежение U_R на моста.



Фиг.2.11. Принципна схема на преобразувател на двупосочен разбаланс на тензорезистивен мост в честота

Времедиаграмите на схемата са същите, както на Фиг.2.10б. Отчитайки пълната симетрия на процесите в двата временни интервала t_1 и t_2 , за изходната честота на преобразувателя се получава:

$$F_{OUT} = \frac{1}{2t_1} = \frac{K_{DU}}{8R_1C_1} \delta R + \frac{1}{4} \cdot \frac{R_8}{R_7} \cdot \frac{1}{R_{10}C_1} \frac{U_R}{2} = S_R \cdot \delta R + F_0, \quad (2.89)$$

където:

$$S_R = \frac{K_{DU}}{8R_1C_1} - \text{чувствителност на преобразувателя}; \quad (2.90)$$

$$F_0 = \frac{1}{4} \frac{R_8}{R_7} \frac{1}{R_{10}C_1} - \text{начална честота на преобразувателя при } \delta R=0. \quad (2.91)$$

От израза (2.89) се вижда, че при зададени чувствителност S_R и максимално по модул изменение на тензорезисторите $|\delta R|_{\max}$ е достатъчно да се зададе началната честота $F_0 > S_R |\delta R|_{\max}$, при което в целия входен обхват от $-\delta R_{\max}$ до $+\delta R_{\max}$ изходната честота на преобразувателя ще остане положителна.

В метрологично отношение схемата от Фиг.2.11 запазва предимствата на тази от Фиг.2.10а, но се прибавя и допълнителна адитивна грешка от остатъчното напрежение на $OA4$ и нестабилността на резисторите R_7 , R_8 и R_{10} . Последната лесно може да бъде съществено редуцирана при калибрирането на преобразувателя.

Въпреки известното усложняване, схемата от Фиг.2.11, е сравнително проста и може да се реализира с евтини и достъпни електронни компоненти. Всички тези достойнства правят предложеното схемно решение перспективно за изследване и приложение.

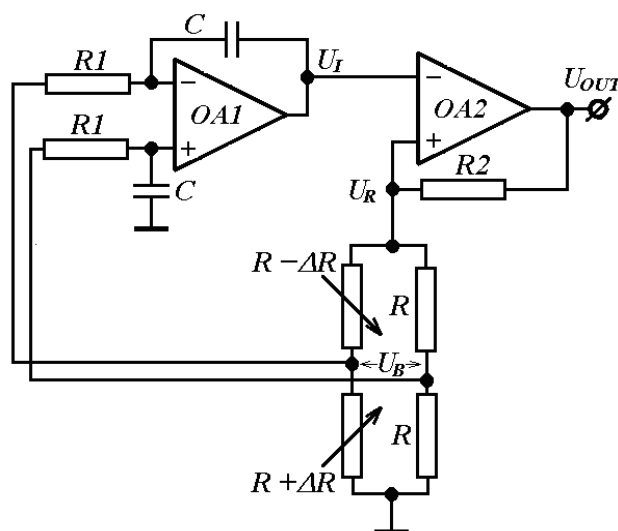
Преобразувател на тензорезистивен мост в честота с диференциален интегратор.

Общ проблем при схемите от Фиг.2.10а и фиг.2.11 е наличието на два източника на адитивна грешка - диференциалният усилвател и интегратора. На фиг.2.12 е представена схемата на предложения измервателен преобразувател, който в известна степен отстранява този проблем, като същевременно, опростява практическата реализация.

Това е постигнато чрез обединяване на функциите на диференциалния усилвател и класическия интегратор на Милер, използвайки диференциален интегратор. Схемата съдържа диференциален интегратор, построен на базата на $OA1$ и две идентични интегриращи вериги R_1 , C и компаратор, реализиран на базата на $OA2$ с положителна обратна връзка, съставена от R_2 и еквивалентното съпротивление R на захранващия диагонал на моста.

Анализът на работата на преобразувателя ще бъде извършен, считайки операционните усилватели за идеални. Времедиаграмите на работа на преобразувателя съвпадат също с тези, на фиг.2.10б.

Изходната честота на преобразувателя се определя от следното уравнение:



Фиг.2.12. Принципна схема на преобразувател на тензорезистивен мост в честота с диференциален интегратор.

$$f_{out} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_1C U_R} U_B = \frac{1}{4R_1C} \delta R \quad (2.96)$$

От израза (2.96) се вижда, че параметърът U_R (функция на изходното напрежение на компаратора и резисторите R_2 и R) не влиза в уравнението на преобразуване и следователно, преобразувателят е инвариантен спрямо него. Освен това, в литература [17, 64] е показано, че неравенството (по модул) на изходните напрежения на ограничение на компаратора променят продължителността на полупериодите $(0-t_1)$ и (t_1-t_2) , но с различен знак така, че сумата им, т.е. периодът T , остава в първа степен на приближение постоянен. Същият ефект е доказан и за остатъчните напрежения на операционните усилватели на интегратора и компаратора в метрологичния анализ. Следователно, схемата от фиг.2.12 притежава достоинства на разгледаните до сега схемни решения.

Линеен преобразувател на двупосочен разбаланс на резистивен мост в честота.

На базата на преобразувателя, от фиг.2.11 е разработена нова схема за двупосочен разбаланс при подобрена линейност и допълнително опростяване на схемната реализация.

Принципната схема на преобразувателя е показана на фиг. 2.15. При сравнение със схемата на фиг.2.11 се вижда, че е премахнат инвертиращия усилвател $OA4$ и на негово място е реализиран делител на напрежение с резисторите R_1 и R_2 , като средната точка на делителя е свързана с неинвертиращия вход на интегратора.

Времедиagramите на преобразувателя са показани на фиг.2.16.

Изходната честота се определя от следното уравнение на преобразуване:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\beta}{4\tau_I(1-\beta)} + \frac{k_{DA}}{8\tau_I(1-\beta)} \delta R \quad (2.102)$$

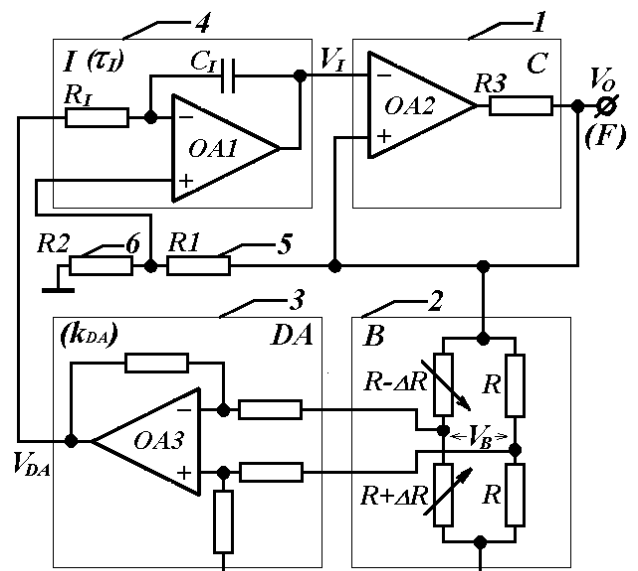
където $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ и $\tau_I = R_1 C_1$

Първата част от уравнението представлява базовата честота, а втората част изменението на базовата честота при двупосочно натоварване. От формула (2.102) за изходната честота се вижда, че при спазване на условието 2.103:

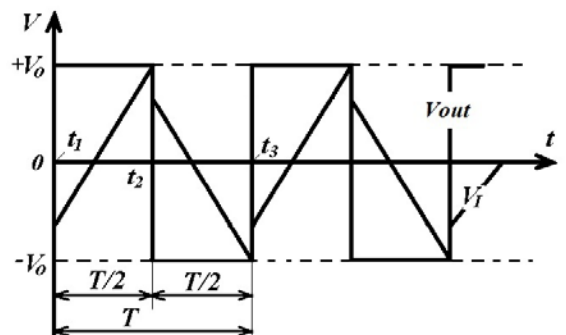
$$\frac{k_{DA}}{8\tau_I(1-\beta)} |\delta R| < \frac{\beta}{4\tau_I(1-\beta)} \quad (2.103)$$

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

Схемата съчетава повечето от предимствата на разгледаните до тук схемни решения и притежава



Фиг.2.15. Принципна схема на преобразувателя



Фиг.2.16. Времедиagrama на преобразувателя

много добри метрологични характеристики при двустранно изменение на натоварването. Реализиран е прототип на предложената схема и е подадена заявка за патент № 111382 от 25.01.2013г.

Анализ на грешките на преобразувателя

На базата на получените до този момент основни метрологични характеристики на преобразувателите с разгъващо право преобразуване и честотен изход от т. 2.4 и направените изводи е необходимо допълнително анализиране на грешките, определящи появата на нелинейност и промяна на изходната честота.

Основните грешки влияещи пряко на метрологичните характеристики на изследвания преобразувател, подлежащи на анализиране и последващо моделиране са:

Анализ на грешката от неравенството на изходните напрежения на компаратора

За относителната мултипликативна грешка $\delta f_{U_{out}}$ на изходната честота се получава:

$$\delta f_{U_{out}} = \frac{f^* - f}{f} = \frac{f(1 - \delta U^2_{out}) - f}{f} = 1 - \delta U^2_{out} - 1 = -\delta U^2_{out} \quad (2.106)$$

Анализ на грешката от закъснението при превключване на компаратора

Изходната честота се определя чрез периода T^* включвайки закъснението ΔT на компаратора:

$$f^* = \frac{1}{T^*} = \frac{1}{T + 4\Delta T} = \frac{1}{\frac{8\tau(1-\beta)}{2\beta + k_{DA}\delta R_X} + 4\Delta T} = \frac{1}{\frac{8\tau(1-\beta) + 2\beta + k_{DA}\delta R_X}{2\beta + k_{DA}\delta R_X} 4\Delta T} = \frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X}{8\tau(1-\beta) + 2\beta + k_{DA}\delta R_X} 4\Delta T \quad (2.107)$$

За абсолютната и относителната стойност за допълнителната грешка от ΔT се извеждат следните изрази:

$$\Delta f_{nlin} = f^* - f = \frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X}{8\tau(1-\beta) + 2\beta + k_{DA}\delta R_X} 4\Delta T - \frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X}{8\tau(1-\beta)} \quad (2.108)$$

$$\delta f_{nlin} = \frac{f^* - f}{f} = \frac{\frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X}{8\tau(1-\beta) + 2\beta + k_{DA}\delta R_X} 4\Delta T - \frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X}{8\tau(1-\beta)}}{\frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X}{8\tau(1-\beta)}} = \quad (2.109)$$

$$= \frac{\frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X - (2\beta + k_{DA}\delta R_X) * (2\beta + k_{DA}\delta R_X 4\Delta T)}{8\tau(1-\beta) + 2\beta + k_{DA}\delta R_X}}{\frac{2\beta + k_{DA}\delta R_X}{8\tau(1-\beta)}}$$

Полагаме:

$$X = 2\beta + k_{DA}\delta R_X \quad Y = 8\tau(1-\beta)$$

След преобразуване на 2.108 и 2.109 се получават следните формули:

$$\Delta f_{nlin} = \frac{X}{Y + X\Delta T} - \frac{X}{Y} = \frac{-X^2\Delta T}{Y^2 - XY\Delta T} \quad (2.110)$$

$$\delta f_{\text{nonlin}} = \frac{\frac{X - X * X 4\Delta T}{Y + X}}{\frac{X}{Y}} = \frac{Y(1 - 4X\Delta T)}{X + Y} \quad (2.111)$$

От формулите (2.110) и (2.111) се вижда, че закъснението на компаратора ΔT довежда и до нелинейност в уравнението на преобразуване.

Анализ на грешката от инерционността на интегратора

Изходното напрежение на интегратора в устройството се определя по следната формула [20]:

$$V_1(t_1) = V_{\text{ПР}}(t_1) + \frac{\tau_{\text{out}}}{\tau} \Delta V_2 = V_{\text{ПР}} + \frac{r_{\text{out}}}{r} \Delta V_2 \quad (2.112)$$

където,

$V_1(t_1)$ - изходно напрежение на интегратора, като се приема, че е равно на V_{outmax} в момента t_1 ;

$\tau_{\text{out}} = r_{\text{out}} C$ - времеконстанта на изходното инерционно звено на интегратора ;

r_{out} - изходно съпротивление на операционния усилвател ОА1;

$\tau = R_1 C$ - номинална времеконстанта на интегриране;

$V_{\text{ПР}}$ - праг на сработване на компаратора;

ΔV_2 - изменение на изходното напрежение на компаратора.

Реакцията на реалния интегратор, вследствие на чистото закъснение t_d довежда до изменение на изходната честота f^* на преобразувателя:

$$f^* = \frac{1}{T^*} = \frac{1}{T + 4t_d} \quad (2.113)$$

Изходното напрежение на интегратора V_{out} във времето t при нулеви начални условия и при скок на входното напрежение от 0 до V_{IN} се определя по следната формула:

$$V_{\text{OUT}}(t) = -kV_{\text{IN}} \left(1 - e^{-\frac{t}{k\tau}} \right) + V_{\text{IN}} \frac{\tau_0 + \tau_{\text{OUT}}}{k\tau} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_0/k}} \right) + V_{\text{IN}} \frac{\tau_{\text{OUT}}}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau_0/k}} \quad (2.114)$$

където: - V_{IN} е входното напрежение на интегратора;

- k – коефициент на усилване на ОУ ;

- τ_0 – времеконстанта на изходното безинерционно звено на интегратора или времеконстанта на единичното усилване на ОУ.

Във формула (2.114) преходната характеристика на интегратора се състои от три части. Първата част представлява практически характеристиката на идеален интегратор, втората е от вида на неидеално интегриращо звено от първи ред и третата на неидеално диференциращо звено от първи ред. Определянето на t_d се извършва чрез полагане на $t=t_d$, $V_{\text{OUT}}(t_d)=0$ и решаване на уравнението за определен период от време, който зависи най-вече от продължителността на преходния процес, респективно стойностите на времеконстантите.

Преобразуватели на изменението на съпротивлението в период.

Друг перспективен метод, позволяващ по-бързо аналогово-цифрово преобразуване е преобразуването с изход „период” на импулсната поредица. [16, 20].

Този метод е основан на формирането на разгъваща функция, чийто аналитичен израз включва в себе си измервания параметър, и на фиксирането на момента, в който тази функция достига предварително зададена стойност. Преобразувателите, реализиращи този метод се отличават

с висока точност, бързодействие и линейност на уравнението на преобразуване.

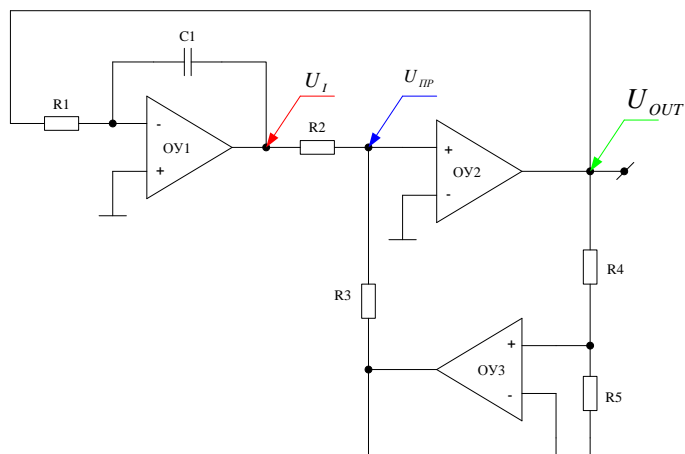
На Фиг.2.17 е представена основната схема, на базата на която е изграден преобразувателя на разбаланс на тензомост в период, а на фигура 2.19 са показани времедиаграмите на преобразувателя. За по-голяма яснота напреженията на интегратора U_I , праговото напрежение на компаратора U_{IP} и изходното напрежение U_{OUT} са дадени в различни цветове, еднакви за схемата и времедиаграмата.

Схемата съдържа интегратор, реализиран на базата на R_1 , C_1 и операционен усилвател ОУ1, компаратор реализиран на базата на ОУ2, където изхода на компаратора е свързан с резистора R_1 на инвертиращия вход на ОУ1 и образува инерционна обратна връзка. Безинерционната обратна връзка се осъществява с делителя на напрежение R_4 , R_5 и повторителя на напрежение реализиран с ОУ3, като изходното напрежение през резистора R_3 постъпва на неинвертиращия вход на ОУ2 (компаратора).

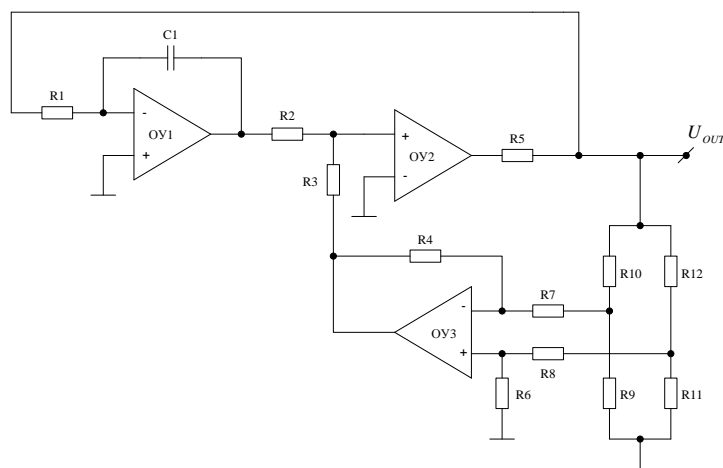
От основната схема на фиг.2.17. е разработена принципната схема на преобразувател на разбаланс на тензомост в период - фиг.2.18.

В схемата е премахнат повторителя ОУ3 и на неговото място е поставен диференциален усилвател, с коефициент на усилване K_{DU} , състоящ се от ОУ3, R_4 , R_6 , R_7 , R_8 и тензометричен мост, реализиран с резисторите R_9 - R_{12} .

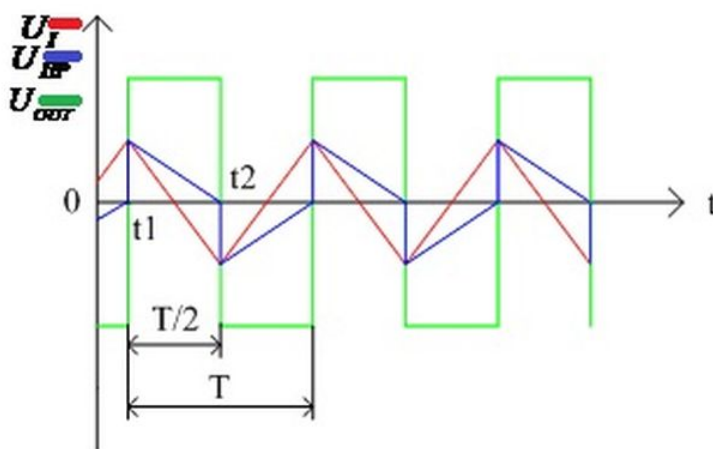
Отчитайки пълната симетрия на процесите в двата временни интервала t_1 и t_2 - фиг.2.19, за изходния период на преобразувателя се получава:



Фиг.2.17. Основна схема на преобразувател на разбаланс на съпротивление в период.



Фиг.2.18. Схема на преобразувател на разбаланс на тензомост в период



Фиг.2.19. Времедиаграма на преобразувателя

$$T_2 = T_1 \quad T = 2T_1 = 2 \cdot \frac{R_2}{R_3} \cdot R_1 C_1 \cdot \delta R \cdot K_{DU} \quad (2.110)$$

От израза (2.110) се вижда, че изходното напрежение на компаратора U_2 не влиза в уравнението на преобразуване и следователно, преобразувателят е инвариантен спрямо него.

В метрологичния анализ е показано, че неравенството (по модул) на изходните напрежения на ограничение на компаратора променят продължителностите на полупериодите $(0-t_1)$ и (t_1-t_2) , но с различен знак така, че сумата им, т.е. периодът T , остава в първа степен на приближение постоянен. Същият ефект е доказан и за остатъчните напрежения на операционните усилватели на интегратора и компаратора. Също така, схемата от Фиг.2.18 реализира автоматично методът за подтискане на паразитните термо е.д.с., възникващи в изходната верига на измервателния мост, без каквито и да са допълнителни елементи, като електронни ключове, тактови генератори и други. Освен това, изходното напрежение на моста постъпва на входа на интегратора, който подтиска високочестотните шумове, постъпващи заедно с полезния сигнал и повишава по този начин шумоустойчивостта на преобразувателя като цяло.

И на последно място, схемата от Фиг.2.18 е сравнително проста и може да се реализира с евтини и достъпни електронни компоненти при спазване на ограниченията наложени от метрологичния анализ.

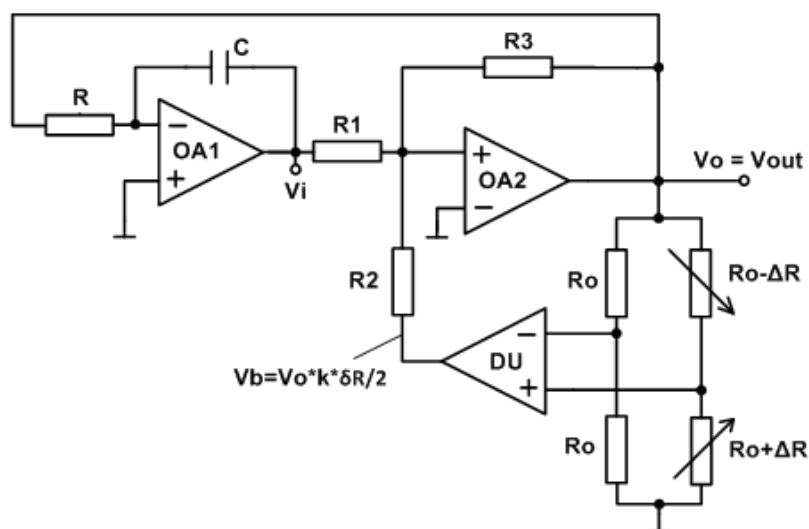
Двустранен преобразувател на изменението на съпротивлението в период

Основен недостатък на преобразувателя от фиг.2.18 е това, че уравнението на преобразуване е валидно само за едностранно натоварване на тензодатчиците, предизвикващо диференциално изменение на съпротивленията по начина отбелязан на фигурата. Както и при честотните преобразуватели, тук тензомостът следва да бъде също предварително разбалансиран с период около $0,5 \div 1$ ms, което да е около 50% от изходния обхват на преобразувателя.

Задачата на по-нататъшните изследвания е ново схемно решение за измерване на сили и моменти по период при двустранен разбаланс.

На фиг.2.20 е представена принципната схема на двустранен преобразувател на разбаланса на тензорезистивен мост в период, а времедиagramата на работа е идентична с показаната на фиг.2.19.

Схемата се състои от два основни блока – релаксационен генератор [16], [26], [99] и преобразувател на разбаланса на моста в напрежение (ПРМН). Релаксационният генератор се състои се от интегратор OA1 с времезадаваща верига $R_1 C_1$ и компаратор OA2, (неинвертиращ тригер на Шмит) [26], [109]. Схемата генерира автоколебания на зададена честота с период T . Автоколебанията се получават благодарение на



Фиг. 2.20. Схема на двустранен преобразувател на разбаланса на тензомост в период

въведената в компаратора с помощта на резисторите R_1R_3 безинерционна положителна обратна връзка и на въведената с помощта на интегратора (ОА1) инерционна отрицателна обратна връзка.

ПРМН се състои от диференциален усилвател ДУ, делител на напрежение R_1R_2 и тензометричен мост с датчици.

За периода T , поради симетричност на процесите в двата полупериода T_1 и T_2 е изведено следното уравнение на преобразуване:

$$T = T_1 + T_2 = 4\tau \frac{R_1}{R_3} + 2\tau k \frac{R_1}{R_2} \delta R \quad (2.118)$$

където:

$\tau = RC$ – времеконстанта на интегриране на интегратора;

k – коефициент на усилване на диференциалния усилвател ДУ;

- $4\tau R_1/R_3$ – начално отместване на изходния период;

- $2\tau k(R_1/R_2)\delta R$ – изменение на изходния период.

Основно достоинство на схемата е работата и при знакопроменливо натоварване на тензосъпротивителните датчици и схемната простота на реализацията. В метрологично отношение схемата не се различава от едностранния преобразувател по период с изключение на динамичната грешка на инерционността на ОУ на интегратора, като при измервателните схеми с едностранно натоварване се проявява в отместване на началния период разбаланса а при измервателните схеми с двустранно натоварване се изменя началната честота при нулево натоварване със същата стойност на периода. И в двата случая адитивната грешка не влияе на точността на измерване и лесно може да бъде коригирана при установяване на началната честота или фиксирания разбаланс при едностранно натоварване.

Изводи към ВТОРА глава:

1. Осъществено е развитие на метода с разгъващо преобразуване за работа с резистивни тензомостове, като от различните изследвани схеми е избран вариантът на резистивен преобразувател на разбаланса на тензомост в честота с разгъващо преобразуване. Разработени са обобщени схеми на преобразувател на изменение на съпротивлението в честота и период. Изведени са обобщените уравнения, позволяващи разработването на преобразователи с различни диапазони на работа, базова честота, чувствителност, вид и знак на натоварването.

2. Извършен е обобщен метрологичен анализ на грешките на преобразователите с честотен изход, разглеждайки както статичните, така и динамични грешки. Определени са основните грешки на преобразователя, водещи до появата на нелинейности в уравненията на преобразуване. Извършен е подробен анализ на влиянието на различните съставлящи елементи на преобразователя и са изведени теоретичните зависимости, като са определени степените на влияние на грешките и начините за тяхното потискане.

3. Извършен е обобщен метрологичен анализ на грешките на преобразователите с изход по период, разглеждайки както статичните, така и динамични грешки. Определени са основните грешки на преобразователя, водещи до появата на нелинейности в уравненията на преобразуване. Извършен е подробен анализ на влиянието на различните съставлящи елементи на преобразователя и са изведени теоретичните зависимости, като са определени степените на влияние на грешките и

начините за тяхното потискане.

4. Отчитайки извършения аналитичен и метрологичен анализ на преобразувателите с честотен изход са предложени четири оригинални схемни решения за измерване изменението на съпротивлението на тензодатчиците в честота, за едно от които е с подадена заявка за патент.

5. На основата на представения анализ и изводите от него са разработени две оригинални схемни решения за измерване изменението на съпротивлението на тензодатчиците в период при едностранно и двустранно натоварване.

Глава 3. Математическо моделиране и анализ на практически реализации на преобразуватели с честотен изход.

Линеен преобразувател на двупосочен разбаланс на резистивен мост в честота.

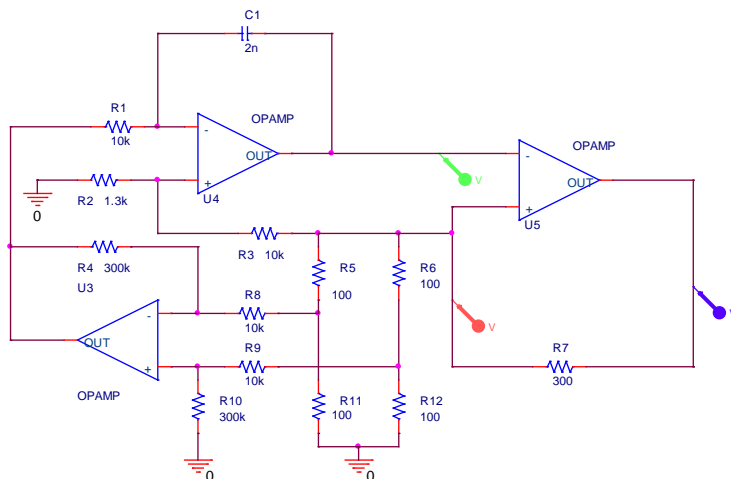
Симулационни изследвания.

За потвърждение на анализа, преобразувателят от фиг.2.15 е симулиран със стойности на елементите както е показано на фиг.3.9.

В Таблица 3.7 са приведени резултатите от симулационните изследвания. Тензорезисторите са представени чрез съпротивленията $R_4 = 100.0 \dots 100.5 \Omega$, $R_3 = 100.0 \dots 99.5 \Omega$ изменящо се със стъпка 0.1Ω (колона 1). В колони 2 и 3 са поместени съответно периодът T в ms и честотата f_{out} в Hz на изходното напрежение. В колона 4 са

изчислени съответните точки от линеаризиращата права f_{out_lin} в Hz, прекарана между първата и последната точки на изходната честота f_{out} . В колона 5 е изчислена приведената грешка от

$$\gamma_{lin} = \frac{f_{out} - f_{out_lin}}{f_{out_max} - f_{out_min}} \cdot 100\% \quad (3.1)$$



Фиг.3.9. Принципна схема на симулирания преобразувател

1	2	3	4	5
$R_{11}/R_{13}, \Omega$	T, ms	f_{out}, Hz	f_{out_lin}, Hz	$\gamma, \%$
99,5/100,5	1,8598	537,7	537,7	0
99,6/100,4	1,3344	749,41	749,409	-0,00013
99,7/100,3	1,0405	961,11	961,118	0,000832
99,8/100,2	0,8526	1172,82	1172,827	0,000597
99,9/100,1	0,7223	1384,53	1384,536	0,000433
100,0/100,0	0,6265	1596,27	1596,245	-0,00157
100,1/99,9	0,5531	1807,94	1807,954	0,000774
100,2/99,8	0,4951	2019,65	2019,663	0,000644
100,3/99,7	0,4482	2231,35	2231,372	0,000986
100,4/99,6	0,4093	2443,11	2443,081	-0,00119
100,5/99,5	0,3767	2654,79	2654,79	0

Таблица 3.7. Симулационни резултати

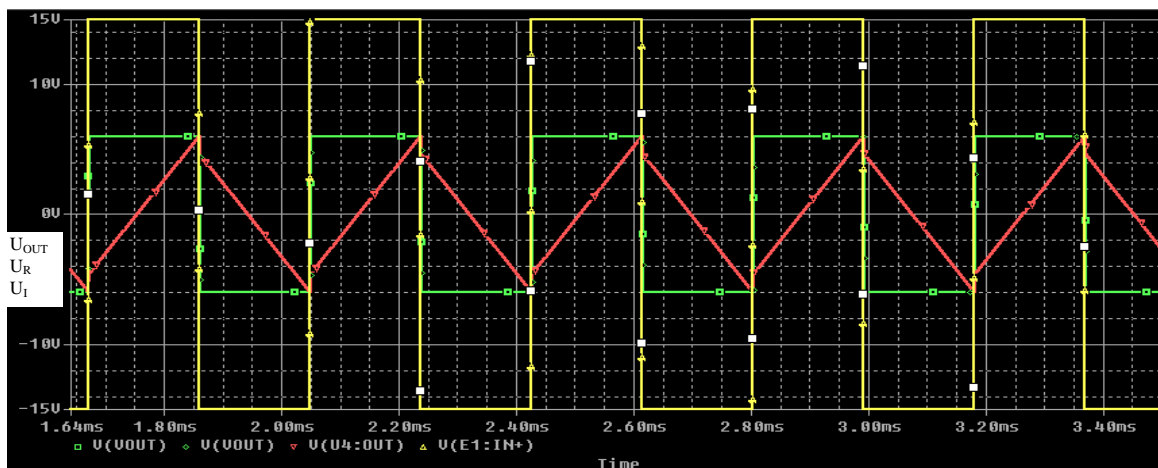
Експериментални резултати.

За проверка действието на преобразувателя от фиг.3.9 бе реализиран експериментален макет, като са използвани следните компоненти: за компаратор – операционен усилвател LF357N; за диференциален усилвател и интегратор – операционен усилвател LF356N; резистори с толеранс $\pm 1\%$ и кондензатор с толеранс $\pm 2\%$. За стойности на елементите са подбрани: $R=100\Omega$ – началното съпротивление на датчика, $R_1=R_I=10k\Omega$, $R_2=1.3k\Omega$, $C_I=2.2nF$, коефициент на усилване на диференциалния усилвател $K_{DA}=30$. При тези стойности на елементите и разбаланс на резистивния мост $\Delta R=\pm 0.5\Omega$ (зададен с резистивна декада) са получени следните резултати: начална честота (при балансиран мост) $f_0=1446.7\text{ Hz}$ и стъпка на изменение на честотата $181,9\text{ Hz}$ (за $\Delta R=0.1\Omega$) – табл.3.8. На базата на получените резултати е определена приведената грешка γ , като максималната ѝ стойност е $0,16\%$. При сравняване на получените резултати с теоретичните, за относителната грешка на началната честота се извежда $\delta_{f_0}=-1,5\%$, а за относителната грешка на чувствителността на преобразувателя се извежда $\delta_k=-5\%$.

1	2	3	4	5
$R_{11}/R_{13}, \Omega$	T, ms	f_{out}, Hz	$f_{out\ lim}, Hz$	$\gamma, \%$
99,5/100,5	0,42510	2352,3895	2352,38950	0
99,6/100,4	0,46068	2170,7099	2170,46352	0,013543
99,7/100,3	0,50265	1989,4656	1988,53753	0,051013
99,8/100,2	0,55263	1809,5263	1806,61155	0,160216
99,9/100,1	0,61573	1624,097	1624,68557	-0,03235
100,0/100,0	0,69266	1443,7075	1442,75959	0,052104
100,1/99,9	0,79299	1261,044	1260,83360	0,011565
100,2/99,8	0,92648	1079,3541	1078,90762	0,024542
100,3/99,7	1,11364	897,95873	896,98164	0,053708
100,4/99,6	1,39885	714,87223	715,05565	-0,01008
100,5/99,5	1,87572	533,12967	533,12967	0

Таблица 3.8. Експериментални резултати

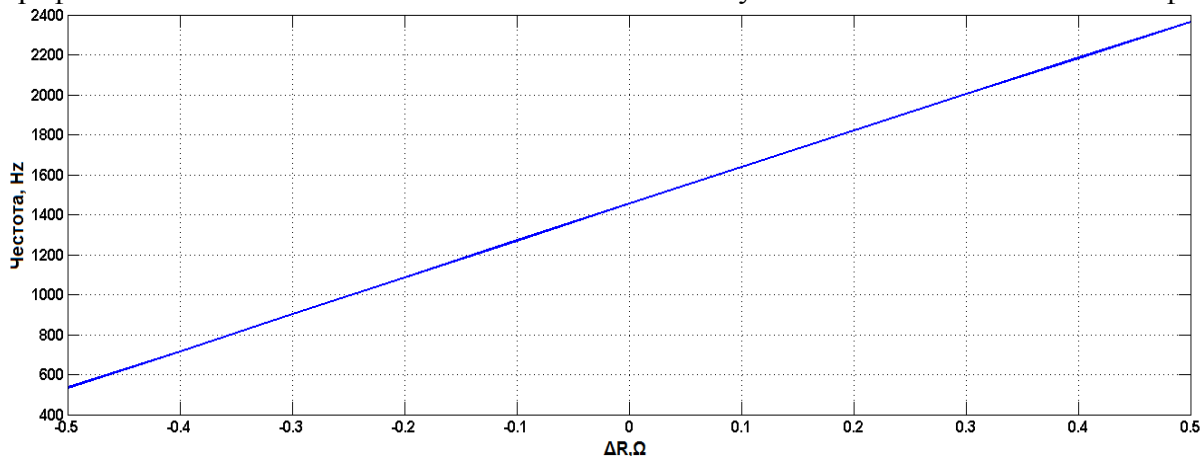
Получените резултати показват съвпадение с изведените аналитични изрази. Грешките на преобразувателя при експерименталната постановка са в рамките на толерансите на използваните компоненти.



Фиг.3.10. Времедиаграми от симулацията на напреженията U_{OUT} , U_R и U_I

На фиг. 3.10 са показани времедиаграмите от симулацията на напреженията. Изходното напрежение на компаратора U_{OUT} с жълт цвят се подава на тензомоста, посредством резистора R7-зелен цвят $-U_R$. Изходното напрежение на интегратора U_I е в червен цвят с характерна форма, дължаща се на делителя на напрежение, средната точка на който е свързана с неинвертиращия вход на интегратора.

Графично изменението на съотношението $\Delta R/R$ и получените честоти е показано на фиг.3.11.

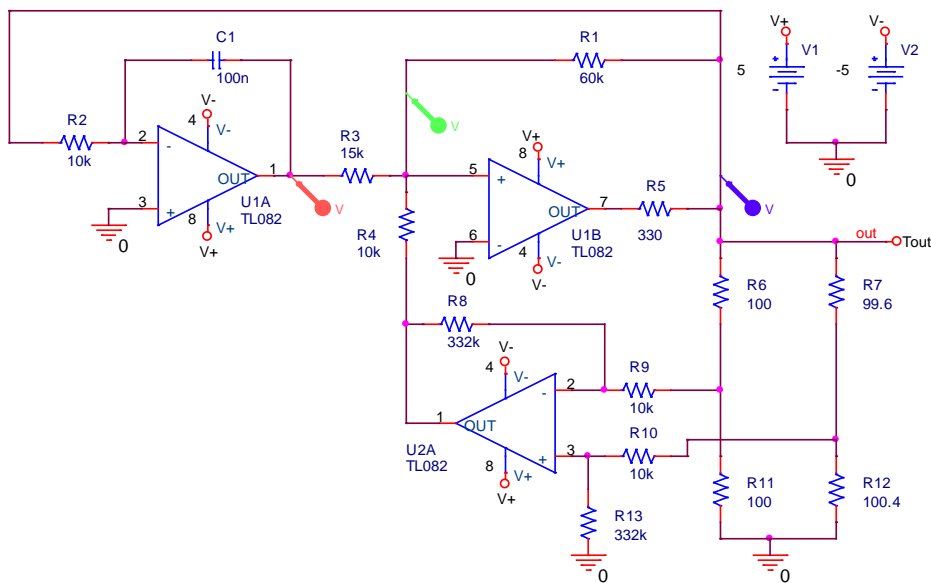


Фиг.3.11. Експериментално изследване на получената изходна честота f_{out} при точно изменение на $\Delta R/R$

Двустранен преобразувател на изменението на съпротивлението в период.

Симулационни изследвания

Схемата от Фиг. 2.20 е симулирана с две активни рамена със стойности от $-0,5 \Omega$ до $+0,5\Omega$, двустранно натоварване, и номинални стойности на елементите, както е показано на Фиг.3.17.

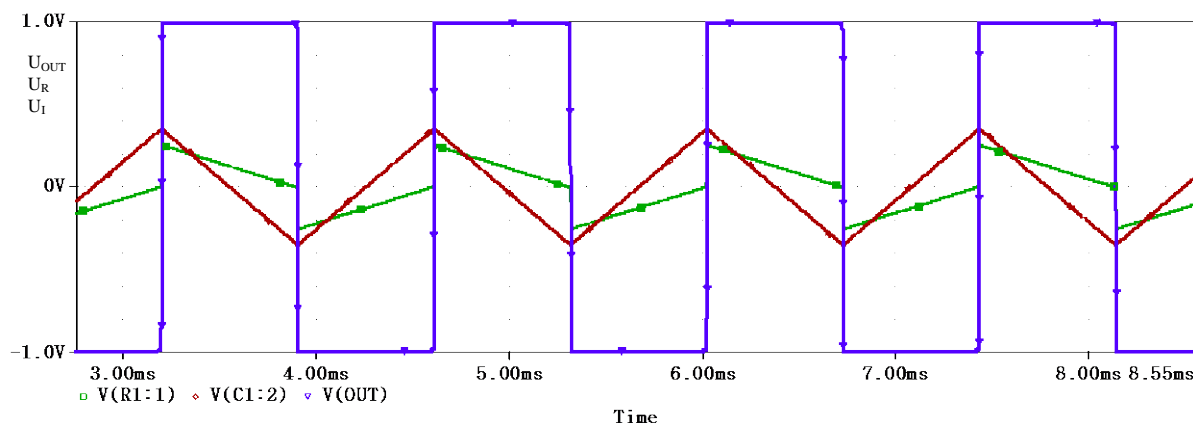


Фиг.3.17. Схема на симулацията преобразувател

На Фиг. 3.18 са показани времедиаграмите от симулацията, напълно съответстващи на тези от фиг.3.19. В колона 2 на таблица 2.11 е даден периодът T в ms на изходното напрежение U_{OUT} . В колона 3 са изчислени съответните точки от линеаризиращата права T_{lin} , прекарана между първата и

последната точки на изходния период. В колона 4 е изчислена приведената грешка от нелинейност – формула 3.2.

$$\gamma = \frac{T - T_{lin}}{T_{MAX} - T_{MIN}} \cdot 100\% \quad (3.2)$$



Фиг.3.18. Времедиаграми от симулацията на напреженията U_I , U_{IP} , U_{OUT} .

ΔR	T, ms	Tlin, ms	γ , %
-0.5	0.5386	0.5386	0.00
-0.4	0.6348	0.6356	-0.08
-0.3	0.7314	0.7326	-0.13
-0.2	0.8282	0.8297	-0.15
-0.1	0.9251	0.9267	-0.16
0	1.0222	1.0237	-0.16
0.1	1.1193	1.1207	-0.14
0.2	1.2166	1.2178	-0.12
0.3	1.3140	1.3148	-0.09
0.4	1.4114	1.4118	-0.05
0.5	1.5088	1.5088	0.00

Таблица.3.11. Определяне на периода и приведената грешка от нелинейност при проведената симулация.

Експериментални резултати

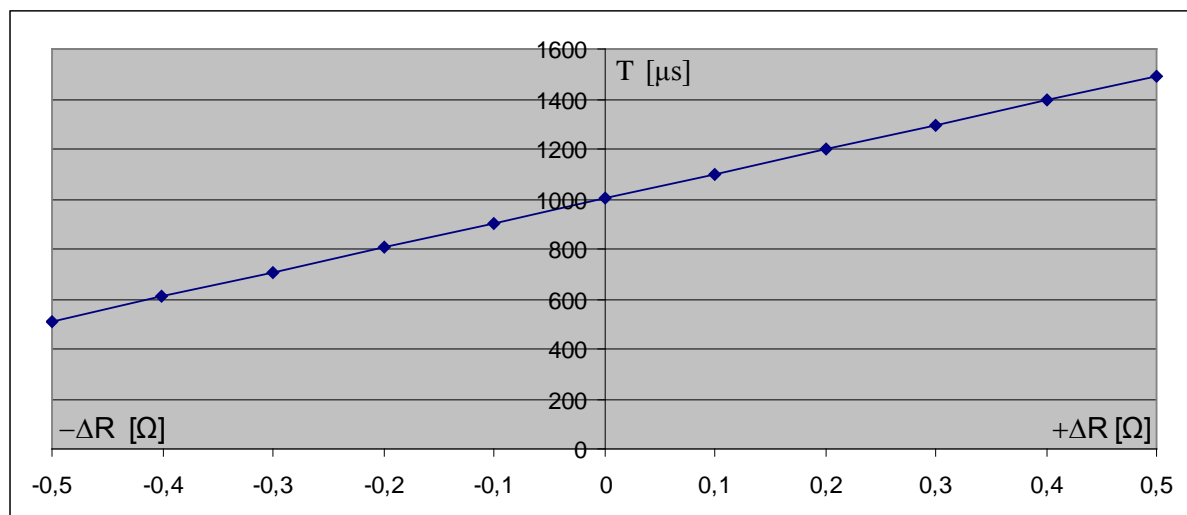
За потвърждение на симулационните изследвания, бе реализиран експериментален макет на схемата от Фиг.3.17. с LM833N. Мостът бе реализиран с две активни рамена с помощта на образцова декада МСР-60 с клас на точност 0.02. В качеството на резистори R1-R11 са използвани резистори с толеранс $\pm 1\%$ и ТКС $\pm 100\text{ppm}$. Кондензаторът е полистиролен с толеранс $\pm 5\%$. Схемата е изследвана в диапазона на изменение на ΔR от -0.5Ω до $+0.5\Omega$, което представлява под 1% относителен входен обхват. Приведената погрешност не надвишава 0,11% и моделирането се намира в границите на нелинейност на измервателния мост. Отклонението на експерименталните резултати от началните стойности на изходната честота и коефициента на преобразуване са в порядъка до около 6,8%, което се намира в границите на максимално възможните грешки от толеранса на елементите. Смяната на операционния усилвател на компаратора с LF356N и NE5534P измества изходния честотен диапазон, съответно на 5 и 6%, като се запазва характеристиката на

преобразуване [17], [64].

За измерване на периода е използван точен честотомер-периодометър модел ВК PRECISION-1823А. Получените резултати са показани в таблица.2.12, като е определена приведената грешка γ , % и е показана графичната зависимост – фиг.2.38.

R	T, μs	T _{lin} (μs)	γ , %
99,5/100	510,1	510,1	0
99,6/100	608,4	608,33	-0,01151
99,7/100	706,8	706,56	-0,03397
99,8/100	805,1	804,79	-0,03852
99,9/100	903,3	903,02	-0,03101
100,0/100	1001,7	1001,25	-0,04494
100,1/100	1100,4	1099,48	-0,08368
100,2/100	1198,8	1197,71	-0,09101
100,3/100	1297,2	1295,94	-0,09723
100,4/100	1395,7	1394,17	-0,10974
100,5/100	1492,4	1492,4	0

Табл. 3.12. Експериментални резултати



Фиг.3.19. Графична зависимост на изменението на периода T при двустранно изменение на съпротивлението на тензодатчиците ΔR .

Сравнителен анализ

За потвърждаване на работоспособността на схемата, коректно изведените формули и проведените симулации е направен сравнителен анализ на изменение на периода на изходното напрежение спрямо двустранно изменение на съпротивлението на тензодатчиците.

Получените резултати са показани в таблица 3.13. Във втората колона е даден получения период при симулация, в третата колона изчисленият период по формула (7), а в четвъртата колона получените експериментални резултати.

R	T _{сим} , μs	T _{форм.} , μs	T _{експ} , μs
99,5/100	538,6	502	510,1
99,6/100	634,8	601,6	608,4
99,7/100	731,4	701,2	706,8
99,8/100	828,2	800,8	805,1

99,9/100	925,1	900,4	903,3
100,0/100	1022,2	1000	1001,7
100,1/100	1119,3	1099,6	1100,4
100,2/100	1216,6	1199,2	1198,8
100,3/100	1314	1298,8	1297,2
100,4/100	1411,4	1398,4	1395,7
100,5/100	1508,8	1498	1492,4

Табл. 3.13. Сравнителен анализ на получените резултати.

Налице е много доброто съвпадение на получените резултати при сравнително големия диапазон на изменението на съпротивлението на тензодатчиците.

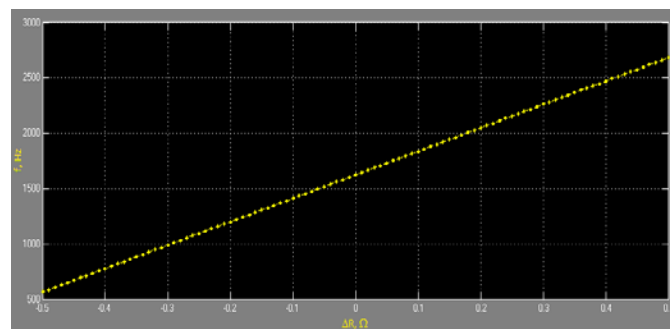
Математично моделиране на двустранен линеен преобразувател на резистивен мост в изменение на честота.

Моделирането на работата на преобразувателя в среда на MATLAB се заключава в моделиране на уравнението на преобразуване с отчитане влиянието на грешките от съвместната работа на интегратора и компаратора.

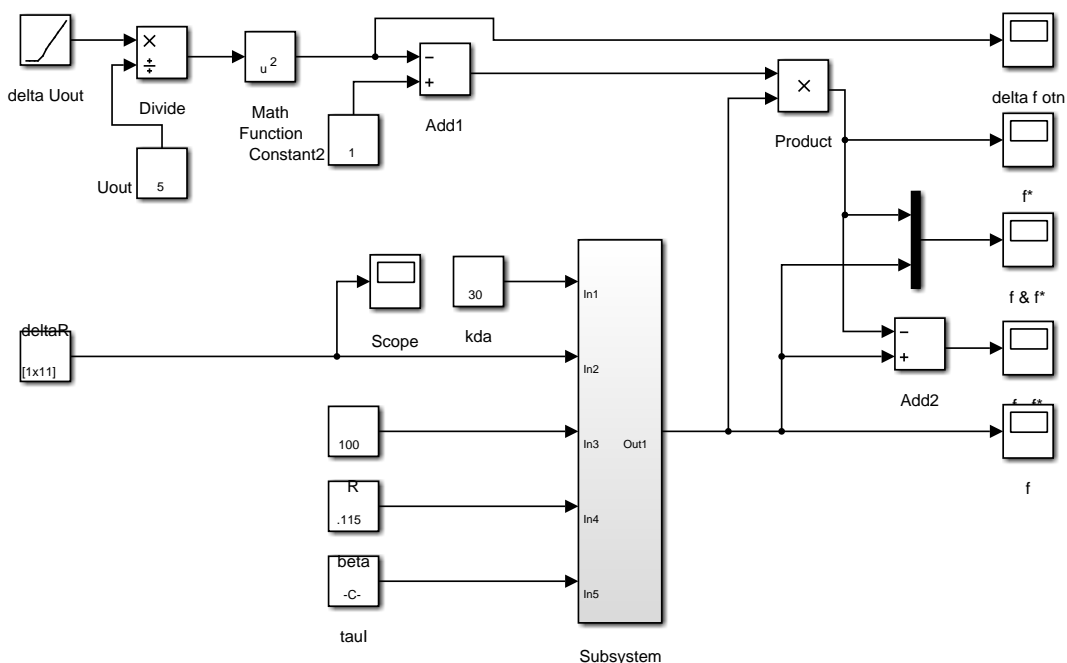
Моделиране на уравнението на преобразуване на преобразувателя

Уравнението на преобразуване е моделирано в модул Subsystem (Simulink на Matlab)-фиг.3.20.

Стойностите на елементите влизащи в състава на уравнението на преобразуване са: резистор на интегратора $10\text{k}\Omega$, кондензатор на интегратора 2nF , тензорезистори с омическо съпротивление 100Ω , коефициент на делителя на напрежение $\beta=0,115$, коефициент на усилване на диференциалния усилвател $k_{DA}=30$. Зададено е двустранно изменение на съпротивлението на тензодатчиците от $-0,5$ до $+0,5\Omega$ със стъпка $0,01\Omega$ и начални условия на работа.



Фиг.3.21. Графична зависимост $f=F(\Delta R)$



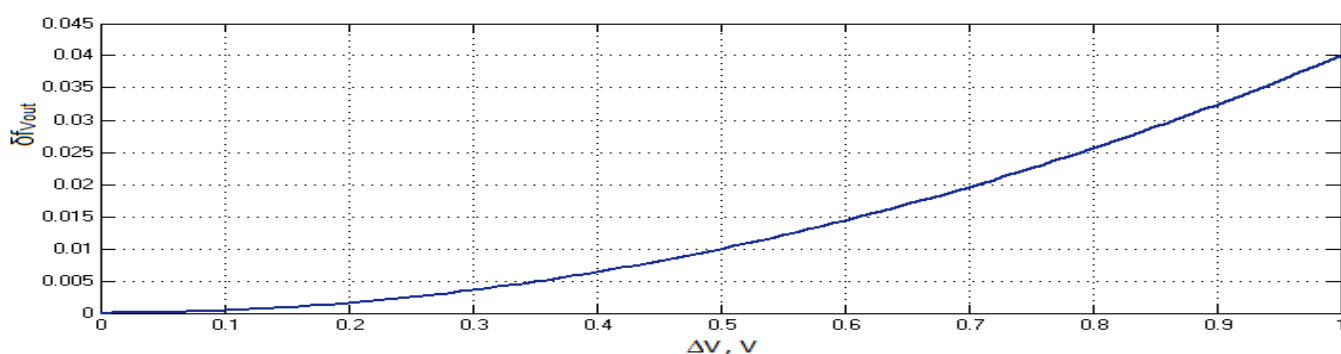
Фиг.3.20. Моделиране на уравнението на преобразуване и грешката от неравенството на изходните напрежения

На фиг. 3.21 е показано линейното изменение на честота по ординатата във функция на изменението на съпротивлението на тензомоста $f=F(\Delta R)$ по абсцисата. Началната честота на преобразувателя при $\Delta R=0$ е 1624,29 Hz. Спазени са началните условия – долна гранична честота над 500 Hz и горна гранична честота под 3000 Hz. По отношение на горната гранична честота съществува допълнителен резерв – линейността на схемата се запазва при честоти до 4500 Hz, което дава възможност при повишаване на началната честота да се увеличи два пъти измервателния диапазон. Тъй като в уравнението на преобразуване (2.102) липсват конкретни стойности на параметрите на ОУ и стойностите на дискретни елементи са зададени без отчитане на толерансите им, то имаме пълно съвпадение на моделните и аналитичните зависимости.

Моделиране на грешката от неравенството на изходните напрежения на компаратора.

Моделирането на грешката от неравенството на изходните напрежения е реализирано също на фиг 3.20. Зададени началните условия за извършване на моделирането: двуполярно изходно напрежение +/- 5V (блок U_{out}) и изменение на напреженията на изхода в интервала $\Delta V_{out}=0 \div 1$ V (блок ΔU_{out}).

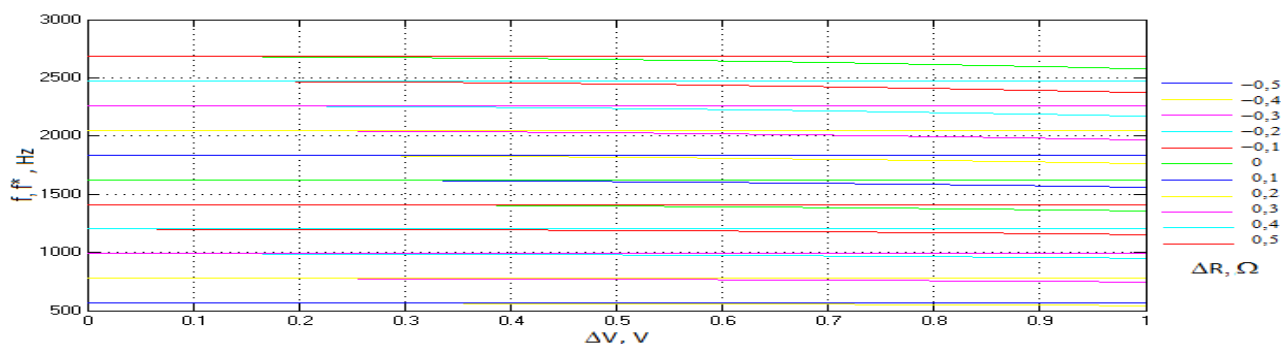
Относителната мултипликативна грешка $\delta f_{U_{out}}$ на изходната честота е показана на фиг. 3.23. Тя довежда до нелинейност на уравнението на преобразуване и промяна на работните честоти.



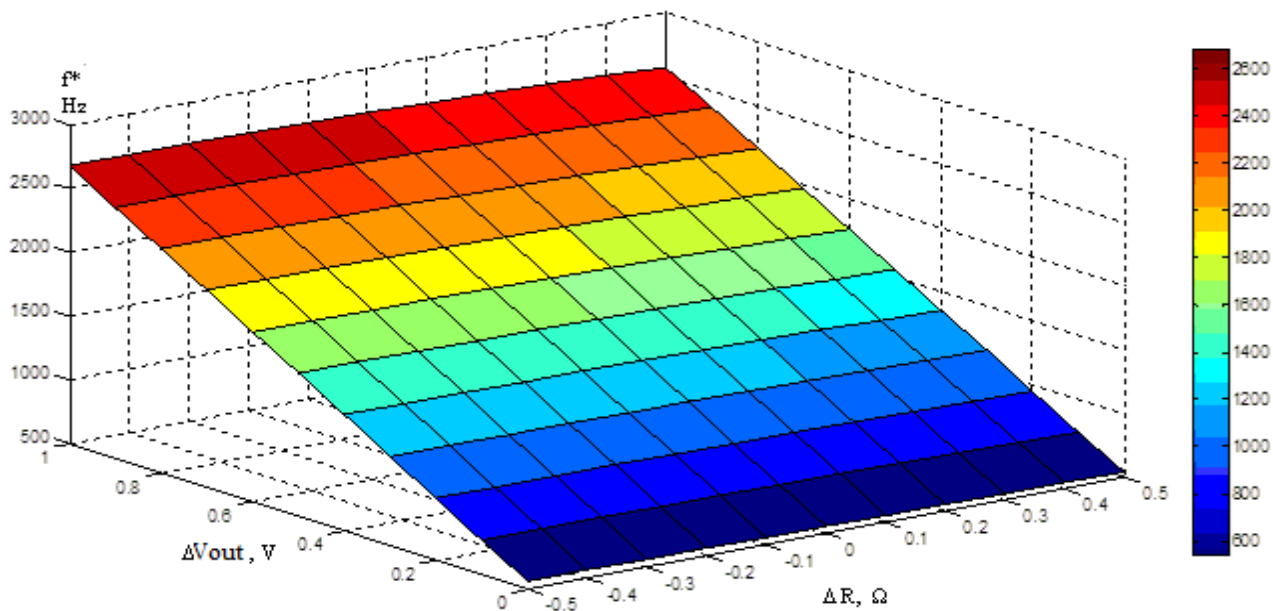
Фиг.3.23. Графична зависимост $\delta f_{U_{out}}=f(\Delta V)$

На фиг.3.24 е показано изменението на работните честоти f^* (монотонно падащите криви), спрямо некоригираните честоти f (правите линии). Изследва се измервателния диапазон на тензодатчиците $-0,5 \div +0,5\Omega$, със стъпка $0,1\Omega$ по абсцисата, като се визуализират 11 честоти по ординатата. Най-голяма грешка се регистрира при високите честоти ($\Delta R = +0,3 \div +0,5 \Omega$) и разлика в напреженията $\Delta V = 1V$.

На фиг.3.25 е визуализирана зависимостта $f^*=F(\Delta V_{out}, \Delta R)$. На графиката се вижда адитивна грешка в началото на изменението ΔV_{out} , а с нарастването на входната величина преобладава мултипликативната грешка.



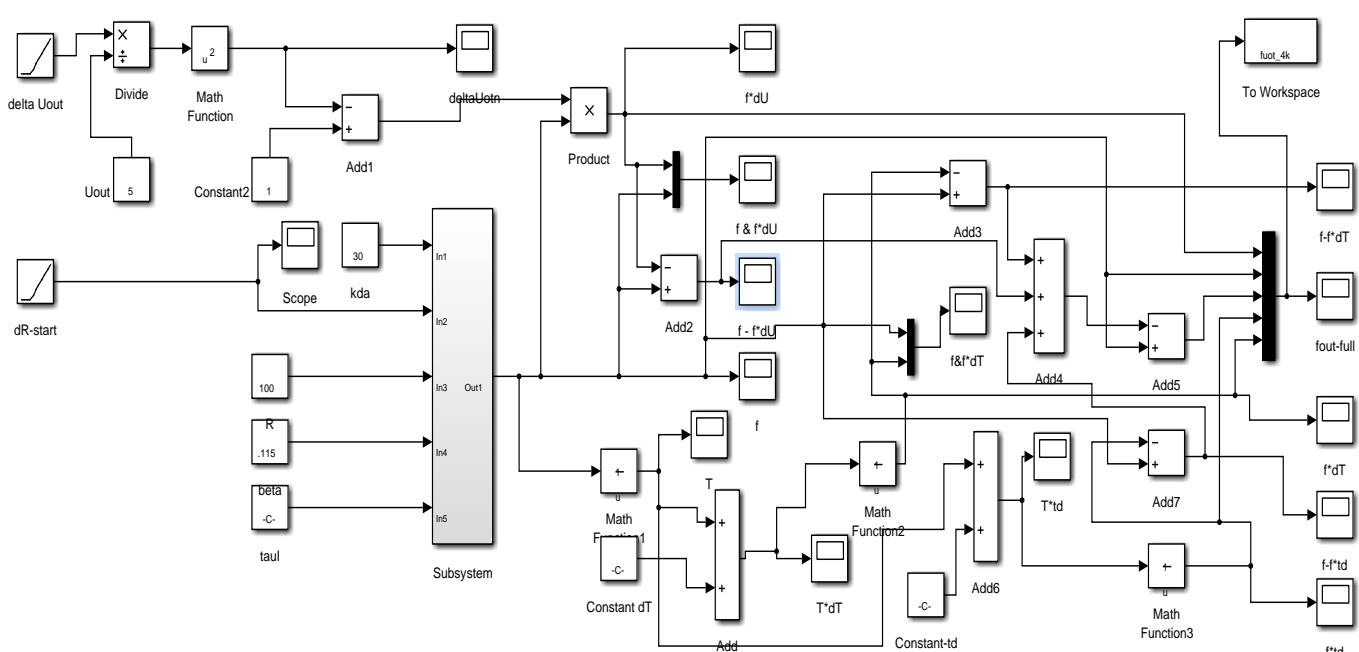
Фиг.3.24.Графична зависимост $f, f^* =f [\Delta V_{out}(\Delta R)]$



Фиг. 3.25. Графична зависимост $f^*=F(\Delta U_{out}, \Delta R)$

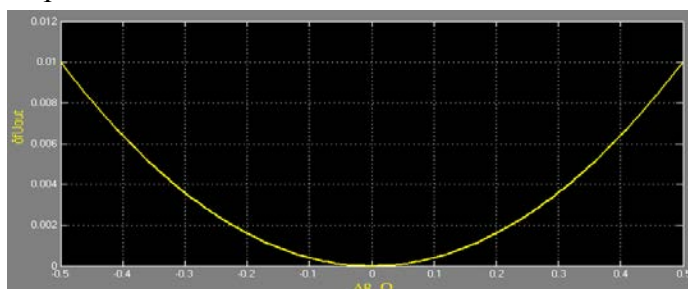
Максималната относителна грешка при $+0,5\Omega$ разбаланс възлиза на 6,6087%. Това е твърде голяма стойност, която се получава при 20% разлика в стойностите на изходните напрежения и на практика е недопустима. При последващото моделиране е необходимо намаляване на разликите в напреженията до 10% и изследване поведението на преобразувателя при отрицателни стойности на разликата в изходните напрежения.

На модела от фиг.3.20 са добавени допълнителни модули за отчитане влиянието на грешките от времезакъсненията. При цялостното моделиране на уравнението на преобразуване и коригиране на грешките от неравенството на изходните напрежения и закъсненията на компаратора и интегратора е необходимо съгласуване на моделните времена и измененията на стойностите на променливите. Отчитайки възможностите на моделирането и влиянието на разликата на изходните напрежения ΔU_{out} в новия модел е зададено изменение на съпротивлението на тензомоста ΔR в интервала $-0,5 \div +0,5\Omega$ и изменение на стойностите на изходното напрежение ΔU_{out} в интервала $-0,5 \div +0,5V$.

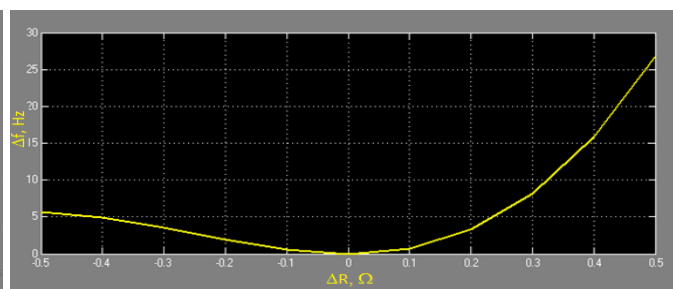


Фиг.3.26. Моделиране работата на преобразувателя

При тези параметри относителната мултипликативна грешка $\delta f_{U_{out}}$ на изходната честота придобива параболична форма–фиг.3.27. Едновременното изменение на двата параметъра модифицира абсолютната грешка на изменението на изходната честота, която придобива следния вид: фиг. 3.28. Вижда се, че влиянието на грешката е голямо, особено в края на измервателния диапазон. Необходимо е да се отчете, че при големи вероятни разлики в стойностите на изходните напрежения, (например при нестабилно захранващо напрежение) грешката нараства по квадратична функция и може да достигне още по-големи стойности при по-високи работни честоти. Тази грешка може да бъде лесно компенсирана при нужда, чрез два еднакви ценови диода, свързани паралелно – насрещно.



Фиг.3.27. Графична зависимост $\Delta V_{out}=f(\Delta R)$



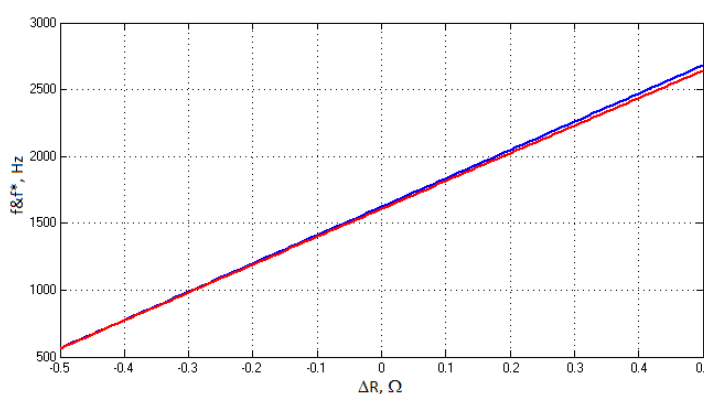
Фиг.3.28. Графична зависимост $(f-f^*)\Delta V_{out}=f(\Delta R)$

Моделиране на грешката от закъснението при превключване на компаратора

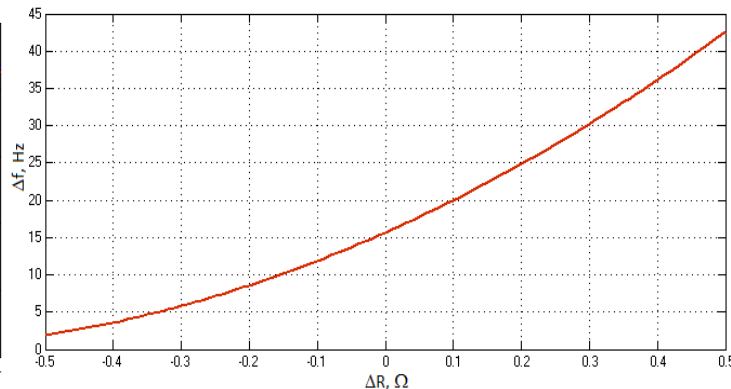
Моделирането на грешката на компаратора се извършва на базата на времезакъснение на компаратора, което зависи само от вида на операционния усилвател в зададения честотен диапазон. За използвания ОУ LF357 закъснението при превключване е $1,5\mu s$ в работния диапазон на устройството 500-5000Hz. При моделиране времезакъснението на компаратора се добавя към изходния период и довежда до допълнително намаляване на работната честота [20]. Освен това закъснението на компаратора ΔT довежда до нелинейност в уравнението на преобразуване [19], [20].

Добавянето на допълнителния период от закъснението на компаратора се извършва, като основната честота се преобразува в период – блок Math Function1 –фиг.3.26 и след операциите наново се преобразува в честота - блок Math Function2.

На фиг.3.29 са показани основната и коригираната честота. Определена е и абсолютната грешка на изменението на честотата от закъснението на компаратора-фиг.3.30.



Фиг.3.29. Графична зависимост $(f, f^*)\Delta T =f(\Delta R)$



Фиг.3.30. Графична зависимост $(f - f^*)\Delta T=f(\Delta R)$

При сравняване на получените до тук резултати се вижда, че максималната девиация на изходната честота от закъснението на компаратора е 42,5 Hz, (фиг.3.30), спрямо 27,345 Hz (фиг.3.28)

при неравенството на изходните му напрежения. Аналитично изразено, влиянието на закъснението на превключване е почти 1,5 пъти по-голямо от разликите в изходните напрежения. Изменението на изходната честота от закъснението на компаратора зависи само от вида на операционния усилвател и не може да бъде компензирано по никакъв друг начин, освен чрез използване на по-бързи операционни усилватели.

Моделиране на грешката от закъснението при превключване на интегратора

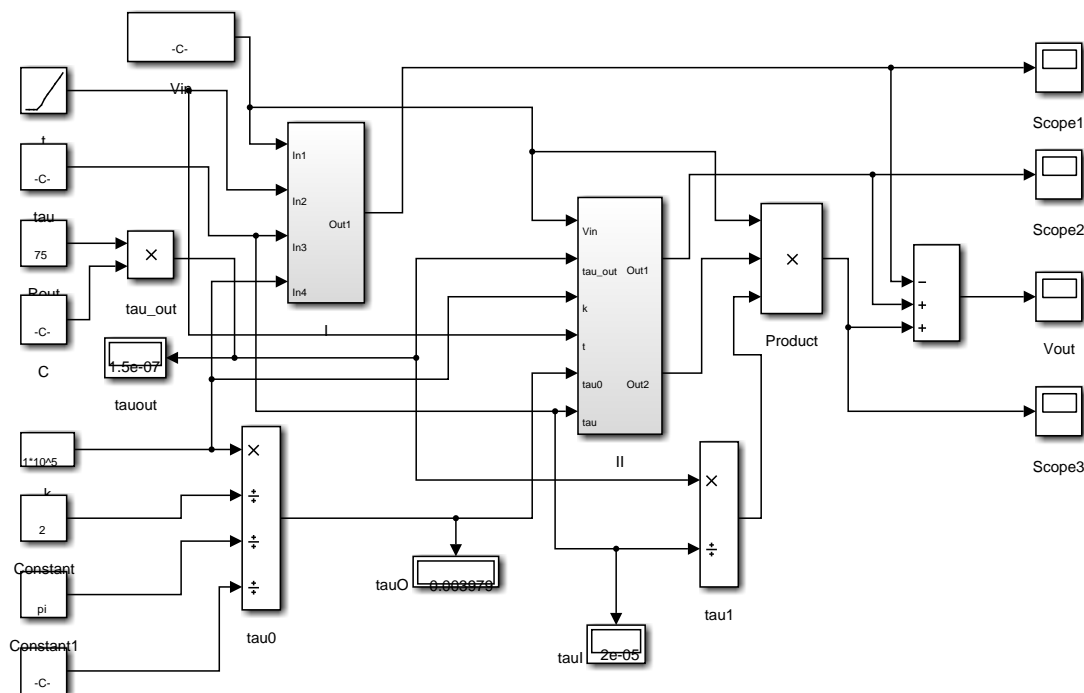
Както беше споменато при анализа интегратора се явява едно от проблемните устройства при работа и определянето на влиянието на закъснението на интегратора с висока точност е необходимо да се извърши от обобщеното уравнение на интегратора с отчитане на преходните капацитети, изходното съпротивление, коефициента на усилване и честота на единичното усилване на използвания ОУ. На практика времето на закъснение представлява времеви интервал на преходния процес – t_d , който осъществява закъснението на интегриращото звено. Определянето му с на база параметри на ОУ е невъзможно, тъй като времето на протичане на преходния процес зависи от три времеконстанти, които влияят различно в различните периоди от време. Необходим е и анализ на влиянието на входното напрежение на чистото закъснение на интегратора t_d .

За операционния усилвател LF356 в състава на интегратора се определят [128]:

$$\tau_I = R_1 C = 2 \cdot 10^{-5} \text{ s}; \quad \tau_{OUT} = r_{out} C = 3,979 \cdot 10^{-3} \text{ s}; \quad \tau_0 = \frac{k}{2\pi f_1} = 1,5 \cdot 10^{-7} \text{ s}, \quad f_1 = 4 \text{ MHz}$$

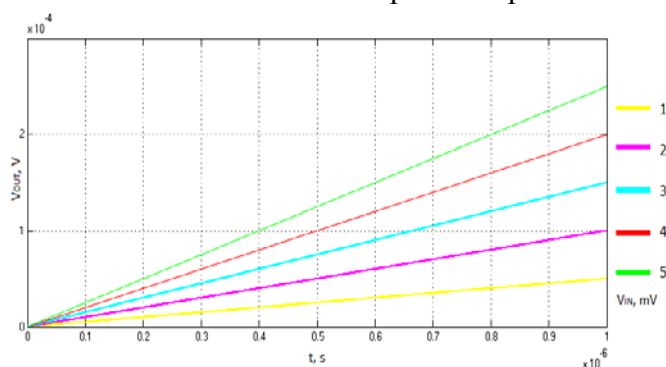
$$V_{IN \max} \leq \frac{V_{out \max} (R_1 + r_{out})}{r_{out} k} \leq 5,373 \text{ mV}; \quad (3.3)$$

На фиг.3.31 е показано моделирането на формула 2.114 в MATLAB. Първата част от уравнението е моделирана в Subsystem I, а втората и третата в Subsystem II. За определяне на влиянието на входните напрежения на времезакъснението са зададени входни напрежения от 1 до 5 mV, със стъпка 1mV- (блок V_{in}) съгласно резултата от изчислението по формула 3.3. Преходният процес се изследва за време 10^{-6} s, със стъпка 10^{-12} s.

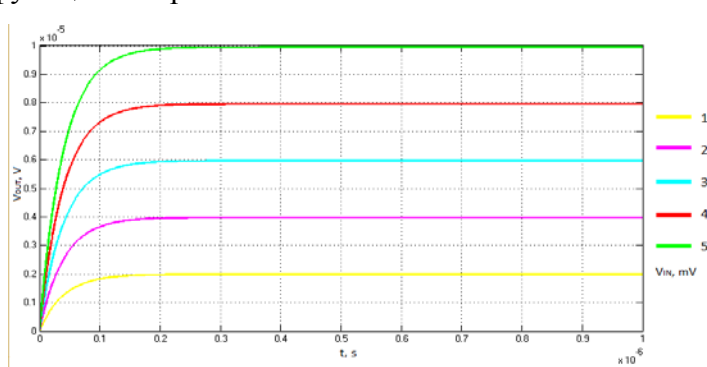


Фиг.3.31. Моделиране работата на интегратора в състава на преобразувателя

Визуализирани са трите компонента на уравнението на интегратора - V_{out1} (Skope1); - V_{out2} (Skope2); - V_{out3} (Skope3) и изходното напрежение V_{out} . Първото напрежение V_{out1} е получено от първата част на уравнение (2.114), V_{out2} от втората част на уравнение (2.114) и V_{out3} от третата част на уравнение (2.114). Изходното напрежение на интегратора V_{out} представлява сумиране на моментните стойности на трите напрежения във функция на времето t .



Фиг.3.32. Графична зависимост $U_{out1}=f(t)$

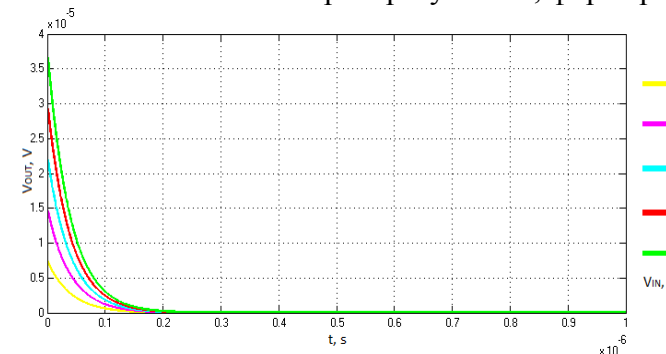


Фиг.3.33. Графична зависимост $U_{out2}=f(t)$

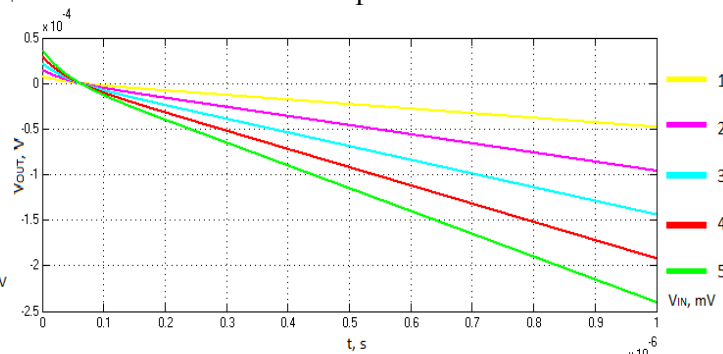
От времедиаграмите се вижда, че в момента на включване на входното напрежение при $t=0$, първите два члена от уравнението на интегратора са нула (фиг.3.32 и 3.33), а третия член определя стойността на изходното напрежение –фиг.3.34. След известно време напрежението на изхода на интегратора ще се изменя по същия закон, както при интегратора с безинерционен ОУ, но с известно закъснение t_d . Точното определяне на времезакъснението на изходното напрежение t_d се извършва по графика 3.35 и представлява времето за първоначалното нулиране стойността на изходното напрежение и съответното му нарастване във времето. На графиката 3.35 ясно се вижда, че входните напрежения **не** влияят на времето на закъснението t_d и то може да бъде определено като константна величина за съответния операционен усилвател, влизащ в състава на интегратора с отчитане стойностите на дискретните елементи във времезадаващите вериги.

За операционният усилвател LF356 се получава стойността $t_d=6,26274 \cdot 10^{-8}s$, което е 62,6274 ns. С тази стойност ще бъде моделирано влиянието на закъснението на интегратора в състава на преобразувателя. Тази стойност е получена при 10^6 итерации, всяка от които с продължителност от 10^{-12} секунди при обща продължителност на изследвания преходен процес $10^{-6}s$.

Важно е да се отбележи бързият преход на експоненциалната функция V_{out3} (Skope3) до нула – фиг.3.34 и линейното нарастване на изходното напрежение, което е важно условие за очакваната висока линейност на преобразувателя, формираща се от всички блокове - фиг.3.35.

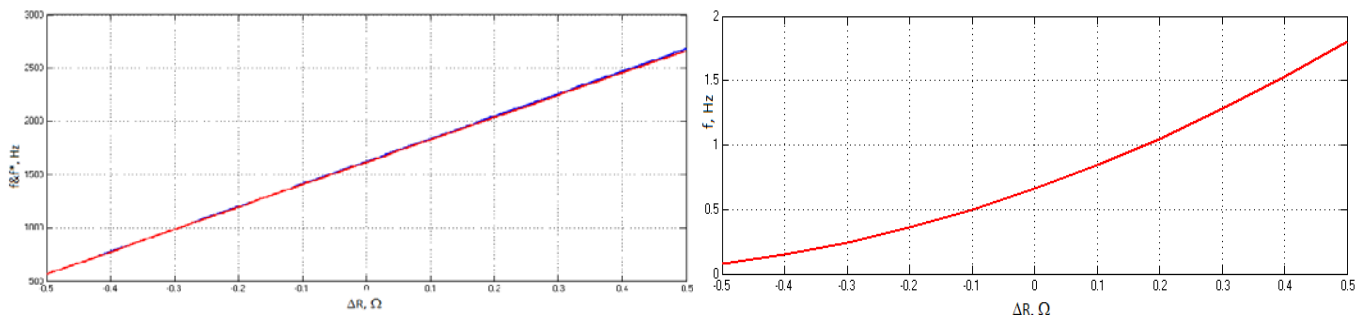


Фиг.3.34. Графична зависимост $U_{out3}=f(t)$



Фиг.3.35. Графична зависимост $U_{out}=f(t)$

За симулиране работата на интегратора в преобразувателя е въведен блок MathFunction3 изходни устройства f , f^*t_d и $f-f^*t_d$. На фиг. 3.38 са визуализирани основната честота и получената честота с отчитане влиянието на закъснението t_d . На фиг.3.39 е дадена абсолютната грешка от влиянието на закъснението на интегратора в състава на преобразувателя. Отчита се максимална абсолютна грешка от порядъка на 1,81Hz, което е с около 23,6 пъти по-малко от същата грешка при



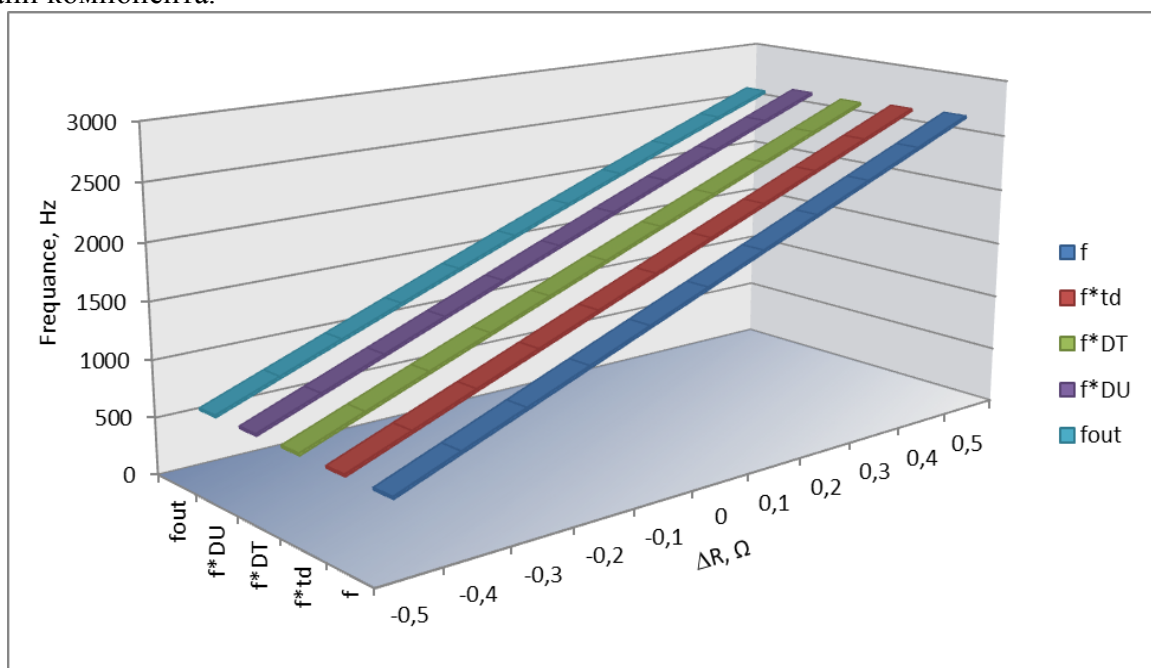
Фиг.3.38. Графична зависимост $(f \& f^*)t_d = f(\Delta R)$ Фиг.3.39. Графична зависимост $(f-f^*)t_d = f(\Delta R)$

компаратора. Максималната относителна грешка е 0,0695%. Потискането на тази грешка също е невъзможно, като за нейното намаляване също е необходимо използването на ОУ с по-добри параметри.

За сравнение, интегратора е моделиран с операционен усилвател с честота на единичното усиление $f_1 = 0,55 \text{ MHz}$ от вида AD8622, AD8624. Получената стойност на времеконстантата t_d е 238,832 ns. Отчита се максимална абсолютна грешка 6,78 Hz, или 3,5 пъти повече в сравнение с подобрият LF356 [128], [152].

Оценка на влиянието на изследваните грешки може да бъде направено, при отчитане на закъсненията на реалните звена и съпоставяне на данните с резултати, получени от други симулиращи програми.

На фиг.3.40 е показана обобщената графика на честотите с отчитане влиянието на трите изследвани компонента.



Фиг.3.40.Обобщена графика на влиянието на грешките на изходните честоти

В табл. 3.14 са показани стойностите честотите с отчитане влиянието на съответната грешка, спрямо базовата честота f и изходната честота f_{out} на преобразувателя. В колона 7 са изчислени съответните точки от линеаризиращата права $f_{out-lin}$ в Hz, прекарана между първата и последната точки на изходната честота f_{out} . В колона 8 е изчислена приведената грешка от нелинейност:

$R_{11}/R_{13}, \Omega$	f, Hz	f^*t_{db}, Hz	$f^*\Delta T, Hz$	$f^*\Delta U, Hz$	f_{oub}, Hz	f_{outlin}, Hz	$\gamma_{lin}, \%$
1	2	3	4	5	6	7	8
99,5/100,5	564,9718	564,1727	563,0631	559,3220	557,3334	557,3334	0
99,6/100,4	776,8362	775,3263	773,2321	771,8644	768,1092	762,84513	0,25615
99,7/100,3	988,7006	986,2562	982,8700	985,1412	979,0658	968,35686	0,52109
99,8/100,2	1200,5650	1196,9626	1191,9787	1198,6441	1189,6968	1173,8686	0,77019
99,9/100,1	1412,4294	1407,4461	1400,5602	1411,8644	1399,4957	1379,3803	0,97879
100,0/100,0	1624,2938	1617,7068	1608,6166	1624,2938	1607,9559	1584,8921	1,12227
100,1/99,9	1836,1582	1827,7453	1816,1498	1835,4237	1814,5711	1790,4038	1,17596
100,2/99,8	2048,0226	2037,5618	2023,1617	2044,7458	2018,8347	1995,9155	1,11522
100,3/99,7	2259,8870	2247,1567	2229,6544	2251,7514	2220,2402	2201,4273	0,91542
100,4/99,6	2471,7514	2456,5303	2435,6298	2455,9322	2418,2810	2406,939	0,55189
100,5/99,5	2683,6158	2665,6830	2641,0898	2656,7797	2612,4507	2612,4507	0

Таблица 3.14. Обобщена таблица на влиянието на грешките от моделираните честоти.

При съпоставяне на получените резултати от симулирането с ORCAD, Matlab и направените експерименти се доказва, че отчитането на влиянието на грешките доближава резултатите от симулациите до реално получените експериментални стойности.

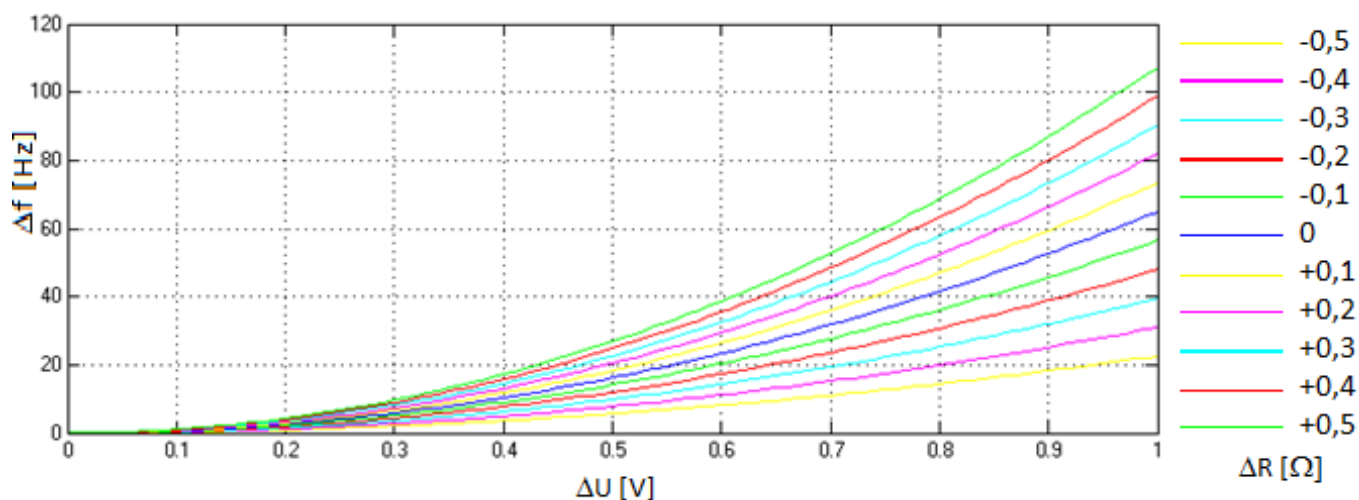
Регресионен анализ за изследване нелинейността на изходната честота спрямо влиянието на изменението на изходните напрежения на компаратора.

От направеното моделиране се вижда, че създаденият измервателен преобразувател е силно зависим от неравенството на абсолютните стойности на изходните напрежения на компаратора. Почерна оценка на влиянието на изменението на напрежението на създадения симулационен модел може да бъде направена с помощта на математичната статистика. Необходимо е установяване на връзката при евентуално изменение на разликата в напреженията при работа с определено натоварване (разбаланс на системата) на изменението на изходната честотата. В преобразувателя всички управляеми фактори са количествени и връзките между тях се описват и анализират математически с помощта на методите на регресионния анализ [65].

ΔU	ΔR										
	-0,5	-0,4	-0,3	-0,2	-0,1	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0,1	0,225989	0,310734	0,39548	0,480226	0,564972	0,649718	0,734463	0,819209	0,903955	0,988701	1,073446
0,2	0,903955	1,242938	1,581921	1,920904	2,259887	2,59887	2,937853	3,276836	3,615819	3,954802	4,293785
0,3	2,033898	2,79661	3,559322	4,322034	5,084746	5,847458	6,610169	7,372881	8,135593	8,898305	9,661017
0,4	3,615819	4,971751	6,327684	7,683616	9,039548	10,39548	11,75141	13,10734	14,46328	15,81921	17,17514
0,5	5,649718	7,768362	9,887006	12,00565	14,12429	16,24294	18,36158	20,48023	22,59887	24,71751	26,83616
0,6	8,135593	11,18644	14,23729	17,28814	20,33898	23,38983	26,44068	29,49153	32,54237	35,59322	38,64407
0,7	11,07345	15,22599	19,37853	23,53107	27,68362	31,83616	35,9887	40,14124	44,29379	48,44633	52,59887
0,8	14,46328	19,88701	25,31073	30,73446	36,15819	41,58192	47,00565	52,42938	57,85311	63,27684	68,70056
0,9	18,30508	25,16949	32,0339	38,89831	45,76271	52,62712	59,49153	66,35593	73,22034	80,08475	86,94915
1	22,59887	31,07345	39,54802	48,0226	56,49718	64,97175	73,44633	81,9209	90,39548	98,87006	107,3446

Табл.3.15. Изменение на изходната честота Δf в зависимост от изменението на ΔU и ΔR

В таблица 2.15 са показани данните от изменението на изходната честота на компаратора при моделиране на уравнението на преобразуване и влиянието на грешката в среда на MATLAB. Построена е и графика на изменението на стойностите при натоварване ΔR през $0,1 \Omega$ и изменение на напрежението ΔU в интервала от 0 до 1V. При изходно напрежение на преобразувателя от 5 V, изменение от 1V представлява 20% от изменението на изходното напрежение. Това изменение е достатъчно за изследване поведението на преобразувателя при зададените входни параметри.



Фиг.3.41. Изменение на изходната честота Δf в зависимост от изменението на ΔU и ΔR .

На графиката на фиг.3.41 са показани зависимостите на изменението на изходната честота от разликата на изходните напрежения на компаратора при определен разбаланс. Получената нелинейност силно влияе на метрологичните характеристики на преобразувателя и е необходимо създаване и анализ на регресионен модел [65].

Обектът за изследване е компаратор в състава на преобразувател. В случая имаме един управляем фактор x , един изходен параметър Y и смущаващо въздействие ε . Тъй като стойността на параметъра Δf се формира, както от ΔU - , така и от смущаващите фактори w_i може да се запише следното уравнение:

$$Y = \eta(x) + \varepsilon, \quad (3.4)$$

където : $Y = \Delta f$ $x = \Delta U$

ε – съвкупно смущаващо въздействие, породено от неуправляемите фактори w_1, w_2, w_i

$\eta(x)$ – функция на фактора x

Теоретичния модел на изследвания преобразувател ще има следният вид:

$$\Delta f = \eta(\Delta U) + \varepsilon \text{ при } \Delta R = \text{const.} \quad (3.5)$$

Общият вид на регресионния модел е избран на база геометрично представените опитни данни. Търсеният регресионен модел може да се запише по следния начин:

$$\hat{y} = f(x, \beta_0; \beta_1; \beta_2; \beta_i) \quad (3.6)$$

Където $\beta_0; \beta_1; \beta_2; \beta_i$ – коефициенти на регресия и $\hat{y} = \eta(x)$

Необходимо е функцията $f(x)$ да се апроксимира в една или няколко функции за определяне на най-достоверния регресионен модел от вида:

$$\hat{y} = \beta_0 + \beta_1 x + \beta_2 x^2 + \beta_3 x^3 + \beta_n x^n \quad (3.7)$$

Поради наличието на случайна грешка ε в експерименталните данни и поради крайния брой на тези данни, вместо точните стойности на параметъра $\beta_0; \beta_1; \beta_2; \beta_i$ се получават техните оценки $b_0; b_1; b_2; b_i$, които се дефинират като опитните коефициенти на регресията. По този начин на базата на теоретичния модел се получава опитният модел.

$$\hat{y} = f(x; b_0; b_1; b_2; b_3; b_i) \quad (3.8)$$

където $i = 1, 2, 3, \dots, N$ е брой на точките на експеримента

В изведените формули от метрологичния анализ се вижда, че влиянието на изменението на напрежението е от втора степен. Отчитайки получените зависимости от математичното моделиране и вида на графиката – фиг.2 се очаква, че общият вид на регресионният модел \hat{y} ще бъде полином от втора степен, вътрешно нелинеен спрямо фактора ΔU .

$$\hat{y} = b_0 + b_1x + b_2x^2 \quad (3.9)$$

Вида на кривите на опитната графика предполага проверка на пригодност на линеен модел – формула 3.10 и проверка на пригодност на кубичен модел – формула 3.11.

$$\hat{y} = b_0 + b_1x \quad (3.10)$$

$$\hat{y} = b_0 + b_1x + b_2x^2 + b_3x^3 \quad (3.11)$$

Посредством статистическия анализ е необходимо определяне на степента на детерминация на изследвания модел, определяне на частта от изменението на параметъра Y , която описва моделът, определяне на адекватността на създадените регресионните модели, определяне на значимостта на коефициентите на регресия b_0, b_1, b_2 , извършването на анализ на остатъците $\varepsilon_j = y_j - \hat{y}_j$, след което следва уточняване на окончателният вид на модела на базата на сравнителен анализ от трите предложени модела.

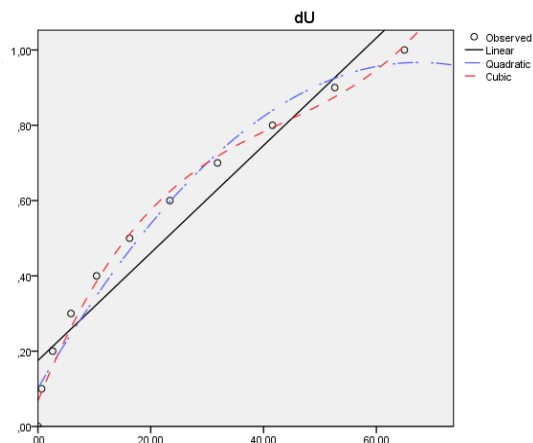
В Таблица 3.16 са дадени изчислените коефициенти на определеност (детерминация) R , и R^2 за трите модела. Стойността на коефициента показва процентната стойност на изменение на честотата Y от фактора напрежение, а остатъка до 100% се дължи на други неуправляеми фактори. По принцип колкото R^2 е по-близък до 1, толкова по-добре избраният модел описва изменението на изходната величина от изследваните фактори [65].

Параметър/ модел	R=-0,5Ω			R=0Ω			R=+0,5Ω		
	Линеен	Квадр.	Кубич.	Линеен	Квадр.	Кубич.	Линеен	Квадр.	Кубич.
Коеф. на опред. R	0,963	0,99	0,095	0,963	0,99	0,996	0,963	0,99	0,996
Коеф. на опред. R ²	0,927	0,979	0,991	0,928	0,98	0,991	0,928	0,98	0,991
Adjusted R ²	0,918	0,973	0,986	0,92	0,974	0,987	0,92	0,974	0,987
Stad. Error of the Estimate	0,087	0,05	0,035	0,94	0,053	0,037	0,94	0,053	0,037

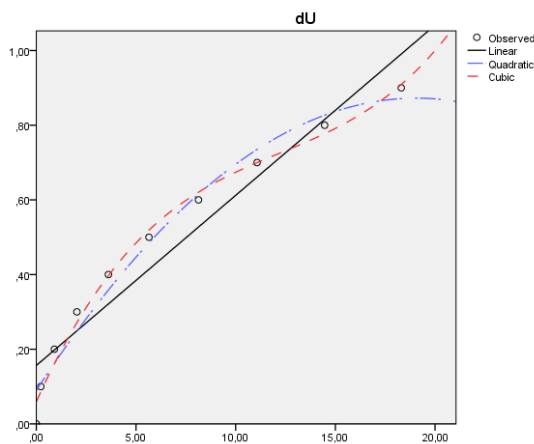
Таблица 3.16. Степен на определеност на изследваните регресионни модели

От табл.3.16 се вижда, че коефициентите на определеност слабо се влияят от изменение на съпротивлението, а при стойности 0Ω и 0,5Ω съвпадат.

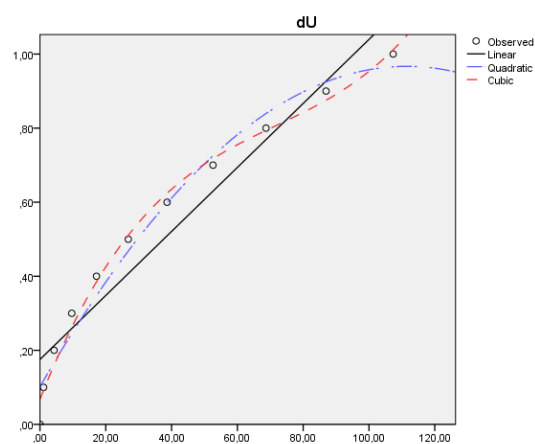
Това предполага регресионен анализ да се извършва само за максималната и минималната стойност на изменение на съпротивлението (натоварването) на датчиците на преобразувателя. На фиг. 3.42 е показан регресионен модел при максимално отрицателно натоварване, на фиг.3.43 при нулево натоварване и на фиг.3.44 при максимално натоварване. Дадени са линиите на регресия на изчислените стойности при линеен, квадратичен и кубичен модел. Вижда се, че кубичният модел най-точно описва измененията на честотата под влияние на смущаващите фактори.



Фиг. 3.42. Регресионен модел при R=-0,5Ω



Фиг. 3.43. Регресионен модел при $R=0\Omega$



Фиг.3.44. Регресионен модел при $R=+0,5\Omega$

Оценка адекватността на регресионните модели се извършва с помощта на критерия на Фишер, който представлява отношение на остатъчната дисперсия спрямо дисперсията на възпроизводимост за всеки модел-табл.3.17. Колкото е по-голяма стойността на критерият на Фишер, толкова моделът е по-адекватен, [65]. Необходимо е обаче първоначално сравняване на изчислената стойност с критичната стойност на критерия на Фишер – $F_{кр}$. при равнище на значимост $\alpha=0,05$. При стойност по-ниска от критичната, моделът не е адекватен.

От таблица 3.17 се вижда, че критерият на Фишер е най-висок за кубичния модел и не зависи от стойността на натоварването на тензодатчиците. По този начин се и потвърждава високата линейност на изследвания преобразувател в дадения измервателен диапазон.

Параметър/ модел	$R=-0,5\Omega$			$R=+0,5\Omega$		
	Линеен	Квадратичен	Кубичен	Линеен	Квадратичен	Кубичен
Критерий на Фишер F	115,385	192,263	261,246	115,385	192,263	261,246
Критична стойност на кр. Фишер $F_{кр}$	4,96	4,46	4,07	4,96	4,46	4,07

Таблица 3.17. Оценка на адекватност по критерий на Фишер

В Таблица 3.18 са дадени величините, които характеризират значимостта на коефициентите (параметрите) на модела b_0, b_1, b_2, b_3 и коефициентите на регресия $\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ [65]. Изчислената стойност за критерия на Стюдънт, за t_i – тия случай при N на брой опити се сравнява със справочни данни за степени на свобода $k=N-1$ и $\gamma=1-\alpha$ при $\alpha=0,05$ равнище на значимост. Проверява се дали $|t_i| > t_{k,\gamma}$. Ако това неравенство е изпълнено означава, че съответният коефициент на линейния, квадратичния или кубичния модел е значим.

Параметър/ модел	$R=-0,5\Omega$			$R=+0,5\Omega$		
	Линеен	Квадратичен	Кубичен	Линеен	Квадратичен	Кубичен
b_0	0,175	0,102	0,068	0,175	0,102	0,068
b_1	0,09	0,016	0,022	0,41	0,074	0,107
b_2		$6,959 \cdot 10^{-5}$	0,000		-0,002	-0,006
b_3			$1,187 \cdot 10^{-6}$			0,000
β_0	0	0	0	0	0	0

β_1	0,963	1,73	2,505	0,963	1,73	2,505
β_2		-0,8	-2,93		-0,8	-2,93
β_3			1,408			1,408
t_0	4,230	3,558	2,967	4,230	3,558	2,967
t_1	10,742	9,735	8,805	10,742	9,735	8,805
t_2		-4,501	-4,107		-4,501	-4,107
t_3			3,033			3,033
t_{kr}	2,26	2,31	2,36	2,26	2,31	2,36

Таблица 3.18. Значимост на коефициентите по критерий на Стюдънт

От таблица 3.18 се вижда, че критерия на Стюдънт не се изпълнява за отрицателните стойности на t_i . Всички положителни стойности на t_i са значими. Това води до допълнително опростяване на регресионните модели и доказване значимостта и пригодността на създадените модели.

Изводи към ТРЕТА глава

1. Извършен е сравнителен анализ на предложените във втора глава оригинални схемни решения на преобразуватели с честотен изход чрез създаване на симулационни модели и реализирани експериментални образци с конкретни структурни елементи. Представени са симулационните модели, техните конкретни реализации, сметите времедијаграми и таблици със симулационните и експериментални резултати. Много доброто съвпадение на получените резултати при сравнително големия диапазон на изменението на съпротивлението на тензодатчиците потвърждава работоспособността на схемите и коректността на изведените зависимости.

2. Анализът потвърждава приложимостта и достойнствата на схемното решение на преобразовател на разбаланси на тензомост в честота с диференциален интегратор. Схемата съдържа минимален брой елементи и може да се използва за измерване на сили и моменти при различни технологични процеси с характерно едностранно натоварване и нечувствителност към противоположното натоварване. Нелинейността на схемата е сведена до минимум и е намалена адитивната грешка. Изведени са оптимални стойности на елементите. Аналогично е потвърждението и при схема на линеен честотен преобразовател на разбаланси на тензомост в честота при двустранно натоварване. Схемата съдържа допълнителен делител на напрежение, свързан към неинвертиращия вход на ОУ на интегратора и захранващия диагонал на тензометричния мост.

3. Извършен е сравнителен анализ на предложените във втора глава оригинални схемни решения на преобразуватели с изменение на съпротивлението в период чрез създаване на симулационни модели и реализирани експериментални образци с конкретни структурни елементи. Работоспособността на схемите и коректността на изведените математически зависимости се потвърждава от практическото съвпадение на симулационните и експериментални резултати. При схема на едностранен преобразовател на изменението на съпротивлението в период се потвърждава по-високото бързодействие при измерванията и възможността за приложение при изследване на динамични процеси. Потвърдени са високите метрологични характеристики при относителна простота на реализацията при схема на двустранен преобразовател за изследване изменението на съпротивлението в период. Преобразователят е проектиран за работа с

тензодатчици, свързани в пълен мост, като схемата е работоспособна и при един и два тензодатчика.

4. В среда на Matlab е извършено математично моделиране на двустранен линеен преобразувател на резистивен мост в изменение на честота, като е моделирано уравнението на преобразуване, уравнението на интегратора за определяне на времезакъснението при работа в динамичен режим и основните грешки от неравенството на изходните напрежения на компаратора и закъсненията на компаратора и интегратора в състава на преобразователя. Визуализирана е основната зависимост на изменението на съпротивлението на тензодатчиците в честота. Доказано е, че стойностите на входното напрежение на интегратора в определен диапазон не влияят на закъснението на интегратора в динамичен режим.

5. Извършен е регресионен анализ за изследване на нелинейността на изходната честота спрямо влиянието на изменението на изходните напрежения на компаратора. Регресионният модел потвърждава високото влияние на смуцаващото напрежение по отношение линейността на преобразователя и докато в математичния модел получената зависимост е квадратична, то тук се доказва кубична зависимост. Регресионните модели се влияят изключително слабо от изменението на натоварването (ΔR), което потвърждава изключително високите метрологични характеристики на преобразователя по отношение линейност в изследвания измервателния диапазон.

Глава 4. Разработване на първични измервателни преобразуватели за изследване на механичните характеристики при технологични операции.

В глава 4 са разработени пет измервателни преобразуватели за изследване на следните технологични операции със снемане на стружка: свредловане, зенкерование, райберование, разширяване на съществуващи отвори, струговане външно и вътрешно цилиндрично, нарязване на резби с метчик и плашка, ръчно и на струг. Разработката на приспособленията покрива изследването на основните технологични процеси на голяма част от металорежещите и металообработващите машини в момента.

Приложение на приспособленията за измерване на сили и моменти.

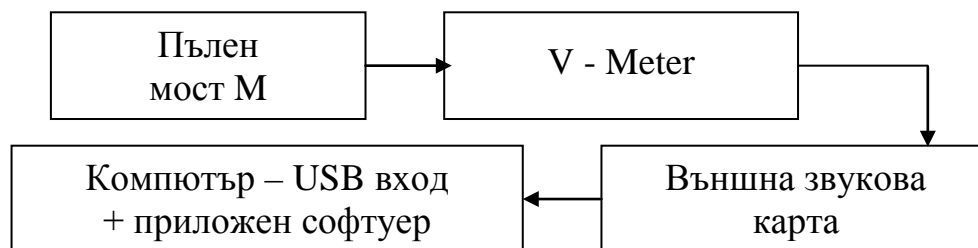
За доказване работоспособността на проектираните и изработени приспособления са извършени серии експерименти с тензорезисторния усилвател KVS2032 с променлив коефициент на усилване и V-метър. Получените бази от данни могат да бъдат използвани за определяне на поправочни коефициенти, параметри на различни технологични процеси, извършване на математични обработки, определяне на оптимални режими на рязане.

Изследване на сили и моменти с използване на V-meter.

Тензодатчиците са свързани по четирипроводна схема към измерителната система V-meter – [57], която захранва тензомоста, а сигнала от него се усилва и преобразува в правоъгълни импулси, които по кабел се предават на вход 'Line in' на звуковата карта на персонален компютър или външна звукова карта. Със специализирана програма сигналът се обработва и на екрана на компютъра се получава в цифров и графичен вид в реално време измерената стойност на силата или момента [58].

Измерване на малки въртящи моменти при нарязване резби

Тензометричният мост се свързва към комплекта измервателна апаратура по начина, показан на фиг.4.18. Блок - схемата за извършване на изследванията е следната:



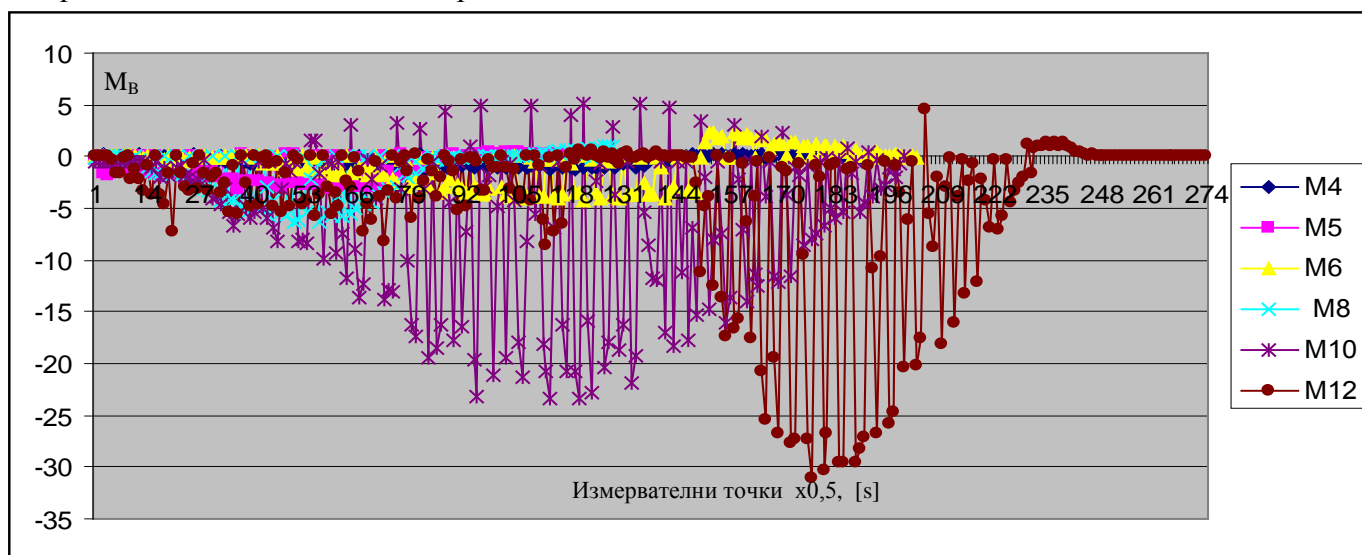
Фиг.4.18. Блок-схема на използваната апаратура

В дисертационния труд са показани експерименти с Дурал Д16-Т, Месинг МС59, Стомана 45, Електролитна мед, Високояк чугун ВЧ550 и др. Представено е изследване на ВЧ-550.

Изследване на въртящия момент при нарязване на резби във високояк чугун ВЧ-550.

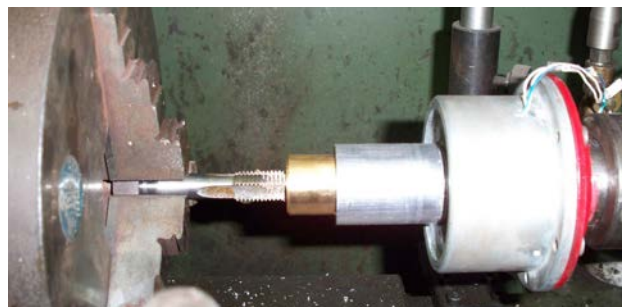
Високоякият чугун, марка ВЧ 550 е произведен в лелярната на ТУ-Варна. Стружката е от тип „къртеша се“ [39] и при нарязването на резба се получава характеристична крива (фиг.4.20) на която се вижда първият процес на нарязване на резба, който се доближава до идеалната парабола. Връщането на инструмента – втората парабола е много слабо изразена, тъй като триенето по вече обработената повърхнина е много по-малко, в началото на обратният ход силата на триене се дължи основно на триенето на калибриращите зъби по направената вече резба.

На обобщената графика – фиг.4.20 се виждат шест процеса на нарязване на резба, които са построени на базата на 1117 измервателни точки.

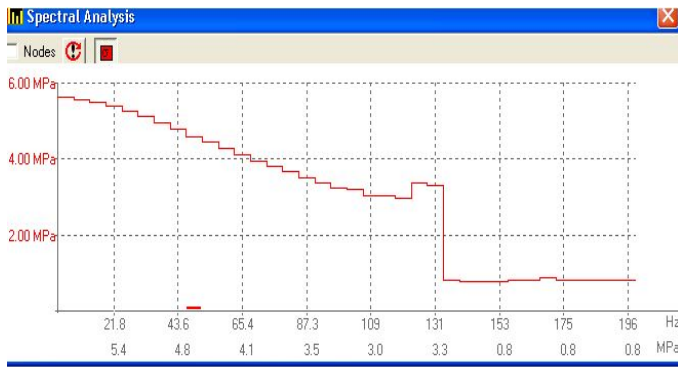


Фиг. 4.20. Обобщена графика за изследване на M_b на образци от високояк чугун при нарязване на резби М4-М12.

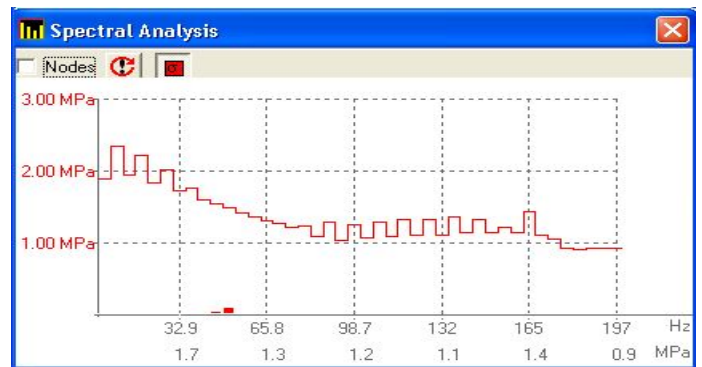
Измерването на големи въртящи моменти при нарязване на вътрешни резби с метчици се извършва на струг, като метчиците се закрепват в патронника на струга и им се придава въртливо движение. Използва се приспособление, което се закрепва в задното седло на струга- Фиг.4.23. Освен силовите характеристики програмата генерира и спектрален анализ. На металорежещата машина има наслагване на множество трептения от различни неуравновесени маси на различни детайли и възли.



Фиг.4.23.Опитна установка



Фиг.4.24.Спектрален анализ на трептенията при нарязване на М12 в материал Месинг МС59.



Фиг.4.25.Спектрален анализ на трептенията при нарязване на М12 в материал Дурал Д16-Т

Спектралният анализ, показан на фиг.4.24 и фиг.4.25 дава възможност за анализ на условията за извършване на експеримента. В случая липсват трептения и техните хармоници с висока амплитуда и честота.

Дисперсионен анализ на силовото натоварване при нарязване на резби с метчик

За определяне на влиянието на различни партии заготовки, от които се изработват опитните образци е извършен дисперсионен анализ. В случая имаме еднофакторен експеримент – определяне стойността на въртящия момент на определени групи от детайли. Изследването би дало информация дали грешките са от случаен характер или влиянието на материала от различни партии опитни образци има съществено значение [14], [36].

Математичният модел има следният вид:

$$X_{ij} = \mu + T_j + \varepsilon_{ij} \quad (4.3)$$

В този модел ефекта от изпитанията T_j може да се представи като $\mu_j - \mu$, със съответната грешка ε_{ij} . Отчитайки и факта, че всеки елемент от дадена съвкупност може да се измери и от всяка съвкупност да се вземат безкраен брой наблюдения, тогава средната стойност на съвкупността $E(X_{ij}) = \mu$ и с μ се обозначава средната X_{ij} стойност по всички съвкупности т.е $E(X_{ij}) = \mu$.

Тогава се получава:

$$X_{ij} - \mu = (\mu_j - \mu) + (X_{ij} - \mu_j)$$

За определяне на общата дисперсия е необходимо изчисляване на дисперсията на съвкупностите σ_0^2 , изразена чрез математичното очакване на средните квадрати между изпитанията - σ_τ^2 и средните квадрати на грешката σ_ε^2

$$\sigma_\tau^2 = \sum_{j=1}^k \frac{T_j^2}{k} \text{ или } \sigma_0^2 = \sigma_\varepsilon^2 + n_j \cdot \sigma_0^2 \quad (4.12)$$

$$\sigma_0^2 = \frac{\sigma_\tau^2 - \sigma_\varepsilon^2}{5} = -2,3028, \text{ където } n_j = 5 \quad (4.13)$$

Общата дисперсия е равна на:

$$\sigma_{ob}^2 = \sigma_0^2 + \sigma_\varepsilon^2 = 9,2552 \quad (4.14)$$

След извършване на изчисленията се определя, че грешката дължаща се на обработван материал от различни партии е 24,88%, а случайната грешка при извършване на експериментите е 75,12%.

ИЗВОДИ КЪМ ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

1. Приложението на тензометричните преобразуватели при изследване и контрол на технологични процеси в практиката се осъществява чрез специални приспособления, които са строго индивидуални в зависимост от характера на наблюдавания процес. За внедряване на разработените в предходните глави схемни решения са проектирани и изработени пет оригинални приспособления за изследване силовите характеристики на технологичните процеси струговане, пробиване, фрезование и нарязване на резби.

2. Работоспособността на предложените приспособления е доказана чрез извършени изследвания на сили и моменти при различните технологични операции с помощта на тензометричен мост KWS3082, V-метър и съответното програмно осигуряване. Получените резултати са представени в табличен вид и онагледени чрез графики и диаграми. Създадените бази данни от направените изследвания могат да бъдат използвани за определяне на поправочни коефициенти на различни технологични процеси, извършване на математични обработки и определяне на оптимални режими на рязане. Изследвано е наличието на резонансни явления при технологични операции за нарязване на резби и пробиване на отвори, свързани със снемане на стружка като е извършен спектрален анализ. Показана е приложимостта на тензометричните схеми и приспособленията за тях и в този аспект, при наличие на съответна апаратура и софтуер.

3. Показани са широките възможности на приложение на новите схемни решения на тензометричните преобразуватели като е извършен дисперсионен анализ на силовото натоварване при нарязване на резби с метчик за определяне на стойността на въртящия момент на определени групи от детайли. Получените данни дават реална представа за силовото натоварване на метчика по време на целия процес на нарязване и калибриране на резбата.

Глава 5. Практическо приложение при изследване на характеристики и параметри в технологични операции и обработка на експерименталните данни

Разработване на измервателна система (стенд)

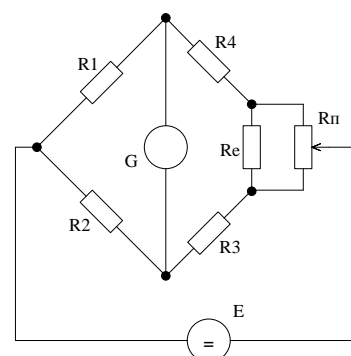
Стендът по същество представлява измервателна система. За да се създаде измервателна система са необходими измервателен и електронен модул, както и съответната механична част, в зависимост от това каква величина ще се измерва. Основната концепция при създаването на измервателна система включва отчитане на максималните стойности на измервателните параметри, точността, разделителната способност и повторемостта на получените резултати [128].

Избор на преобразувател

За извършване на изследванията са използвани фолийни тензодатчици тип 6/120LY21 на фирмата HBM [154] със следните технически характеристики:

- Омическо съпротивление – $120 \Omega \pm 0,2\%$
- К-фактор – $2,01 \pm 1\%$
- Температурен коефициент при К-Фактор -95ppm/K
- Температурна компенсация при Steel - $\alpha = 11 \text{ppm/K}$

Избор на измервателна схема на свързване на датчиците



Фиг.5.1.Схема на измервателен баланс

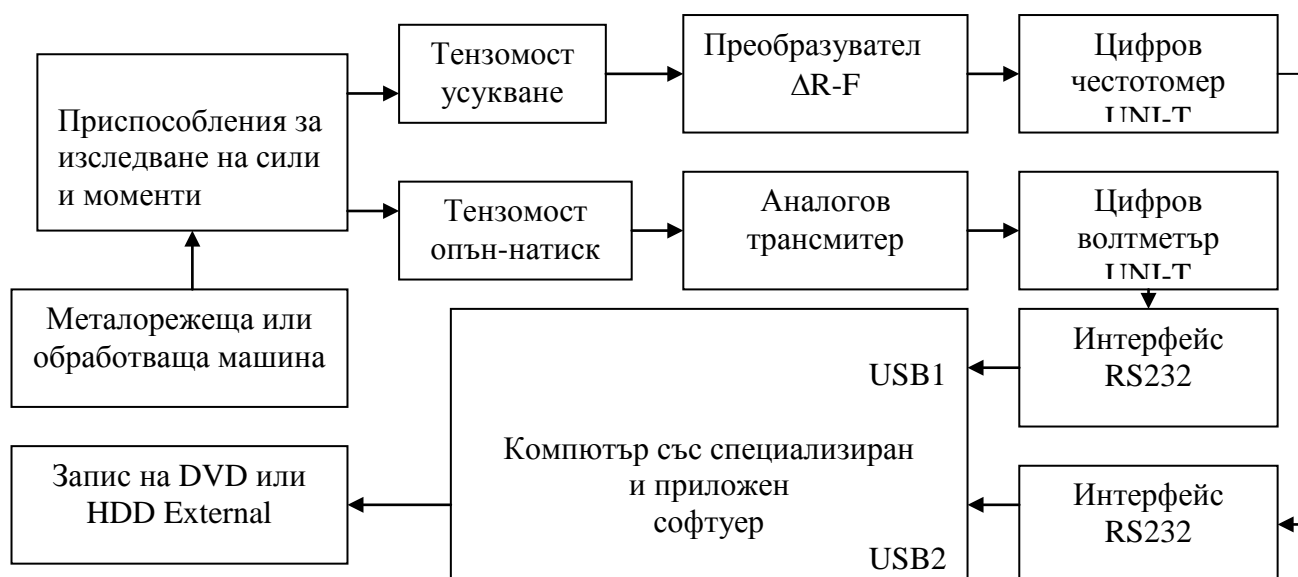
Тензодатчиците се свързват в Уитстонов мост. Извършва се предварителен и измервателен баланс. С предварителния баланс се отстраняват разликите в началното съпротивление на рамената на моста, причинени от производствения допуск в съпротивлението на тензорезисторите, различната дължина на свързващите кабели и др. Измерителният баланс е извършен, като променливото съпротивление R е включено по т. схемата на Келвин—Уорлей, фиг.5.1. Използваната схема на измервателен баланс дава възможност за тарирание с точност до $1 \mu V$.

Избор на схемно решение

За измерване изменението на съпротивлението при работа с тензодатчици бе разработена нова схема – тензорезистивен мостов преобразувател $\Delta R-F$ на базата на интегриращ измервателен преобразуватели с честотен изход..

Разработване на стенд за изследване силовите характеристики при различни технологични операции.

Блок схемата на така създадения стенд е дадена на фиг.5.2. Сигналите получени от тензомостовете се преобразуват с преобразувател $\Delta R-F$ и Аналогов трансмитер. За целта е разработен прототип на преобразувателя $\Delta R-F$. Изходните сигнали след това се подават на цифров честотомер и волтметър модели UNI-T UT803 на фирмата Uni Trend Groupe Limited. Предаването на данните от измервателните прибори към компютъра се извършва с интерфейс RS232C по USB. Възможен е и варианта на използване на COM порт, като проблеми при измерване и извеждане на резултатите не бяха наблюдавани. За запис и обработка на данните се използва специализиран софтуер на същата фирма Uni Trend Groupe.



Фиг.5.2. Блок схема на стенд за изследване на сили и моменти

Изходните резултати се получават в xls формат, което е изключително удобно за последващи обработки на експерименталните резултати. Програмата автоматично построява и графика, която може да служи като ориентир за цялостното протичане на съответния технологичен процес на обработка.

Изследване на силовите характеристики при различни технологични процеси.

Изследванията на силовите характеристики имат за цел потвърждаване на работоспособността на преобразувателя и използването му в реални производствени условия. Извършването на пълни

серии експерименти на даден технологичен процес е сложна и трудоемка задача. Ще бъдат разгледани само два експеримента, доказващи работоспособността на разработените измервателни преобразуватели и приспособления.

Изследване на осовите сили при пробиване.

За изследване на осовата сила F_x се използва двукоординатно тензометрично устройство – (фиг.4.3, фиг.4.4, фиг.4.5).. Опитните образци се закрепват към приспособлението посредством присъединителна резба М8, на настолна бормашина модел ПН-161.

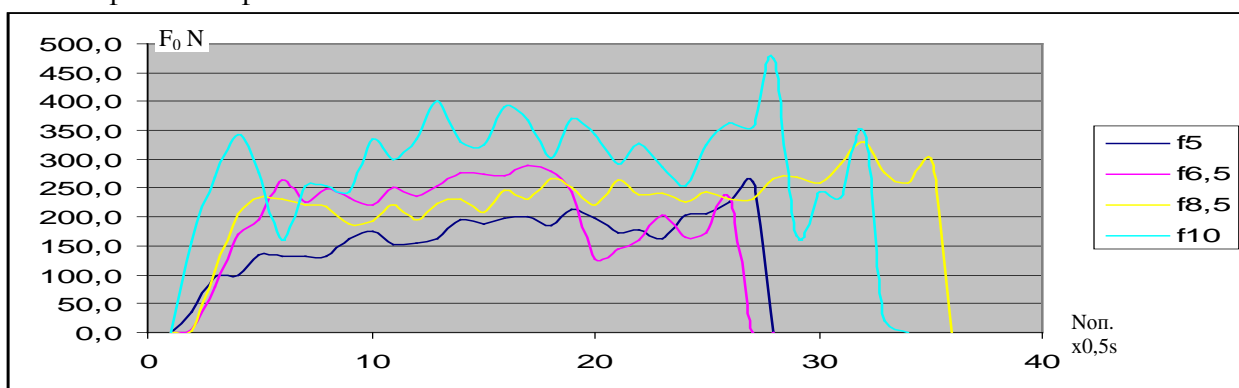
Обработвани материали: АСт.3 и средновъглеродна конструкционна качествена стомана Стомана 45 (БДС EN ISO 14556).

Материал		φ5	φ6,5	φ8,5	φ10
АСт3	F_{omax} [N]	261,6	289,0	330,0	473,7
	F_{onom} [N]	225,41	274,37	284,44	295,06
Ст.45	F_{omax} [N]	281,5	319,4	360,0	381,3
	F_{onom} [N]	179,48	223,01	237,08	303,93

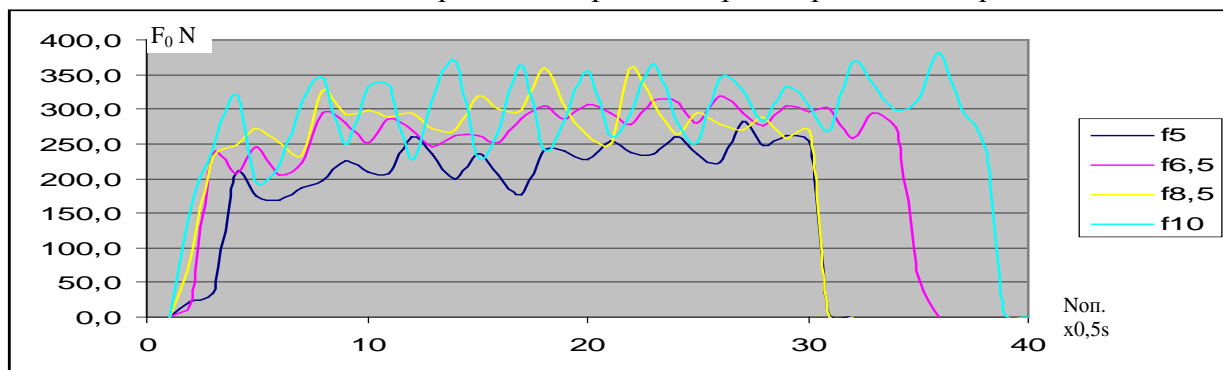
Табл.5.1. Опитни резултати при пробиване на отвори

Металорежещи инструменти са свредла φ5, φ6, φ8, φ10 . Свредлата се закрепват в патронника на бормашината и им се придава въртеливо движение. Полученият сигнал от разбаланси на тензомоста се подава на входа на аналоговия трансмитер за тегловни клетки [135]. Получените резултати се визуализират на дисплея на прибора и посредством интерфейса RS 232 се записват на компютър във формат xls, като времето за дискретизация на сигнала е 0,5 секунди. При средно време за извършване на технологичната операция 15-30 секунди се получават 30-60 измервателни точки.

В таблица 5.1 е показано максималното и номиналното натоварване на образците при пробиване.. Обобщените графики на осовото натоварване при направа на отвори в Ст3 и Ст45 са показани на фиг.5.3 и фиг.5.4



Фиг. 5.3. Осово натоварване на свредлата при направа на отвори в АСт3



Фиг. 5.4. Осово натоварване на свредлата при направа на отвори в Ст.45

На графиките вижда целият технологичен процес от връзването на свредлото, работния процес (направа на отвор) и приключване на процеса с излизане на свредлото от направения отвор. При увеличаване на диаметъра на свредлото осовата сила нараства значително.

Изследване въртящия момент при ръчно нарязване на резби.

Нарязването на резби се извършва със стандартни метчици за метрична резба. Опитните образци се завиват в приспособлението. Полученият сигнал от разбаланса на тензомоста се подава на входа на преобразувателя на изменението на съпротивлението в честота.

Изходния сигнал е с ниво до 5 волта и се подава на входа на точен цифров честотомер UT803. Получените резултати се визуализират на дисплея на прибора и посредством интерфейса RS232 се записват в компютър във файл тип xls, като времето за дискретизация на сигнала е също 0,5 секунди. При средно време за извършване на технологичната операция 20-50 секунди се получават 40-100 измервателни точки.

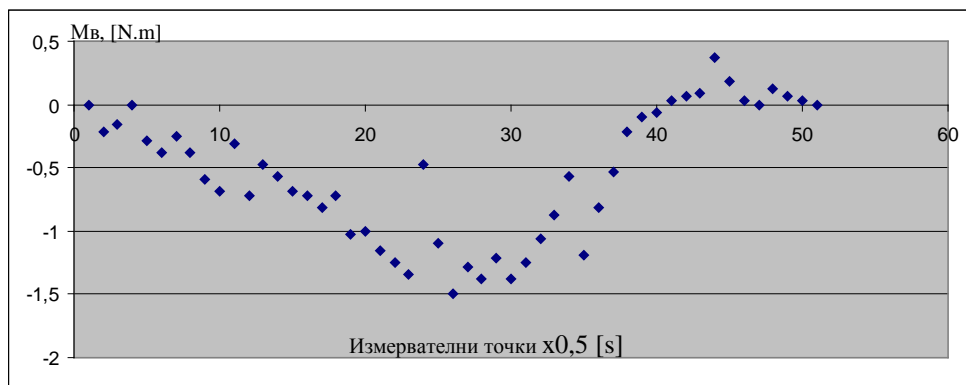
Процесът на натоварването на метчика при нарязване на резба се състои от две параболи, като първата показва процеса на нарязване на резба в опитния образец. След това следва връщане на метчика по вече направената резба, като отчитания въртящ момент е много по-малък по стойност, който се определя от работата по снемане на остатъчните грапавини, процесите при начупване на стружката и силите на триене. Получените криви се различават от теоретично изчислените натоварвания с параболична форма [81, 82], поради ръчното извършване на операцията, наличието на дефекти и твърди зони в обработвания материал, затрудненото отвеждане на стружките и процесите на стружкочупене.

Метрична резба		M4	M5	M6	M8	M10
Д16Т	Мв max	0,625	1,6779	2,4375	3,0313	8,3125
	Мв ном	0,4416	1,1884	1,8462	2,1358	5,5599
Месинг	Мв max	0,65625	1,78125	2,1563	3,625	8,75
	Мв ном	0,392663	1,338235	1,4938	2,575	6,6188
Cu	Мв max	0,539063	1,00625	1,5	2,7145	6,7429
	Мв ном	0,360577	0,7417	1,2404	1,9176	4,1548

Табл.5.3. Опитни резултати при нарязване на резби

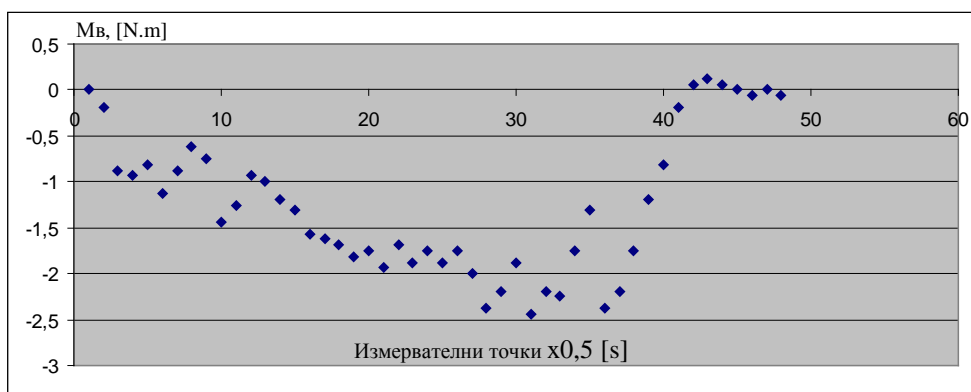
В таблица 5.3 са дадени стойностите на полученият максимален въртящ момент на нарязваните резби и номиналните му стойности. Последните са определени на база натоварване на метчика за определен период от време-обикновено около 10 - 20 сек. в който са натоварени максимално зъбите на режещата и калибрираща част на метчика. Най-ясно това се вижда на фиг.5.9, където процесът на номинално натоварване е с продължителност 16,5 секунди – измервателни точки 9÷42.

На фиг. 5.7 е показана времедиagramата при нарязване на метрична резба М6 в електролитна мед, като Цялостният технологичен процес е с продължителност 25,5 секунди, от които 20 секунди нарязване на резба и 5,5 секунди връщане на метчика.

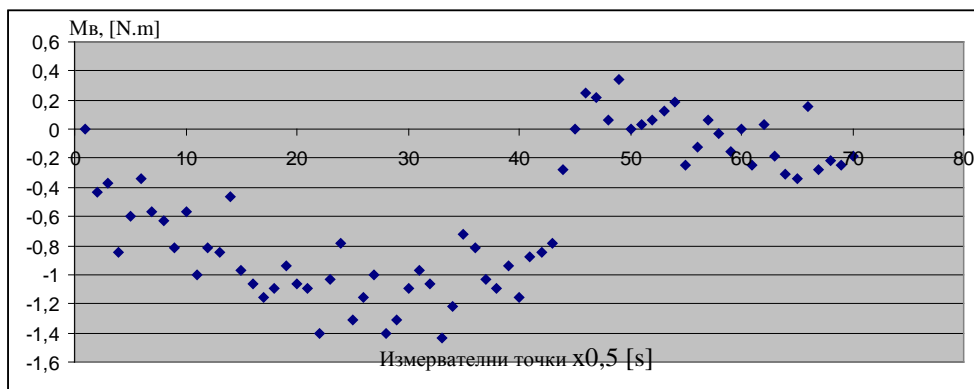


Фиг. 5.7. Силовото натоварване на метчик при направа на резба М6 в Си

На фиг.5.8 е показана времедиagramата при нарязване на метрична резба М6 в Дурал Д16-Т, а на фиг.5.9 в месинг.

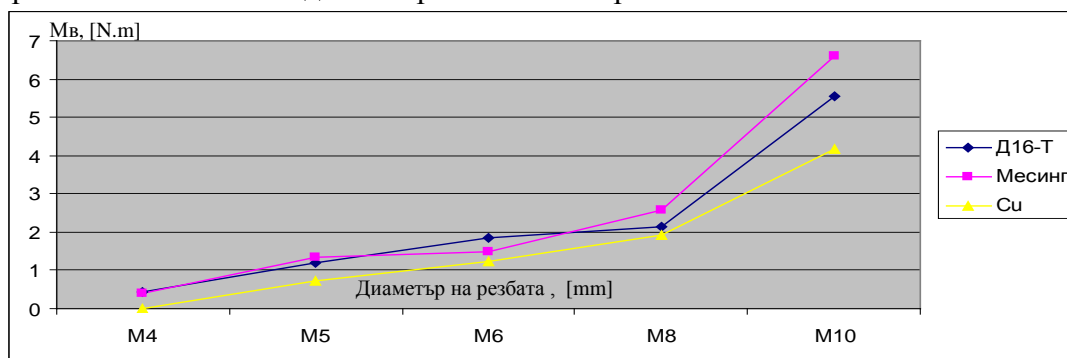


Фиг.5.8. Силовото натоварване на метчик при направа на резба М6 в Д16-Т



Фиг.5.9. Силовото натоварване на метчик при направа на резба М6 в Месинг

Графичните зависимости на натоварването на метчиците са показани на фиг.5.10 и фиг.5.11, като са построени на базата на над 900 обработени измервателни точки.



Фиг.5.10. Максимално силовото натоварване при направа на резби М4-М10

Разработване на компютърна програма за определяне на параметрите на режима на рязане при нарязване на вътрешни резби с метчик.

За определяне на режимите на рязане на база направени експерименти е необходимо създаване компютърни програми в които да бъдат въвеждани бази от данни на всеки обработван материал при точно определен технологичен процес. Самата база от данни включва някои физикомеханични характеристики на обработваните материали, константи, параметри на режещи инструменти и евентуално параметри на металорежещи машини, степенни показатели и поправочни коефициенти за всеки технологичен процес.

Програмата е разработена изцяло на обектно ориентирания скриптов език от високо ниво Flash Action Script. Той е ECMA Script базиран програмен език, използван за писане на Macromedia. Изходния формат от компилираният до байт код Action Script е SWF (Small Web Format), а чрез експортиране на Action Script байт кода се създава изпълним .exe файл, което се използва и при създаване на настоящата програма [94].

Програмата работи в диалогов режим. След задаване на началните параметри, избор на критерии и вид на металорежещата машина се извеждат в съкратен вид всички необходими параметри за даден режим на рязане, а именно:

1. Обработван материал – вид и основна характеристика (σ или HB);

2. Точност на нарязваната резба : нормална, повишена и висока;

3. Инструментален материал- марка;

4. Вид на използвания метчик: машинен, гаечен, гаечно-автоматен, ръчна настройка;

5. Трайност на режещия инструмент – в минути – ръчно въвеждане;

6. Параметри на нарязваната резба – номинален диаметър и стъпка;

7. Диаметър на отвора – изчислява се автоматично в зависимост от диаметъра, стъпката и вида на обработвания материал;

8. Скорост на рязане;

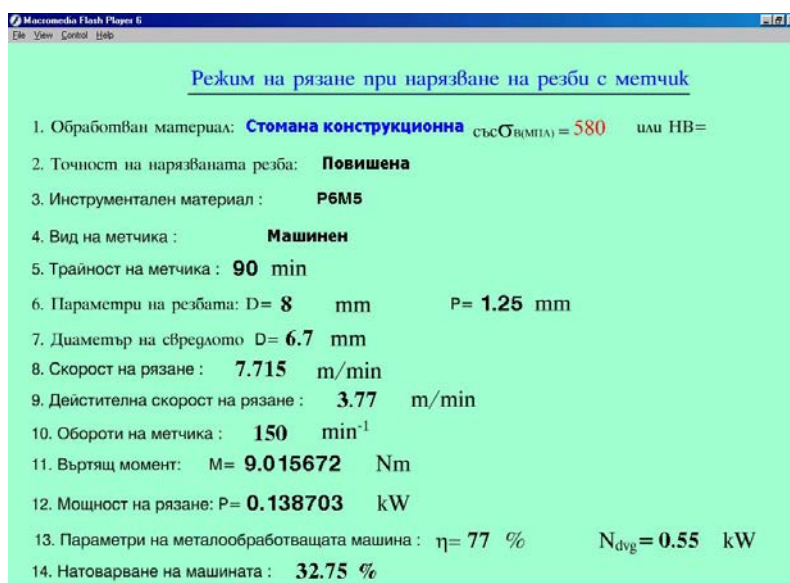
9. Действителна скорост на рязане – при корекция на честоти на въртене в зависимост от техническите възможности на резбонарезната машина;

10. Обороти на режещия инструмент – изчисляват се автоматично с изчислената скорост на рязане и могат да се коригират за пресмятане на действителната скорост на рязане;

11. Въртящ момент – изчислява се на база действителна скорост на рязане;

12. Мощност на рязане - изчислява се на база въртящ момент;

13. Параметри на металорежещата машина – КПД на машината и мощност на двигателя;



Фиг.5.23. Режим на рязане при нарязване на резба M8x1,25 в конструкционна стомана

14. Натоварване на машината в % -отношение на изчислената мощност спрямо реалната мощност на използваната машина.

ИЗВОДИ КЪМ ПЕТА ГЛАВА

1. Предложено е удачно решение за създаване на измервателна система (стенд) за измерване на неелектрическите величини сила и момент при различни технологични процеси, състоящ се от два модула: модул за изследване на сили и модул за изследване на моменти, които могат да работят независимо или съвместно при условие, че приспособлението позволява едновременно измерване на сила и момент. В системата успешно се съчетават тензометричните преобразуватели, приспособленията за тяхното вграждане към изследванията на технологичните операции и възможностите за управление и компютърната обработка на получените резултати. Доказана е практическата приложимост на подобна система и нейното реално развитие в комплексна информационно измервателна система.

2. При изследванията на въртящия момент е доказана практическата приложимост и предимствата на използваното в измервателната система на иновативно техническо решение за преобразуване и усилване на сигналите от тензодатчиците - преобразувател на разбаланса на тензомост в честота. Изследванията на реалното силово натоварване по време на работа дават възможност за подобряване реализацията на технологичния процес чрез намаляване на причините водещи до увеличено силово натоварване. По този начин, се следи за евентуални отклонения от технологичния процес, което от своя страна води до намаляване разхода на енергия и гарантиране качеството на извършените технологични операции.

3. Предложена е възможност за компютъризиране на процеса за определяне режима на рязане при нарязване на резби с метчик и е доказана реалната приложимост на създадената програма в практиката - изчисляване на режимите на рязане в различни условия, контрол и изследване на силовите характеристики, както и в учебния процес. Удачно е приложението ѝ на различни етапи от технологичните процеси, включително за попълване на операционни карти при разработване на технологии за изработване на определени детайли, при окомплектоване на технологичната документация, особено при изработване на нестандартни изделия, както и при създаване на база данни, чиято обработка дава възможност за оптимизиране на технологичните процеси.

Насоки за бъдеща работа

Те могат да бъдат формулирани по следния начин:

Научна

Представлява интерес изследването на интегриращите свойства на разработените преобразуватели с честотен изход в посока на редуцирането на шумовете, присъстващи в сигналите от тензомоста.

Приложна

Разработка и внедряване в практиката на преобразувател на разбаланса на изменението на съпротивлението в честота, даващ възможност за работа с един, два и четири тензосъпротивителни

датчика.

Приноси

А. Научни приноси

1. Развитие на метода с разгъващо право преобразуване чрез извършване на обобщен метрологичен анализ, математично моделиране и регресионен анализ за работа с тензорезистивни измервателни мостове.

Б. Научно-приложни приноси

1. Предложена е обобщена схема на преобразувател с разгъващо преобразуване и са изведени обобщените уравнения на преобразуване по период и честота за изследване на силовите характеристики при различни технологични процеси с тензосъпротивителни датчици.

2. Предложени и изследвани са оригинални схеми на преобразуватели с разгъващо преобразуване на изменението на съпротивлението, от които четири в честота и две в период. Извършените симулации и практическото им изпълнение доказват тяхната функционалност при работа с тензометрични измервателни мостове.

3. Извършен е обобщен метрологичен анализ на разработените нови схеми на преобразуватели с разгъващо преобразуване на базата на който може да се извърши обосновано проектиране на такъв род схеми

4. Проектирани и изработени са пет приспособления за изследване на силовите характеристики, покриващи широка гама от измервателни диапазони при изследване на основните технологични процеси на голяма част от металорежещите и металообработващите машини.

5. Предложена е методика, алгоритъм и програма за провеждане на експерименталните изследвания, създаване база данни, позволяващи оптимизиране на технологичните процеси. Създаден е софтуер за определяне параметрите на режимите на рязане при нарязване на вътрешни резби с метчик.

В. Приноси за практиката

1. Предложена е измервателна система (стенд) за изследване силовите характеристики при различни технологични процеси в която се съвместяват изработените приспособления и електронните схеми за извършване на измервания на сили и моменти в различни измервателни диапазони със съответната точност. Извършени са изследвания на технологични операции, доказващи функционалността и възможностите на измервателната система.

Публикации

Направени са общо 1 заявка за патент и 11 публикации, както следва:

1. Заявка за патент за изобретение:

Гигов Х., Стоянов С., Станков С., Подадена заявка за Патент №111382/25.01.2013г., „Преобразувател на разбаланси на резистивен мост в честота” и публикувана в Официален бюлетин, бр.7, стр.12, Официално издание на патентно ведомство на Р. България, 2014г.

2. Публикации по дисертацията:

1. Стоянов С., „Тенденции в развитието на изследванията на силите на рязане и въртящия момент при нарязване на резби”, Научни съобщения на СУБ клон Добрич, 2004, т.6, №1, стр.96 -100.
2. Стоянов С., „Разработване на приложна програма за определяне на режима на рязане при резбонарязване с метчик на базата на предварително дефинирани критерии”, Годишник на ТУ-Варна, т.1, 2008, 48-52, ISSN `1311-896X
3. Стоянов С., Демирев В., „Измерване на малки въртящи моменти при нарязване на вътрешни резби с метчик”, НТС-Варна, ТУ-Варна, списание „Машиностроителна техника и технологии“, 2009, бр.2, стр.82-84, ISSN 1312-0859.
4. Гигов Х., Св. Стоянов, Ст. Станков. „Преобразувател на разбаланса на тензомост в честота“, III научна конференция „ЕФ-2011, „Дни на науката на ТУ-София”, 30.09 - 03.10.2011, Созопол, т.2, стр. 63-72;
5. Гигов Х, Стоянов С., Станков, „Двупосочен преобразувател на разбаланса на тензомост в честота”, Годишник на ТУ-Варна, 2011, т.1, стр. 21-26, ISSN 1311-896X;
6. Стоянов С., Станков С., Гигов Х, „Преобразувател за тензомост с честотен изход”, Трети международен научен конгрес 04-06.10.2012, Варна, т.2, стр.197-202. ISSN 1311-896X;
7. Стоянов С., Станков С., Гигов Х, „Метрологичен анализ на преобразувател за тензомост с честотен изход“, СУ-Варна, 2012, сп. „Известия на съюза на учените”, бр.1, 2012, стр.90-93, ISSN 1310-5833;
8. Стоянов С., Станков С., Гигов Х., „Преобразовател разбаланса тензомоста в период”, НТК на Севастополски НТУ, Севастопол, Украйна, 16-19.04.2013, Материали МНТК, Современные технологии проектирования управляющих и мехатронных систем, секция 4, стр. 268-274, 2013г;
9. Стоянов С., Станков С., Гигов Х., „Преобразувател на двупосочен разбаланс на тензомост в период“, Годишник на ТУ-Варна, т.2, стр.48-52, 2013, ISSN 1311-896X.
10. Стоянов С., „Иновационна практика за изследване силовите характеристики на технологични операции в машиностроенето“, ЮНТК ДТК, Годишник на ТУ-Варна, т.2, стр.53-57, 2013, ISSN `1311-896X.
11. Stoyanov S., „A Linear converter of strain gauge bridge bidirectional disbalance into frequency deviation“, списание “E+E”, бр.3-4, стр. 21-26, 2014, ISSN 0861-4717.

Благодарности:

Благодарности към научните ръководители доц. д-р инж. Христо Гигов и доц. д-р инж. Росен Василев за цялостната им ангажираност и всеотдайност при разработване на дисертационния труд. Благодарности към Директора на ДТК доц. Радко Михайлов за цялостната подкрепа и съдействие. Благодарности към колегите за помощта при направа на опитните образци и провеждане на експериментите. Благодарности към студентите за съвместната ни работа.

АНОТАЦИЯ

Заглавие: ”ВЪРХУ НЯКОИ ПРОБЛЕМИ НА ТЕНЗОМЕТРИЧНИТЕ ИЗМЕРВАНИЯ “

за получаване на образователна и научна степен доктор по Електронизация на инж.Свилен Христов Стоянов

Работата в настоящия дисертационен труд е посветена на развитието на измерванията на неелектрическите величини механична сила и момент с тензодатчици при различни технологични процеси в машиностроенето.

За извършване на изследвания на технологични процеси на металорежещи и металообработващи машини в необходимо е необходимо комплексно разработване на механичната и електронната част. Механичната част представлява набор от приспособления на които се закрепват изследваните образци и тензодатчиците, а електронната част това са измервателните вериги за усилване, преобразуване, запис и обработка на сигналите от тензодатчиците.

Дисертационният труд е разделен на пет глави.

В първа глава е направен обзор на съществуващите първични измервателни преобразуватели и измервателните вериги към тях. Разгледани са и видовете приспособления за изследване на сили и моменти при различни технологични операции. Особено внимание е отделено на измервателните вериги с честотен изход и най-вече на методите на преобразуване на изменението на съпротивлението на тензодатчиците в честота. Показано е, че повечето от проблемите могат да бъдат решени с използване метода на разгъващо преобразуване.

Втора глава е посветена на развитие и усъвършенстване на метода на разгъващото право преобразуване и разработването на нови схемни решения. Извършен е обобщен метрологичен анализ на преобразуватели с разгъващо преобразуване на базата на който може да се извърши обосновано проектиране на такъв род схеми.

Предложени и изследвани са оригинални схеми на преобразуватели с разгъващо преобразуване на изменението на съпротивлението, от които четири в честота и две в период. На всички схеми са изведени уравненията на преобразуване.

В трета глава е дадено симулирането на схемите на ORCAD и практическото им изпълнение. Извършените симулации и направените експерименти доказват тяхната функционалност при работа с тензометрични измервателни мостове. Направено е математично моделиране на уравнението на преобразуване и влиянието на грешките на двустранен преобразувател в MATLAB, както и регресионен анализ на влиянието на неравенството на изходните напрежения на компаратора.

Четвърта глава е посветена на проектирането и изработването на приспособления за изследване на силовите характеристики при различни технологични процеси. Направени са експерименти, доказващи работоспособността им в съответните измервателни диапазони. Направен е дисперсионен анализ за отчитане влиянието на партидите обработваем материал при извършване на експериментите.

В пета глава е дадено разработването на стенд за изследване на неелектрическите величини сила и момент, в които се съвместяват изработените приспособления и електронните схеми за извършване на различни измервания на сили и моменти в различни измервателни диапазони със съответната точност. Предложени са изследвания на технологични операции, доказващи възможностите на предложения стенд за извършване на измервания. Разработена е оригинална програма със съответната база от данни, позволяваща бързо и оптимално определяне на режимите на рязане при нарязване на вътрешни резби с метчик.

АННОТАЦИЯ

диссертации на соискание образовательной и научной степени
доктора электронизации

Автор: инж.Свилен Христов Стоянов

Название: "О некоторых вопросах тензометрических
измерений "

Работа в этой диссертации посвящена развитию неэлектрических величин измерений механической силы и момента тензодатчиками в различных технологических процессах в машиностроении.

Для проведения исследований технологических процессов необходима комплексная разработка механических и электронных компонентов. Механическая часть представляет собой набор устройств, к которому присоединены исследуемые образцы и тензодатчики, а электронная часть измерения – это измерительные цепи для усиления, преобразования, регистрации и обработки сигналов от датчиков деформации.

Диссертация состоит из пяти глав.

В первой главе дается обзор существующих первичных преобразователей и измерительных цепей к ним. Особое внимание уделяется измерительным цепям с частотным выходом и, особенно, методам преобразования изменения сопротивления тензодатчиков в частоту. Показано, что большинство проблем можно решить, используя метод развертывающего преобразования.

Вторая глава посвящена развитию и усовершенствованию метода прямого развертывающего преобразования и разработке новых схмотехнических решений. Сделан обобщенный метрологический анализ преобразователей с развертывающим преобразованием, на основе которого может быть выполнено обоснованное проектирование такого рода схем.

Предложены и апробированы оригинальные схемы преобразователей развертывающего преобразования изменения сопротивления, из которых четыре в частоту и две в период. На все схемы выведены уравнения преобразования.

В третьей главе подано моделирование схем выполненные с ORCAD и их практические реализации. Сделанные симуляции и проведенные эксперименты доказывают их функциональность при работе с тензометрическими измерительными мостами. Сделано математическое моделирование уравнения преобразования и влияния ошибок двустороннего преобразователя в MATLAB, как и регрессионный анализ влияния неравенства выходных напряжений компаратора.

Четвертая глава посвящена проектированию и изготовлению приспособлений для исследования силовых характеристик в различных технологических процессах. Сделаны эксперименты, доказывающие работоспособность в соответных измерительных диапазонах. Сделан дисперсионный анализ для отчета воздействия на пакеты обрабатываемых материалов при проведении экспериментов.

В пятой главе подана разработка стенда для исследования неэлектрических величин силы и момента, который сочетает изготовленные приборы и электронные схемы для осуществления различных измерений сил и моментов в различных измерительных диапазонах с соответствующей точностью. Предложены исследования технологических операций, доказывающие возможности предлагаемого стенда для проведения измерений. Разработана оригинальная программа с соответствующей базой данных, позволяющая быстро и оптимально определить режимы резания при нарезании внутренних резьб метчиком.

ABSTRACT

Dissertation Title:” On some problems of strain gauges measurements“

Of the Requirement for the Degree Doctor of Electronisation

By Svilen Hristov Stoyanov

The work in this dissertation is dedicated to the development of the measurement of non-electrical quantities force and moment with strain gauges in different technological processes in mechanical engineering.

To carry out research of technological processes metal cutting and metalworking machinery is necessary development of complex mechanical and electronic parts. The mechanical part is a set of devices which are attached investigated specimens and strain gauges and the electronic part are measuring circuits for amplification, conversion recording and processing of signals from the strain gauges. The dissertation paper is divided into fifth chapters.

The first chapter gives an overview of existing primary measurement converters and the measurement chains to them. Particular attention is given to the measuring circuits with frequency output and mostly on conversion methods of change of the resistance of the strain gauges in frequency. It has already been mentioned that most of the problems can be resolved by using the method of ramp conversion.

The second chapter is devoted to the development and improvement of the method of ramp right conversion and research work of the new schematic solutions. Analyses of the summary metrology converters with rump conversion has been made, which can be used as a basic for performing a reasoned design of such kind circuits. Original schemes converters with ramped conversion a change resistance, four in frequency and two in a period, have been suggested and tested. There are derived equations of conversion of all schemes.

In the third chapter is given the simulation of six circuit solutions and their practical performance. The performed simulations and their practical realizations prove their functionality when working with strain gauges measuring bridges. A Mathematical modeling of the equation of transforming and influencing of the mistakes of the bilateral transducer in MATLAB has been made, as well as a regressive analysis of the influence of inequality of the output tension in comparator.

The fourth chapter is devoted to the design and manufacture of devices for research on power characteristics in different technological processes. There have been experiments showing performance in the respective measuring ranges.

The fifth chapter gives an elaboration of the dynamometer for research on non-electrical quantities force and moment which combine devices manufactured and electronic circuit for performing various measurements of forces and moments in different measuring ranges with the desired precision. Research on technological operations demonstrating the capabilities of the measuring dynamometer for performing measurements is suggested. A program was developed with the relevant database, allowing fast and optimal determination of cutting regimes in threading with tap.