



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ГАБРОВО
Факултет “ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОНИКА”

маг. инж. Димитриос Теодосиос Казолис

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ПРИЛОЖЕНИЕ
НА ГАЛВАНОМАГНИТНИ СЕНЗОРИ ЗА КОНТРОЛ НА
СПЕЦИАЛИЗИРАНИ ИНСТАЛАЦИИ

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация
за придобиване на образователна и научна степен „доктор”

Област на висше образование: 5 Технически науки

Професионално направление: 5.2 Електротехника, електроника
и автоматика

Докторска програма: “Електронизация”

Габрово, 2021 г.



ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ГАБРОВО
Факултет “ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И ЕЛЕКТРОНИКА”

маг. инж. Димитриос Теодосиос Казолис

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ ЗА ПРИЛОЖЕНИЕ
НА ГАЛВАНОМАГНИТНИ СЕНЗОРИ ЗА КОНТРОЛ НА
СПЕЦИАЛИЗИРАНИ ИНСТАЛАЦИИ

А В Т О Р Е Ф Е Р А Т

на дисертация
за придобиване на образователна и научна степен „доктор”

Област на висше образование: 5 Технически науки

Професионално направление: 5.2 Електротехника, електроника
и автоматика

Докторска програма: “Електронизация”

Научен ръководител: проф. д-р инж. Анатолий Трифонов Александ-
ров

Рецензенти: акад. проф. д-р инж. Чавдар Станоев
Руменин

проф. д-р инж. Иван Борисов Евстатиев

Габрово, 2021 г.

Дисертационният труд е обсъден и насочен за официална защита на заседание на Разширен катедрен съвет на катедра „Електроника” към факултет „Електротехника и електроника” на Технически университет – Габрово, проведен на 29.09.2021 г.

Дисертационният труд съдържа 165 страници. Научното съдържание е представено в увод, 5 глави и заключение и включва 72 фигури и 15 таблици. Цитирани са 187 литературни източника. Номерацията на фигурите, таблиците и формулите в автореферата е в съответствие с тази в дисертацията.

Разработката/изследванията на/по дисертационния труд е/са извършена/и в катедра „Електроника” към факултет „Електротехника и електроника” на Технически университет – Габрово.

Официалната защита на дисертационния труд ще се състои на г.
от ч. в зала на Технически университет – Габрово.

Благодарности: Искрено съм признателен и благодарен на научния си ръководител проф. д-р Анатолий Александров за всестранната помощ и подкрепа, които получих от него при разработката на дисертационния труд.

Автор: маг. инж. Димитриос Теодосиос Казолис
Заглавие: ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЪЗМОЖНОСТИТЕ
ЗА ПРИЛОЖЕНИЕ НА ГАЛВАНОМАГНИТНИ
СЕНЗОРИ ЗА КОНТРОЛ НА СПЕЦИАЛИЗИРАНИ
ИНСТАЛАЦИИ

Тираж бр.

Място на отпечатване:

ИЗПОЛЗВАНИ СЪКРАЩЕНИЯ И ОЗНАЧЕНИЯ

СЪКРАЩЕНИЯ

АПМ	аналогово-поведенчески модел; аналогово поведенческо моделиране
АТС	автоматизирана технологична система
АЦП	аналогово-цифров преобразувател
БМТ	биполярен магнитотранзистор
БТ	биполярен транзистор
ВАХ	волт-амперна характеристика
ВФХ	волт-фарадна характеристика
ГМЕ	галваномагнитен елемент
ГМП	галваномагнитен преобразувател
ГМС	галваномагнитен сензор; галваномагнитна система
ГПМП	галваномагнитен преобразувател на магнитно поле
ДМТ	двуколекторен магнитотранзистор
ДУ	диференциален усилвател
ЗИНУН	зависим източник на напрежение, управляван от напрежение
ЗИТУН	зависим източник на ток, управляван от напрежение
ИС	интегрална схема; индикатор на сигнал
МНМК	метод на най-малките квадрати
МПС	микропроцесорна система
МТ	магнитотранзистор
МТС	магниточувствителна транзисторна структура; магнитотранзисторен сензор
МЧ	магниточувствителност
МЧИС	магниточувствителна интегрална схема
ОВ	обща база
ОЕ	общ емитер
ОУ	операционен усилвател
ПМП	преобразувател на магнитно поле
ПП	първичен преобразувател, полупроводник
ПТ	постояннотоков
У	усилвател

ОЗНАЧЕНИЯ

a	конструктивен параметър на ДМТ (половината от разстоянието между колекторите)
A	константа, която зависи от конструкцията на МТ
B	база на транзистор; индукция на магнитно поле
c	концентрация на инжектирани токоносители
C	колектор на транзистор
C_{DC}	дифузионен капацитет на колекторен преход
C_{DC1}, C_{DC2}	дифузионни капацитети на колекторните преходи на ДМТ
C_{DE}	дифузионен капацитет на емитерен преход
C_K	общ паразитен капацитет на корпуса и изводите на ДМТ
C_{T0}	барьерен капацитет на PN преход при нулево напрежение
C_{TC1}, C_{TC2}	барьерни капацитети на колекторните преходи на ДМТ
C_{TE}	барьерен капацитет на емитерен преход
$C_{УР}$	паразитен капацитет на измервателен уред
D	коэффициент на дифузия
E	интензитет на електрическо поле; зависим източник на напрежение, управляван от напрежение; емитер на транзистор
F_L	сила на Лоренц
f_T	транзитна честота

f_{α}, f_{β}	гранични честоти за схема ОБ и ОЕ
G	зависим източник на ток, управляван от напрежение; геометрична константа (геометричен коригиращ коефициент) за елемент на Хол
I_B	базов ток
I_C	колекторен ток; сумарен колекторен ток за ДМТ
I_{C1}, I_{C2}	колекторен ток на първи и втори измерителен колектор на ДМТ
I_{C1S}, I_{C2S}	обратни токове на насищане на колекторните преходи на ДМТ
I_E	емитерен ток
I_{ES}	обратен ток на насищане на емитерен преход
I_{CC}	захранващ ток
j	плътност на ток
j_H	плътност на тока на Хол
k	константа на Болцман
L	дифузионна дължина; линейно преместване
L_n, L_p	дифузионна дължина на електрони и дупки в полупроводник
l	дължина на свободния пробег на токоносителите при отсъствие на магнитно поле
l_C, l_E	дължина на колектор и на емитер
m^*	ефективна маса на електрона
M_C	емисионен коефициент на колекторен преход
M_{C1}, M_{C2}	емисионни коефициенти на колекторните преходи на ДМТ
M_E	емисионен коефициент на емитерен преход
n	коефициент на изменение на бариерния капацитет на PN преход
n_E, n_{C1}, n_{C2}	коефициенти на изменение на бариерния капацитет на емитерния и двата колекторни PN прехода на ДМТ
n_0, n_{n0}	неравновесна и равновесна концентрация на електрони (основни токоносители) в N-полупроводник
n_p, n_{p0}	неравновесна и равновесна концентрация на електрони (неосновни токоносители) в P-полупроводник
p_p, p_{p0}	неравновесна и равновесна концентрация на дупки (основни токоносители) в P-полупроводник
p_n, p_{n0}	неравновесна и равновесна концентрация на дупки (неосновни токоносители) в N-полупроводник
q	заряд на електрона
$R_{BB'}$	обемно съпротивление на базовата област на ДМТ
R_{C1}, R_{C2}	утечни съпротивления на колекторните преходи на ДМТ
$R_{C1C1'}, R_{C2C2'}$	обемни съпротивления на колекторните области на ДМТ
R_E	утечно съпротивление на емитерния преход на ДМТ
$R_{EE'}$	обемно съпротивление на емитерната област на ДМТ
R_H	коефициент на Хол
r_H	фактор на Хол
S_I	абсолютна магниточувствителност по ток
S_U	абсолютна магниточувствителност по напрежение
t	време
t_s	време за разсейване на неосновни токоносители
T	температура
U_H	напрежение на Хол
U_T	температурен потенциал
W	път, изминат от токоносителите при $V \neq 0$; брой навивки
W_B	ширина на базата
W_0	път, изминат от токоносителите при $V = 0$

α	коэффициент на предаване по ток за схема ОВ при $V \neq 0$
$\alpha_0(h_{21B})$	коэффициент на предаване по ток за схема ОВ при $V = 0$
β	коэффициент на предаване по ток за схема ОЕ при $V \neq 0$
$\beta_0(h_{21E})$	коэффициент на предаване по ток за схема ОЕ при $V = 0$
γ	коэффициент на инжекция (ефективност на емитера)
δ	линейно отместване
ΔI_C	разлика между колекторните токове на ДМТ
ΔU	изходен сигнал между двата колектора на ДМТ
ε	средноквадратична грешка
θ	съотношение между дължината на емитера и междуколекторното разстояние на ДМТ
μ, μ_{Hh}	дрейфова и Холова подвижност на електрони
v	скорост на токоносителите
σ	електрическа проводимост
τ	време на живот на токоносителите
$\tau_E, \tau_{C1}, \tau_{C2}$	времеконстанти на емитерния и на колекторните преходи на ДМТ
φ	ъгъл на Хол, бариерен потенциал на PN преход
$\varphi_E, \varphi_{C1}, \varphi_{C2}$	бариерни потенциали на емитерния и на колекторните преходи на ДМТ
ω_c	циклотронна честота

ОБЩА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Актуалност на проблема

Интензивното развитие на магнителектрониката в последните години се дължи на такива предимства на галваномагнитните елементи, като пълното електрическо разделяне на входната и изходната верига, безконтактно преобразуване на малки механични премествания в електрически сигнали, възможността за определяне на големината и посоката на магнитната индукция с висока локалност, създаване на неискрящи комутатори в електрическите вериги, безконтактно измерване на електрически ток и др. Съществуват различни видове магниточувствителни елементи, действието на които се основава на такива галваномагнитни ефекти, като ефект на Хол, магнитосъпротивителен ефект (ефект на Гаус), галваномагнитна рекомбинация, магнитодиоден ефект и др.

Понастоящем галваномагнитните елементи намират широко приложение в областта на автоматиката, измервателната техника, устройствата за въвеждане и четене на информация, автомобилостроенето, медицината, химическата промишленост и др.

Едни от най-перспективните първични преобразуватели на магнитна информация от гледна точка на съществени качествени показатели, като голяма магниточувствителност и линейност на преобразователната характеристика, са двуколекторните магнитотранзистори. Те са изключително подходящи за реализация на галваномагнитни сензори за приложение в различни отрасли на инженерната практика. Поради тази причина, за обект на изследване в настоящата разработка са избрани магниточувствителни транзисторни структури, като се акцентира върху биполярен латерален двуколекторен магнитотранзистор.

Цел и задачи на дисертационния труд

Целта на дисертационния труд е изследване и моделиране на експериментални образци на двуколекторни магнитотранзистори и на реализирани с тях сензори с оглед обосновка за приложението им в инженерната практика.

Основните задачи, които произтичат от така поставената цел, са:

1. Експериментално изследване на основни характеристики и параметри на образци на двуколекторен магнитотранзистор, тип 2Т1МП1, с цел получаване на информация, която е необходима за симулационно моделиране на елемента.

2. Математическо моделиране на варианти на магниточувствителни транзисторни структури и изследване на влиянието на температурата върху съществени за тях показатели.

Разработване на аналогово-поведенчески PSpice базирани модели на биполярен двуколекторен латерален NPN магнитотранзистор с надлъжна магнитна ос.

3. Симулационно изследване на характеристики и параметри на двуколекторен латерален магнитотранзистор.

4. Разработване на микропроцесорен модул за изследване на двуколекторни магнитотранзистори с възможности за използването му в системи за преобразуване и измерване/контрол на електрически и неелектрически величини.

5. Изследване на галваномагнитни преобразуватели, реализирани на базата на експериментални образци на биполярни двуколекторни магнитотранзистори, с цел изясняване на възможностите за приложението им в инженерната практика.

Методи на изследване

За решаване на поставените задачи в дисертацията е приложен научен подход, който включва теоретичен анализ, експериментални изследвания, моделиране и симулационни изследвания.

Научна новост

Синтезирани са и са валидирани PSpice базирани аналогово поведенчески модели за симулационно изследване на латерален двуколекторен магнитотранзистор. Разработен е специализиран микропроцесорен модул за експериментално изследване на характеристики и параметри на двуколекторни магнитотранзистори, както и на реализирани с тях галваномагнитни преобразуватели.

Приложимост

Резултатите на дисертационния труд са приложими при развойна дейност и внедряване на галваномагнитни преобразуватели на базата на двуколекторни магнитотранзистори, като предложените модели могат успешно да се използват в PSpice базирани програмни среди за предварителна оценка на качествените показатели на такъв вид преобразуватели на електрически и неелектрически величини.

Апробация на дисертационния труд

Предложените модели и микропроцесорният модул са изследвани симулационно и експериментално, като част от резултатите, получени при разработката на дисертационния труд, са представени на научни конференции с международно участие или са публикувани в списания. По темата на дисертацията са публикувани 5 научни статии, две от които са индексирани в SCOPUS.

Структура и обем на дисертационния труд

Дисертационният труд е структуриран в списък на използвани съкращения и означения, увод, пет глави, заключение, приноси, списък с публикации по дисертацията и списък с цитираната от автора литература. Дисертационният труд е в обем от **165** страници и съдържа **72** фигури, **103** формули и **15** таблици.

СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

ГЛАВА I – ГАЛВАНОМАГНИТНИ СЕНЗОРИ – ВИДОВЕ, МОДЕЛИРАНЕ И ОБЛАСТИ НА ПРИЛОЖЕНИЕ

Широкото разпространение и приложение на преобразувателите на магнитно поле в последните десетилетия налага тяхното непрекъснато техническо развитие, както и търсене на нови принципи, средства и технологии. В резултат на това се създаде ново научно направление в областта на функционалната микроелектроника - магнителектрониката [5, 24, 26, 63, 67, 83, 119 137, 157], която се базира на физическите ефекти, възникващи в полупроводниковите структури при едновременно действие на електрическо и магнитно поле.

Съвременните галваномагнитни преобразуватели се характеризират с малки габарити и маса, относително високо бързодействие и ниска цена, възможност за работа в запращена и химически активна среда, както и в условия на силни електростатични полета.

1.1. Галваномагнитни ефекти

Галваномагнитни са тези кинетични явления, които възникват при едновременното действие на електрическо и магнитно поле, т.е., те възникват при въздействие на магнитното

поле върху насочено движещи се токоносители [17, 20, 34, 35, 36, 37, 52, 67, 80, 114, 119, 166, 168, 178]. Най-често това движение се създава чрез прилагане на външно електрическо поле \mathbf{E} . При отсъствие на магнитно поле ($\mathbf{B}=0$) в слабо електрическо поле и изотермични условия плътността на тока в съответствие със закона на Ом се определя с израза [52, 119]:

$$\mathbf{j}=\sigma\mathbf{E}, \quad (1.1)$$

където: σ - електрическа проводимост.

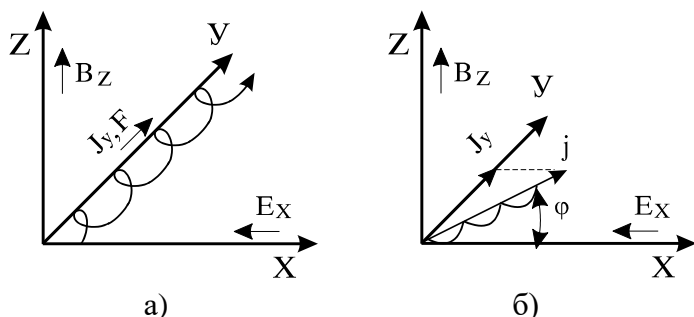
При движение на токоносителите в идеална среда, при отсъствие на електрическо поле ($\mathbf{E}=0$), прилагането на магнитно поле \mathbf{B} води до възникване на сила \mathbf{F} , която се определя чрез следната зависимост [20]:

$$\mathbf{F}=q(\mathbf{v} \times \mathbf{B}). \quad (1.2)$$

При наличие на взаимно перпендикулярни електрическо и магнитно полета ($\mathbf{E}\perp\mathbf{B}$ и $\mathbf{E}=\mathbf{E}_x$, а $\mathbf{B}=\mathbf{B}_z$), върху насочено движещите се носители действуват силата на Лоренц \mathbf{F}_L :

$$\mathbf{F}_L=q[\mathbf{E}+(\mathbf{v} \times \mathbf{B})]. \quad (1.3)$$

Под действие на силата на Лоренц свободните токоносители се движат дрейфово в направление \mathbf{Y} , перпендикулярно на електрическото и магнитното полета, като описват циклоиди в равнината \mathbf{YX} (фиг. 1.1, а).



Фиг. 1.1 Влияние на силата на Лоренц върху свободните токоносители при: а) идеални условия; б) реални условия

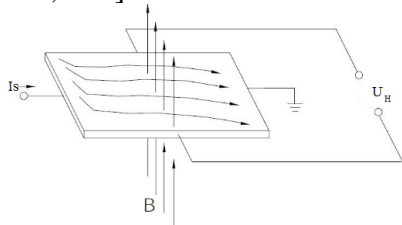
В реални условия, когато свободният пробег на токоносителите е ограничен, при слаби магнитни полета, взаимодействието между отделните токоносители не им позволява да завършат движението си по циклоида. В резултат на това началото на всяка следваща циклоида се измества в посока \mathbf{E}_x и възниква надлъжна компонента на дрейфовата скорост v_x (фиг. 1.1, б).

Ъгълът φ (Ъгъл на Хол) между вектора на дрейфовата скорост на токоносителите и \mathbf{E}_x се определя от равенството [3]:

$$\operatorname{tg} \varphi = \mu B_z = \omega_c \langle \tau \rangle. \quad (1.6)$$

В магнитосензорната електроника най-често се използват следните галваномангнитни ефекти: **ефект на Хол**, **магнитосъпротивителен ефект**, **магнитодиоден ефект**, **магнитоконцентрационен ефект** [28, 35, 39, 85, 152, 161].

Ефектът на Хол се състои във възникване на напречно електрическо поле в образец с ограничени размери, през който протича електрически ток и едновременно е подложен на въздействието на перпендикулярно магнитно поле (фиг. 1.2) [17, 20, 21, 22, 25, 90, 34, 38, 110, 114, 152, 164].



Фиг.1.2. Схематично изображение на ефекта на Хол

В зависимост от геометричните размери и структурата на образца, ефектът на Хол може да се разглежда в два режима – **напрежение на Хол** и **ток на Хол**. Напрежението на Хол възниква в дълги и тънки образци от полупроводников материал с еднакъв тип проводимост. Режимът на ток на Хол възниква, когато Холовите гранични повърхности са електрически окъсени и $U_H=0$. Това условие се изпълнява в къси образци, в които разстоянието между

захранващите контакти е по-малко от това между Холовите гранични повърхности.

Магниторезистивният ефект (ефект на Гаус) се изразява в изменение на електрическото съпротивление на полупроводник под действие на магнитно поле [17, 20, 21, 22, 34, 36, 96, 135, 145]. Този ефект се наблюдава както в надлъжно, така и в напречно магнитно поле.

Магнитоконцентрационният ефект (ефект на Сул-Шокли) се състои в изменение на концентрацията на токоносителите в полупроводници с примесна и собствена проводимост под действие на магнитното поле [20, 21, 30, 35].

Магнитодиодният ефект се изразява в изменение на неравновесната проводимост в полупроводник с дълга база [20, 21, 34, 35, 39, 80, 86, 89, 103]. При високи нива на инжекция в диоди с дълга база разпределението на токоносителите, а следователно и съпротивлението на базата, силно зависят от ефективната им дифузионна дължина L . Магнитодиодният ефект се явява суперпозиция на магнитоконцентрацията и инжекцията на токоносителите в полупроводникови структури с един или два PN преходи, включени в права посока.

Съществуват и **други** галваномагнитни явления, като *планарен ефект на Хол*, *вторичен ефект на Хол*, *собствен ефект на Хол*, *фотоефект на Хол*, *ефект на Етингхаузен*, *ефект на Нерст*, *инурова магниточувствителност*, *магнитоплазмен ефект* [21, 22, 114, 127, 129, 166] и други. Тези ефекти намират ограничено приложение и оказват сравнително по-слабо влияние върху характеристиките на сензорите [35, 37, 114, 158].

1.2. Видове галваномагнитни сензори

1.2.1. Основни характеристики и параметри

Галваномагнитните сензори (ГМС) се състоят от чувствителен елемент и електронна схема, осигуряваща оптимално захранване, усилване и формиране на вида и параметрите на изходния сигнал, постояннотокова и температурна стабилизация и отстраняване на дрейфа на нулата.

Основните характеристики, които описват галваномагнитните елементи като преобразуватели на магнитното поле в електрически сигнал, са преобразувателните характеристики. Те представляват зависимост на изходното напрежение U_0 от приложеното магнитно поле B , управляващия ток I_s и температурата на околната среда T° . Функционирането на галваномагнитните елементи е в пряка връзка с такива техни параметри, като [2, 30, 37, 54, 112, 137, 141, 166, 179]:

Номинално напрежение U_{nom}, V ;

Номинална стойност на управляващия ток I_s, mA ;

Максимална стойност на управляващия ток I_{sMAX}, mA ;

Праг на магниточувствителност B_T, T ;

Абсолютна магниточувствителност по ток $S_I, A/T$ и по напрежение $S_U, V/T$;

Относителна токова γ_I и напрежениова γ_U магниточувствителност;

Минимална стойност на индукцията на управляващото магнитно поле B_{MIN}, T ;

Максимална магнитна индукция B_{MAX}, T ;

Долна и горна гранична работна честота F_L, F_H, Hz ;

Честотна лента на управление на синусоидално модулираното магнитно поле F_{BW}, Hz ;

Честотна лента на пропускане на управляващия електрически сигнал F_{BW}, Hz

1.2.2. Класификация на галваномагнитните сензори

За нуждите на измервателната и преобразувателната техника е разработена широка гама галваномагнитни сензори. Те се различават по такива критерии, като: вид на чувствителния елемент, вид на материала, технология на изготвяне, вид и характер на формиране на изходния сигнал и др. [4, 28, 89].

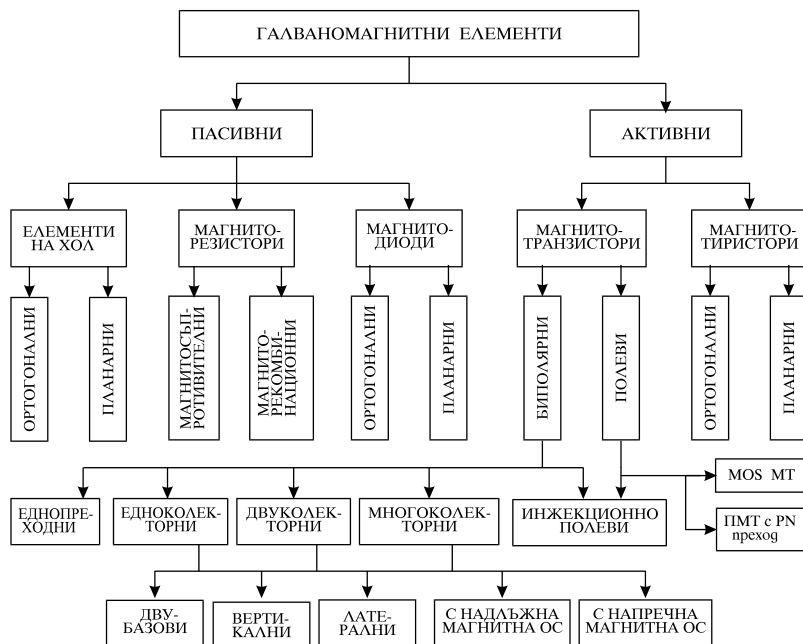
1.2.2.1. Дискретни галваномагнитни сензори

На фиг. 1. 3 е представена обобщена класификация на дискретните галваномагнитни елементи. Те се разделят на две основни групи - активни и пасивни, като при активните се осъществява усилване на изходния сигнал в самия елемент, което осигурява по-високата им чувствителност.

Елементи на Хол

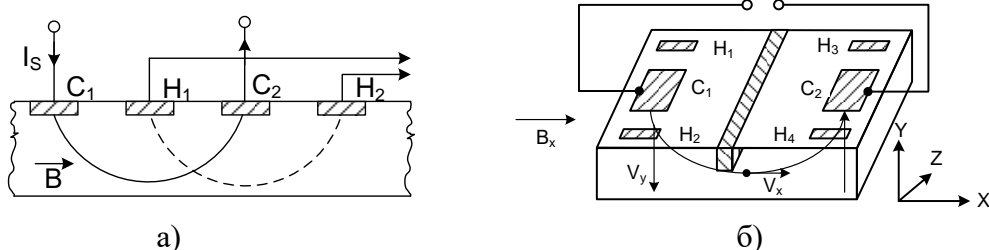
Елементите на Хол са едни от най-разпространените галваномагнитни сензори, чието действие се основава на ефекта на Хол [11, 17, 20, 34, 42, 43, 82, 84, 111, 114, 121, 148, 152, 169]. Те притежават относително висока чувствителност (до 150V/AT), линейна изходна характеристика и малка инерционност, което е предпоставка за използването им при високи честоти. Основните им недостатъци са лоша температурна стабилност, голямо остатъчно напрежение и

сложен технологичен цикъл на производство.



Фиг. 1.3. Обобщена класификация на дискретните галваномагнитни елементи

На фиг. 1.4 са показани микросензори на Хол (разработени от Руменин с колектив), използващи принципа на генериране на изходен сигнал чрез паралелно магнитно поле. При структурата от фиг. 1.4, а) въздействието на магнитното поле \mathbf{B} предизвиква генериране на напрежение на Хол в горната повърхност на чипа в областите между токови контакти C_1 и C_2 . Действието на структурата от фиг. 1.4, б) се основава на нелинейната траектория на токоносителите в обема на структурата, започваща и завършваща на горната ѝ повърхност.



Фиг. 1.4. Структури на планарни елементи на Хол [54]

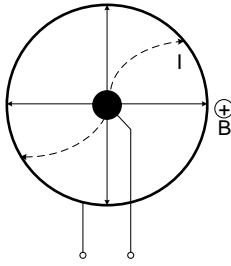
Основните предимства на хоризонталните елементи на Хол в сравнение с ортогоналните са: пълна съвместимост с интегралните технологии на изготвяне; възможност за създаване на тяхна основа на интегрални двумерни и тримерни векторни магнитометри; външно електрическо компенсиране на токовата и потенциалната асиметрия вътре в структурата; съществено редуциране на температурния дрейф на изхода; отпадане на необходимостта от създаване на висококачествен епитаксиален слой.

Елементите на Хол се различават по структура и технология на изработка, брой изводи, корпус, ос на магниточувствителност, управляващ ток и др.

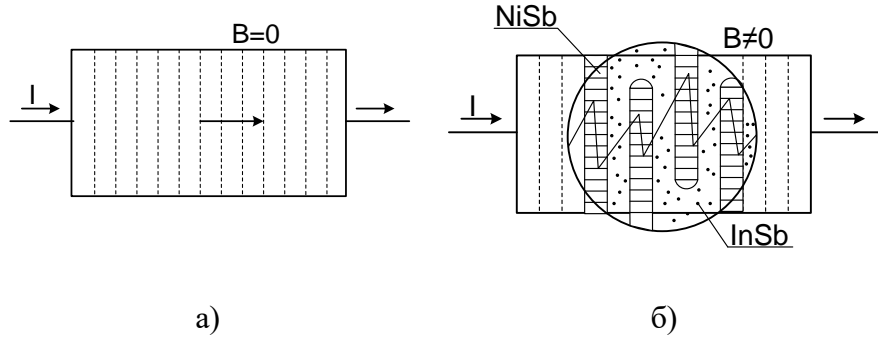
Магниторезистори

В *магниторезисторите* се използва магнитосъпротивителният ефект [2, 17, 21, 22, 34, 36, 37, 47, 67, 80, 96, 133, 136], т.е., действието им се основава на удължаване на траекторията на токоносителите при прилагане на магнитно поле, в резултат на което се увеличава съпротивлението на елемента. Произвеждат се от материали с голяма подвижност на токоносителите.

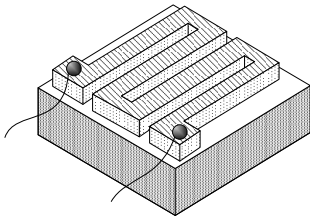
Съществува голямо разнообразие от конструкции на магниторезистори [54, 67, 89]. Най-разпространените оптимални конструкции, които осигуряват генериране на геометричен магниторезистивен ефект, са реализирани под формата на *диск на Корбино* (фиг. 1.5). На фиг. 1.6 е показан друг вид конструктивно изпълнение на магниторезистор на базата на магниточувствителни слоеве върху изолационна подложка.



Фиг. 1.5. Диск на Корбино



Фиг. 1.6. Конструкция на магниторезистор на базата на чувствителни слоеве: а) при $B=0$; б) при $B \neq 0$



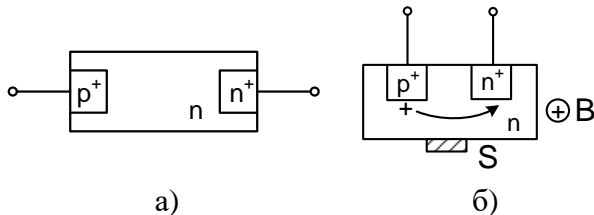
Фиг.1.7. Конструкция на монолитен магниторезистор

На фиг. 1.7 е представена монолитна конструкция на магниторезистор, представляващ меандрично отложен магниторезистивен материал върху керамична или феромагнитна подложка. Намира приложение за измерване на магнитни полета във въздушни междини на електродвигатели, трансформатори, дросели и др.

Основните недостатъци на магниторезисторите се свеждат до: ниска технологичност, която се дължи на масивния характер на елемента; сравнително големи габарити; трудно съгласуване с MOS интегралните схеми поради ниското им съпротивление [96, 114, 158, 177].

Магнитодиоди

Функционирането на *магнитодиодите* се основава на магнитодиодния ефект [2, 21, 22, 26, 34, 38, 80, 114]. Те биват *ортогонални* (обемни) и *планарни* – фиг. 1.8.



Фиг. 1.8. Примерни разновидности на магнитодиоди: а) ортогонален магнитодиод; б) планарен магнитодиод

За ортогоналните магнитодиоди (фиг. 1.8, а) е характерно, че е трудно да се обработи само едната повърхност на образеца, поради което той се обработва еднакво от всички страни. За повишаване на чувствителността на магнитодиодите, в структурата им се въвежда специална област S с голяма скорост на рекомбинация на инжектираните токоносители (фиг. 1.8, б).

Чрез магнитодиода може да се определя посоката на магнитното поле [38, 67, 166, 178]. Относителната магниточувствителност по напрежение γ_U за силициеви и германиеви магнитодиоди е в границите от 30V/AT до 90V/AT [54]. Честотната лента, в която те могат да работят, е $F_{BW} = (1 \div 10)$ kHz [34, 86, 136, 166, 178]. За разширяване на линейността на преобразователната им характеристика им и за намаляване на температурния дрейф се прилага диференциалният подход [54].

Магнитотранзистори

Магнитотранзисторите са едни от най-известните и перспективни галваномагнитни полупроводникови сензори. Характеризират се с висока чувствителност и линейна преобразователна характеристика. Магнитотранзисторите се разделят на три основни групи: *биполярни*, *ViMOS* и *полевни*.

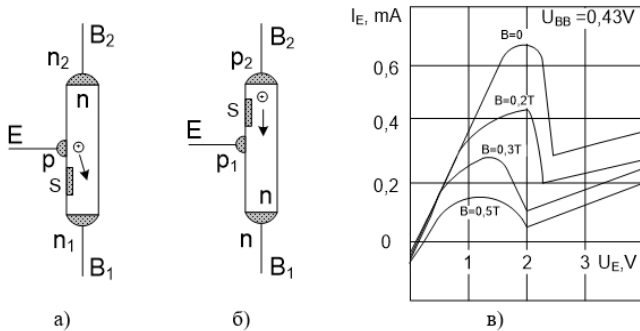
• Биполярни магнитотранзистори

Биполярните магнитотранзистори (БМТ) представляват биполярни транзистори с широка база [4, 19, 21, 22, 34, 37, 38, 40, 60, 61, 77, 91, 92, 167, 182, 186]. Конструкцията и работният им режим се избират така, че да се получи максимална чувствителност на изходния сигнал към въздействието на магнитното поле.

Съществува голямо разнообразие на биполярни магнитотранзистори [4, 20, 28, 38, 54, 58, 75, 91, 147, 159, 160, 181, 183, 184, 185], като те могат да се класифицират по различни признаци, като: тип на инжектираните токоносители от емитера, ориентация на тока спрямо повърхността на подложката, вид на активната сензорна област, брой на колекторите структури и др. Основен класификационен параметър на биполярните магнитотранзистори е способът за тяхното активизиране с външно магнитно поле - *ортогонални*, когато векторът \mathbf{B} е перпендикулярен на равнината на структурите и *паралелно-магнитополев* - ако \mathbf{B} е паралелно на равнината на подложката.

➤ *Еднопреходни магнитотранзистори*

Еднопреходните магнитотранзистори (двубазови магнитодиоди) са разновидност на биполярните магнитотранзистори са [20, 21, 34, 38, 45, 86, 114].



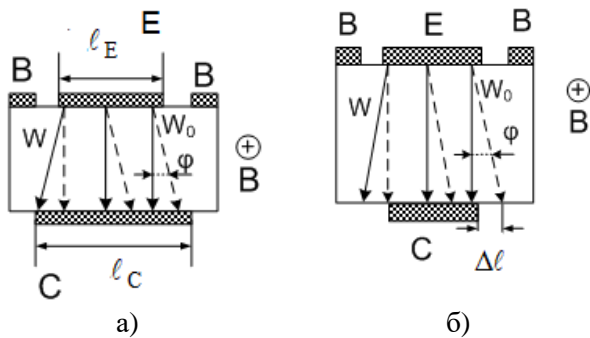
Фиг. 1.9. Симетричен еднопреходен магнитотранзистор: а, б) – структури; в) – ВАХ $I_E=f(U_E)$ при $B=\text{const}$

На фиг. 1.9, а и б) са представени две структури на еднопреходен магнитотранзистор, а на фиг. 1.9, в) е изобразена волт-амВАХ $I_E=f(U_E)$ при $B=\text{const}$ за схема на свързване база-база на симетричен еднопреходен магнитотранзистор.

Магниточувствителността на еднопреходните магнитотранзистори е сравнима с тази на магнитодиодите ($5 \cdot 10^3 \text{ V/AT}$).

➤ *Едноколекторни биполярни магнитотранзистори*

Едноколекторните биполярни магнитотранзистори се характеризират с **широка** база, разположена между емитера и колектора [20, 21, 34, 38, 54, 62, 63, 77, 80, 109, 129, 131, 158, 160, 167, 183, 186]. На фиг. 1.10 са показани два вида структури на едноколекторен биполярен магнитотранзистор.



Фиг. 1.10. Структури на едноколекторни биполярни ортогонални магнитотранзистори: а) с тънка база и б) с увеличена ширина на базовата област.

Коефициентът на предаване по ток α за схема обща база (ОБ) се определя чрез зависимостта:

$$\alpha = 1 - 0,5 \left(\frac{W}{L} \right)^2 \approx \alpha_0 - B^2 \frac{q\mu W_0^2}{2kT\tau}, \quad (1.18)$$

където: α_0 - коефициент на предаване по ток при отсъствие на магнитно поле ($B=0$); T - абсолютна температура; k - константа на Болцман; W_0 - път, изминат от токоносителите при отсъствие на магнитно поле ($B=0$); W - път, изминат от токоносителите при приложено магнитно поле ($B \neq 0$), L - дифузионна дължина.

За схема общ емитер (ОЕ) коефициентът на предаване по ток е:

$$\beta = 2 \left(\frac{L}{W} \right)^2 = 2 \left(\frac{L}{W_0} \right)^2 \left(1 - 0,5\mu^2 B^2 \right)^2 \approx \beta_0 - 2\tau\mu^3 B^2 \frac{kT}{qW_0^2} \quad (1.21)$$

Чрез **увеличаване** на ширината на базовата област [20, 34] (фиг. 1.10б) коефициентите на предаване по ток за схеми ОБ и ОЕ намаляват и се определят съответно с уравненията:

$$\alpha' \approx \alpha_0 \left(1 - \mu B \frac{W_0}{l_C} \right) - \frac{\mu B^2 q W_0^2}{2kT\tau}; \quad (1.22) \quad \beta' \approx \beta_0 \left(1 - \mu B \frac{W_0}{l_C} \right) \left(1 - \beta_0 \mu B \frac{W_0}{l_C} \right), \quad (1.23)$$

където l_C е дължина на колектора.

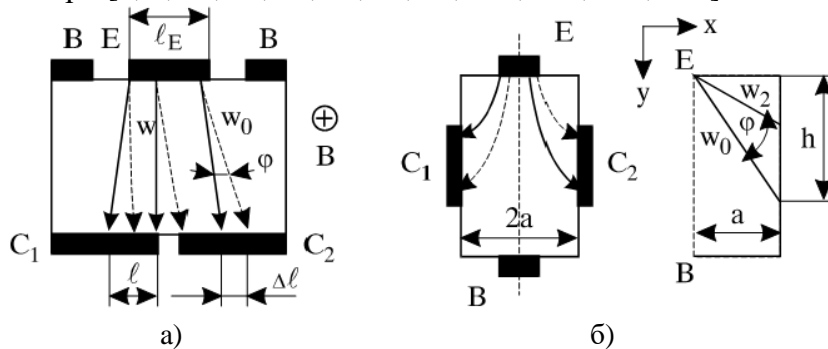
➤ *Двуколекторни биполярни магнитотранзистори*

Най-голям интерес в областта на галваномагнитните полупроводникови сензори представляват *двуколекторните* магнитотранзистори (ДМТ). При тях магнитното поле предизвиква преразпределение на инжектираните токоносители между двата колектора. Те се характеризират с висока чувствителност и линейност на преобразователните характеристики [7, 16, 19, 21, 23, 34, 38, 49, 54, 56, 77, 92, 124, 126, 130, 141, 154, 155, 181, 184, 186], което предопределя тяхното широко приложение и разнообразие от конструктивни решения.

Основен параметър на двуколекторните магнитотранзистори е *магниточувствителността* (токова и напреженова), която варира в границите $(10^{-2} \div 4) 1/T$. Това се дължи на комбинираното действие на следните основни сензорни механизми [19, 54, 80, 114, 129]:

- *Отклонение* на неосновните токоносители под действие на силата на Лоренц;
- *Магнитотранзисторен ефект на Хол*;
- *Магнитоконцентрационен ефект*.

На фиг. 1.11 са показани две структури на двуколекторни биполярни магнитотранзистори [4, 7, 19, 20, 22, 54, 77, 80, 154, 155, 181, 183].



Чувствителността на структурата на ДМТ от фиг. 1.11, а) се определя от съвместното действие на два галваномагнитни ефекта върху токоносителите - *изменение* на ефективната дължина на базата и *преразпределение* на инжектираните токоносители. При $B=0$ токоносители се разпределят поравно

Фиг. 1.11. Структури на двуколекторни магнитотранзистори: а) вертикален ДМТ; б) латерален ДМТ с вертикални колектори между двата колектора, поради което токовете им са равни. Затова за схема на свързване ОВ може да се запише, че $I_{C1}=I_{C2}=0,5\alpha I_E$ (α - сумарен коефициент на предаване по ток). Напречното магнитно поле с индукция B отклонява потока от токоносители в посока от единия към другия колектор (прекъснатите линии на фиг. 1.11, а). В резултат на това ефективната дължина на първия колектор намалява, а на втория се увеличава с $\Delta\ell$. Колекторните токове в този случай се определят с изразите:

$$I_{C1} = 0,5\alpha I_E \left(1 - \mu B \frac{W_0}{\ell} \right), \quad (1.24) \quad I_{C2} = 0,5\alpha I_E \left(1 + \mu B \frac{W_0}{\ell} \right), \quad (1.25)$$

където: I_E - емитерен ток; $\ell \approx 0,5\ell_E + W_0$ - част от колектора, през която протича основният му ток в отсъствие на магнитно поле; ℓ_E - дължина на емитера.

За схема ОЕ са в сила следните зависимости:

$$I_{C1} = 0,5I_B \left(\beta_0 - 2\mu^3 B^2 \frac{kT\tau}{qW_0^2} \right) \left(1 - \frac{\mu B W_0}{0,5\ell_E + W_0} \right); \quad (1.28)$$

$$I_{C2} = 0,5I_B \left(\beta_0 - 2\mu^3 B^2 \frac{kT\tau}{qW_0^2} \right) \left(1 + \frac{\mu B W_0}{0,5\ell_E + W_0} \right). \quad (1.29)$$

От уравнения (1.28) и (1.29) следва, че ефектът на преразпределение на инжектираните токоносители предизвиква увеличаване на тока I_{C2} и съответно намаляване на тока I_{C1} . Ефектът на изменение на ефективната дължина на базата води до противоположно из-

менение на колекторните токове, а следователно и до намаляване на магниточувствителността на този тип магнитотранзистори.

Този недостатък е отстранен в структурата на **латерален магнитотранзистор с вертикални колектори** (фиг. 1.11, б) [20, 34]. В тази конструкция на ДМТ ефектите на изменение на ефективната дължина на базата и на преразпределение на токоносителите между колекторите действуват съгласувано, в резултат на което магниточувствителността се увеличава.

На фиг. 1.11, б) (частта в дясно) е показана частта от базата, която е в близост до колектор C_2 . Това геометрично представяне може да се ползва за оценка на влиянието на магнитното поле върху ефективната дължина на базата.

От фиг. 1.11, б) (частта в дясно), която представлява геометрична интерпретация на частта от базата, която е в близост до колектор C_2 , за ефективната дължина на пътя, който изминават токоносителите към колектор C_2 при $B \neq 0$, се получава зависимостта:

$$W_2 = \frac{W_0}{\left(\frac{h}{a} \operatorname{tg} \varphi + 1\right) \cos \varphi} = \frac{W_0}{\left(1 + \frac{E \mu B a q}{2kT}\right) (1 - 0,5 \mu^2 B^2)} \quad (1.31)$$

За лявата част на базата, като се отчете, че W_0 и W сменят местата си, се получава:

$$W_1 = W_0 (1 + E \mu B a q / 2kT) (1 - 0,5 \mu^2 B^2) \quad (1.32)$$

Колекторните токове I_{C1} и I_{C2} за структурата на магнитотранзистора от фиг. 1.11, б) се определят по зависимостите [20]:

$$I_{C1} = A I_B \frac{E}{W_0} \frac{1 - \mu B W_0 / \ell}{(1 + E \mu B a / 2U_T) (1 - 0,5 \mu^2 B^2)}; \quad (1.35)$$

$$I_{C2} = A I_B \frac{E}{W_0} (1 + E \mu B a / 2U_T) (1 - 0,5 \mu^2 B^2) (1 + \mu B W_0 / \ell), \quad (1.36)$$

където: A - константа, която зависи от геометричните размери и електрофизичните параметри на материала; $\ell = 0,5 \ell_E + \sqrt{2 D W_0 / \mu E}$. (1.37)

Сравнителният анализ на двете конструкции (фиг. 1.11, а, б) показва, че хоризонталните ДМТ притежават по-висока магниточувствителност, което се дължи на съвместното действие на ефектите на Лоренцовото отклонение на инжектираните в базата токоносители и на намаляване на ефективната дължина на базата. Магниточувствителността на двете структури нараства с намаляване ширината на емитера, тъй като токоносителите, инжектирани от края на емитера, не се преразпределят между колекторите. Поради по-голямата подвижност на електроните в сравнение с дупките, NPN магнитотранзисторите имат по-голяма чувствителност.

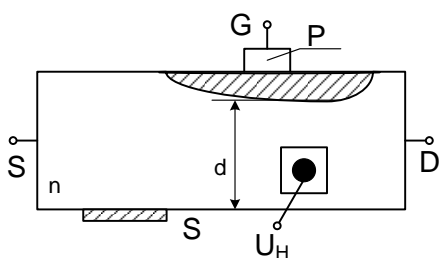
Повишаване на магниточувствителността на ДМТ може да се постигне чрез използване на ефекта на Хол в структурата на т.н. **двубазов ДМТ** [20, 54, 111, 114].

- **Полеви магнитотранзистори**

В *полевите магнитотранзистори* се използва ефектът на изменение на средната концентрация на токоносителите в полупроводниковата структура [20, 21, 34, 80, 86, 111, 114, 128, 133, 140, 153, 170]. На фиг. 1.12 е показана структура на полеви магнитотранзистор. Той се отличава от обикновените по наличието на допълнителен страничен електрически контакт за снемане на напрежението на Хол.

Полевите магнитотранзистори биват **MOS** и полеви магнитотранзистори с **PN преход**, като при първите по-лесно се създават холовите електроди. Чувствителността на силициевите р-канални магнитотранзистори при $I_D = 0,1 \text{ mA}$ е от порядъка на 400 V/AT, което

означава, че тя е $5 \div 10$ пъти по-голяма от тази на елементите на Хол, базирани на аналогичен материал.

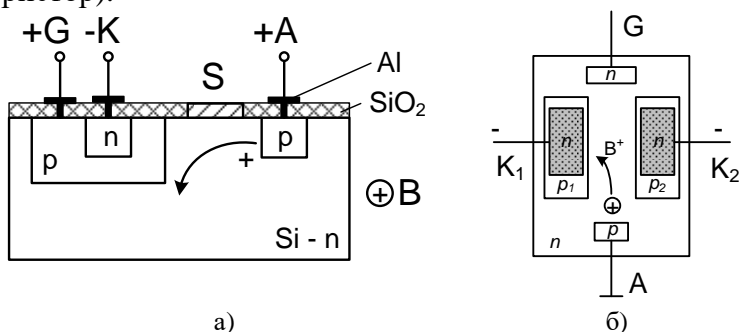


Фиг. 1.12. Структура на полеви магнитотранзистор

Макар че по чувствителност и ниво на собствени шумове отстъпват на БМТ [20], полевите магнитотранзисторни сензори намират по-широко приложение поради ниската консумирана мощност и технологичната съвместимост със CMOS интегралните технологии [16, 22, 34, 38, 153]. Основното предназначение на полевите магнитотранзистори е в системите за визуализация на магнитно поле и устройствата за четене на информация от магнитни носители.

Магнитотиристори

Особеностите на структурата на *магнитотиристорите* [17, 20, 21, 34, 129, 158] позволяват еквивалентната им схема да се представи чрез два магнитотранзистора. На фиг. 1.13, а) е показана структура на планарен магнитотиристор [20, 22, 34], а на фиг. 1.13, б) - топология на магнитотиристор с общ анод и обща база (диференциален магнитотиристор).

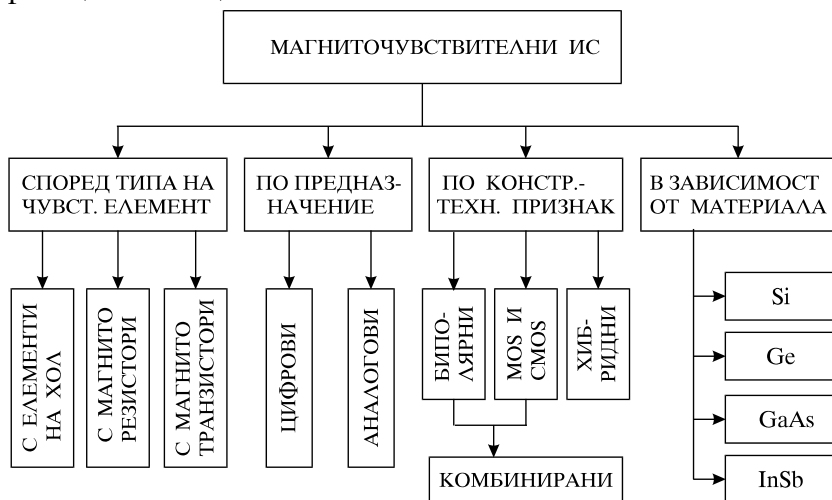


Фиг. 1.13. Магнитотиристори: а) планарен; б) диференциален

Изключването на магнитотиристорите се осъществява както при обикновените тиристори. Магнитотиристорите се изработват по стандартна биполарна технология от Si. Дискретните магнитотиристори нямат широко приложение. По-използвани в практиката са интегралните сензори с цифров изход.

1.2.2.2. Магниточувствителни интегрални схеми

Магниточувствителните интегрални схеми (МЧИС) притежават редица предимства в сравнение с галваномангнитните дискретни елементи. Съществуващите МЧИС могат да се класифицират по различни критерии, като на фиг. 1.14 е представена обобщена класификация на същите.



Фиг. 1.14. Обобщена класификация на МЧИС

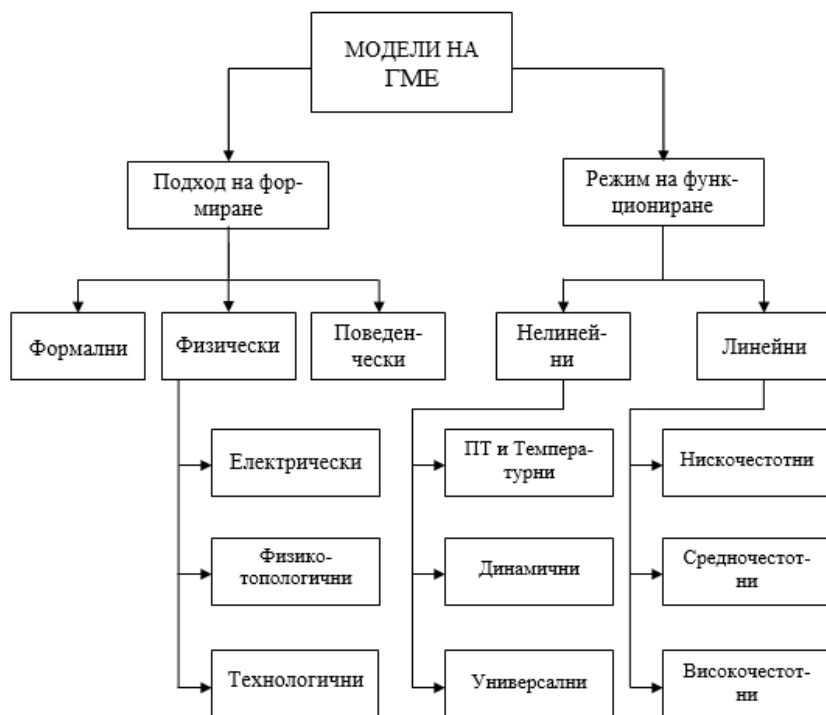
тези, изготвени по биполарна технология с диодна изолация, имат ниска консумирана мощност, висока интегрална плътност, малко остатъчно напрежение, малки габарити и ниска себестойност [3].

Най-широко приложими в практиката са МЧИС, при които в качеството на активен елемент се използва елемент на Хол. Особено перспективни от тази група магниточувствителни ИС са тези на основата на хоризонтални многоколкаторни БМТ, изготвяни по стандартна CMOS технология. Те се отличават с около 30 пъти по-голяма магниточувствителност от

С развитието на магнитосензориката и интегралните технологии се появиха и т.н. „интелигентни” или SMART МЧИС [32, 33, 57, 143]. Едно от основните им предимства пред конвенционалните магниточувствителни интегрални схеми е възможността им за автоматична настройка и калибриране на параметрите

1.3. Моделиране на галваномагнитни елементи

Моделирането на градивните схемотехнически елементи, в това число и на галваномагнитните, е етап от цялостното им проектиране и изследване [13, 18, 50, 68, 77, 104, 116, 145].



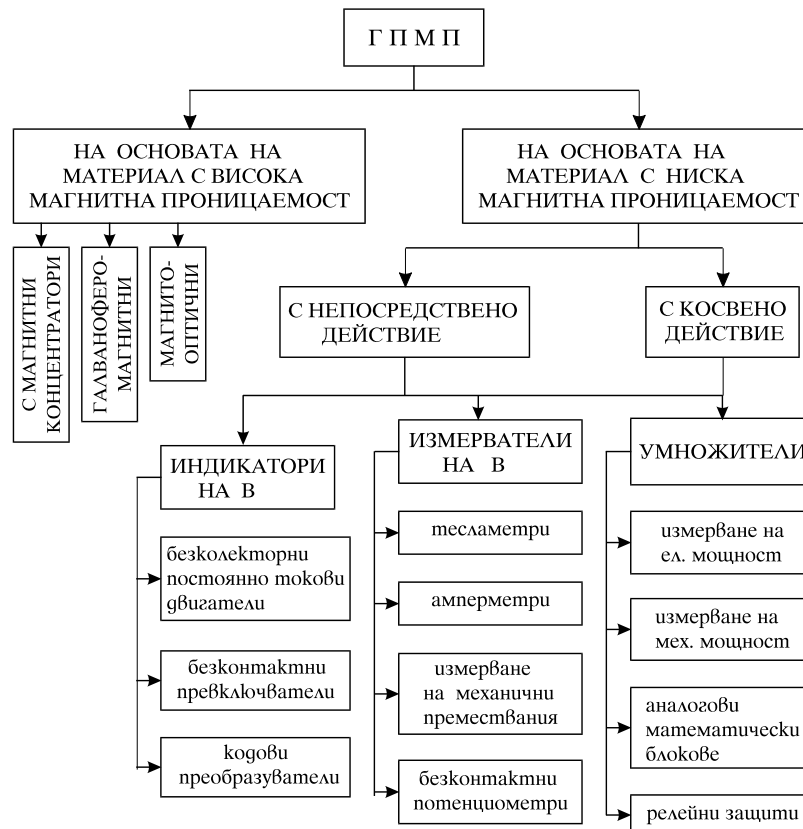
Фиг.1.16. Обобщена класификация на моделите на галваномагнитни елементи

По подобие на моделирането на обикновените полупроводникови елементи и интегрални схеми, в резултат на моделирането на галваномагнитни елементи се стига до модели, които могат да се класифицират по различни критерии, като основни са следните два: подход на създаване и режим на функциониране (фиг. 1.16). Поведенческото аналогово моделиране се основава на описването на схемни компоненти, както и на части от схеми, чрез задаване на математическото им поведение или на предавателните им функции [71, 78,

149]. В зависимост от конкретния елемент и наличната за него информация, описването може да се извърши чрез формула, таблица или Лапласов аналитичен израз, като се използват разширените възможности на двата вида зависими източници – зависим източник на напрежение, управляван от напрежение (**ЗИНУН**) и зависим източник на ток, управляван от напрежение (**ЗИТУН**). Тези източници са налични в библиотеките на съвременните програмни системи за автоматизирано проектиране на схеми и системи и са известни като **E** и **G** източници [78, 102, 123, 142]. Отчитайки особеностите на галваномагнитните елементи, следва, че поведенческото моделиране е напълно приложимо спрямо тях.

1.4. Области на приложение на галваномагнитните сензори

Разгледаните галваномагнитни елементи намират широко приложение в области, като автоматиката, компютърните и комуникационните системи, автомобилостроенето, роботиката, електротехниката, машиностроенето, медицината, екологията, геотехниката, военната техника, хранително-вкусовата промишленост и др. Те са в основата на разработени множество устройства, които преобразуват магнитното поле в електрически сигнал (преобразуватели на магнитно поле). Освен това, могат да се използват и за измерване или контрол на немагнитни величини с помощта на междинно преобразуване на сигнала в магнитно поле (двойно преобразуване) [37, 54, 86, 158]. На фиг. 1.17 е представена обобщена класификация на галваномагнитните преобразуватели на магнитно поле (ГПМП) по различни критерии. Според предназначението си, те могат да се обособят в три основни групи [22, 28, 37, 41, 54, 59, 86, 89, 103, 111, 157] - *индикатори на магнитно поле, измерватели на магнитна индукция и за аналогова обработка на два или повече сигнала.*



Фиг.1.17. Обобщена класификация на галваномангнитните преобразуватели на магнитно поле

1.5. Изводи

1. Разгледани са особеностите на основните видове галваномангнитни ефекти.
2. Извършена е обобщена класификация на дискретните галваномангнитни елементи и магниточувствителни интегрални схеми според принципа на функциониране и по конструктивно-технологични особености. Анализирани са предимствата и недостатъците на различни галваномангнитни структури. Акцентирано е върху особеностите на биполярните магнитотранзистори.
3. Предложена е обобщена класификация на моделите на галваномангнитните елементи според подхода на формиране и режима на функционирането им.
4. Систематизирани са полупроводниковите преобразуватели на магнитно поле според вида на материала от гледна точка на неговата магнитна проникваемост, начина на преобразуване на измерваната или контролирана входна величина и областите на приложение.

ГЛАВА II – ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДВУКОЛЕКТОРЕН МАГНИТОТРАНЗИСТОР

2.1. Обосновка за необходимостта от експериментални данни

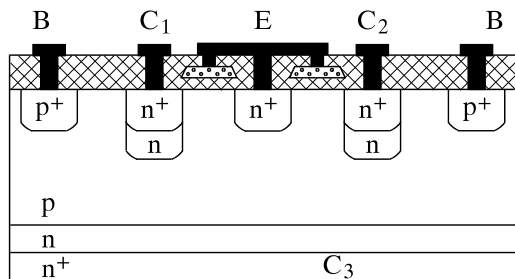
Експерименталното изследване на ДМТ позволява да се извърши реална оценка за функционирането на елемента с оглед на практическото му приложение, както и да се избере оптимален режим на работа на магнитотранзистора. Освен това, необходимостта от експериментални характеристики се обуславя и от факта, че определянето на моделните параметри на ДМТ е възможно единствено чрез обработка на експериментална или фирмена информация, каквата за съжаление отсъства в необходимия вид и обем. Поради това една от задачите на настоящата работа е експериментално изследване на характеристики и параметри на ДМТ. Като се имат предвид особеностите на структурите на двуколекторните магнитотранзистори, както и аналогията на функционирането им при отсъствие на магнитно поле с биполярните инжекционни транзистори, следва, че за успешното решаване на задачата за определяне на моделните им параметри са необходими

експериментални данни за основни статични и динамични характеристики и параметри [15, 38, 65, 66, 68, 77, 87, 138].

2.2. Структура на експериментален образец на двуколекторен магнитотранзистор, тип 2Т1МП1

В настоящата работа са извършени експериментални изследвания на образец на силициев двуколекторен NPN магнитотранзистор с паралелно-магнитополева чувствителност, тип 2Т1МП1, изготвен в ИПФ гр. Пловдив.

Структурата на изследвания експериментален образец е показана на фиг. 2.1 [53].



⊕
B

Тя представлява диференциална двойка от латерални МТ, формирани от областите емитер-база-първи измервателен колектор и емитер-база-втори измервателен колектор. Елементът съдържа и допълнителен колектор C_3 , успореден на дънната част на емитерния преход. На горната повърхност на Si кристал се намира плосък емитер Е и два паралелни странични колектора C_1 и C_2 , разположени в базовата област в границите

Фиг.2.1. Структура на експериментален образец на ДМТ, тип 2Т1МП1

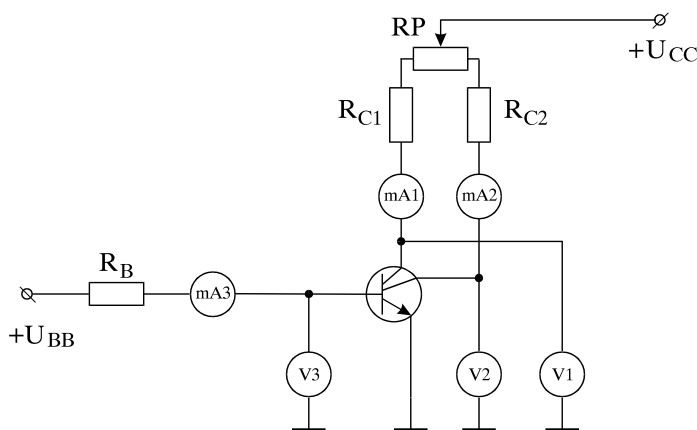
на дифузионната дължина на инжектираните неосновни токоносители Зад първия и втория измервателни колектори са разположени съответно първи B_1 и втори B_2 базови електроди, които са вътрешно свързани в структурата. Базата е равномерно легирана и МТ е бездрейфов.

При отсъствие на магнитно поле ($B=0$) през измерителните колектори C_1 и C_2 протичат еднакви токове, т.е. потенциалите на двата колектора са равни. При наличие на магнитно поле, чийто вектор на магнитна индукция е успореден на повърхността на структурата и е по посока на оста на симетрия (фиг.2.1), в базовата област се извършва преразпределение на инжектираните от емитера токоносители. Към ефекта на преразпределение на токоносителите под действие на магнитно поле се добавя още и ефектът на изменение на ефективната дължина на базата (фиг. 1.11). Възникналите магнитодифузионни токове от неосновни токоносители предизвикват противофазни изменения на токовете на измерителните колектори (C_1 и C_2), т. е. единият ток нараства, а другият намалява.

2.3. Експериментални резултати

Доколкото целта на експерименталното изследване е получаване на информация за основните характеристики на магнитотранзистора, която да се използва за определяне на моделните му параметри, то резултатите за изследвания образец на ДМТ ще бъдат представени чрез числените стойности на конкретните величини (токове, напрежения, магнитна индукция, капацитети, честоти и др.).

2.3.1. Статични характеристики



Статичните характеристики са изследвани за схема на свързване ОЕ на ДМТ, като е използвана показаната на фиг. 2. 2 опитна постановка.

Фиг.2.2. Експериментална постановка за изследване на статични характеристики на ДМТ при схема на свързване ОЕ

2.3.1.1. Волт-амперни характеристики

Експерименталните изследвания на ВАХ за статичен режим на работа на ДМТ са извършени при отсъствие на магнитно поле ($B=0$), като за целите на моделирането са получени резултати за следните характеристики:

Входни характеристики - $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{CE} = \text{const}$

В табл. 2.1 са представени измерените с милиамперметъра **mA3** стойности на базовия ток при изменение на напрежението на емитерния преход в интервала ($0,45 \div 0,85$)V за две стойности на напрежението U_{CE} ($U_{CE} = 0V$ и $U_{CE} = 0,5V$).

Таблица 2.1. Експериментални резултати за входната характеристика на ДМТ

U_{BE}, V		0,45	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,85
$U_{CE} = 0V$	I_B, mA	0	0,01	0,04	0,12	0,3	0,63	1,28	-
$U_{CE} = 0,5V$	I_B, mA	0	0	0,01	0,06	0,1	0,25	0,5	1,32

Измерените стойности на базовия ток показват, че при увеличаване на напрежението U_{CE} , вследствие влиянието на ефекта на Ърли, базовият ток се увеличава, т.е., входната характеристика се измества надясно. Ясно е още, че прагът на отпушване на ДМТ е около 0,55V и до около 0,85V емитерният преход е в отпушено състояние.

Изходни характеристики - $I_C = f(U_{CE})$ при $I_B = \text{const}$

Резултатите за семейството изходни характеристики на ДМТ са показани в табл. 2.2. Общият колекторен ток I_C е получен чрез сумиране на измерените с милиамперметрите **mA1** и **mA2** токове I_{C1} и I_{C2} ($I_C = I_{C1} + I_{C2}$).

Таблица 2.2. Експериментални резултати за семейство изходни характеристика на ДМТ

		Колекторен ток - I_C, mA									
U_{CE}, V	I_B, mA	0,0	0,035	0,25	0,5	0,75	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
0,4	-0,55	0	0,830	0,90	0,910	0,930	0,950	0,966	0,970	0,975	
0,6	-0,55	0	1,517	1,650	1,669	1,710	1,729	1,730	1,790	1,827	
0,8	-0,55	0	2,310	2,414	2,483	2,517	2,559	2,620	2,690	2,724	
1,0	-0,55	0	3,070	3,250	3,301	3,380	3,480	3,517	3,586	3,655	
1,2	-0,55	0	3,860	3,965	4,140	4,276	4,345	4,414	4,538	4,621	
1,4	-0,55	0	4,560	4,966	5,035	5,132	5,341	5,380	5,448	5,550	

Анализът на резултатите показва, че при малки стойности на напрежението U_{CE} (до около 0,25V) стойността на колекторния ток нараства значително, което означава, че стръмността на изходните характеристики в този участък е голяма.

Проходна характеристика - $I_C = f(U_{BE})$ при $T=25^\circ C$

От резултатите за характеристиката $I_C = f(U_{BE})$ (табл. 2.3) следва, че нейното изменение е аналогично на начина на изменение на входната характеристика.

Таблица 2.3. Експериментални резултати за проходната характеристика на ДМТ

U_{BE}, V	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85
I_C, mA	0,015	0,035	0,12	0,4	1,0	2,2	4,9

Изходна характеристика при малки токове в режим на насищане - $U_{CEsat} = f(I_C)$

От експерименталните резултати за напрежението U_{CEsat} в режим на насищане при условие, че колекторният ток е с малки стойности (табл. 2.4), следва, че в изследвания обхват на изменение на тока ($I_C = (0,05 \div 1,1) \text{mA}$) изменението на напрежението U_{CEsat} е незначително.

Таблица 2.4. Експериментални резултати за изходната характеристика на насищане на ДМТ при малки токове

I_C, mA	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1
U_{CEsat}, mV	89	86	81	80	80	80	80	80	81	82	83	84

2.3.1.2. Магнитоелектрически характеристики

Информация за поведението на ДМТ в магнитно поле се съдържа в магнитоелектрическите му характеристики, основна от които е **тесла-амперната характеристика** $\Delta I_C = f(B)$ ($\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2}$).

Получените експериментални данни за семейство тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $I_E = \text{const}$ са представени в табл. 2.5.

Таблица 2.5. Експериментални резултати за семейство тесла-амперни характеристика на ДМТ

		Разлика между колекторните токове - $\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2}, \mu\text{A}$									
I_E, mA	B, mT	0	10	20	30	40	50	70	80	90	100
		1,0	0	0,62	1,20	1,30	2,50	3,10	5,00	5,20	5,90
2,0	0	1,25	2,54	4,90	6,07	7,10	9,98	11,20	12,50	13,80	
3,0	0	2,23	4,82	5,44	8,20	10,80	14,60	16,75	18,40	20,60	
4,0	0	2,54	5,42	7,61	10,38	13,80	18,30	21,15	24,35	25,80	
5,0	0	2,63	6,24	9,18	12,60	15,98	22,13	24,98	28,10	30,60	
6,0	0	3,72	7,52	10,40	14,10	17,80	24,98	28,60	31,60	35,00	

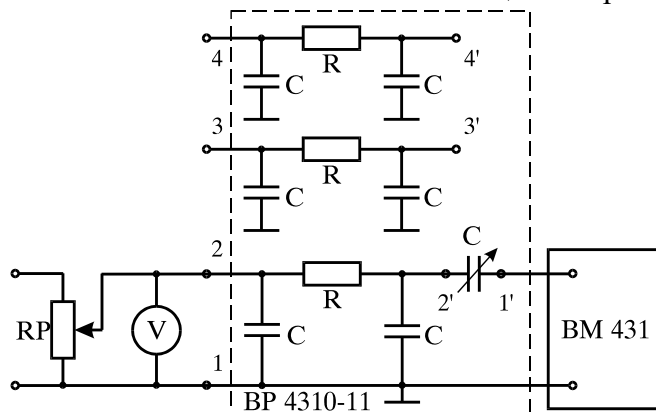
Резултатите са получени с опитната постановка от фиг. 2.2, като върху магнитотранзистора е приложено магнитно поле, създадено от предварително тариран електромагнит.

2.3.2. Динамични характеристики и параметри

2.3.2.1. Волт-фарадни характеристики

Моделирането на ДМТ в динамичен режим на работа изисква използването на моделни параметри, свързани с капацитетите на PN преходите.

На фиг. 2.3 е показана схемата на опитната постановка [4], която е използвана за изследване на изменението на капацитетите на PN преходите на ДМТ в режим на обратна поляризация. Свързаните към експерименталната постановка и означени като ВМ 431 и ВР 4310-11 блокове са съответно специализиран уред и приставка.



Фиг. 2.3. Опитна постановка за изследване на ВФХ

Бариерният капацитет за всеки един от PN преходите (C_{PN}) на ДМТ се пресмята по зависимостта:

$$C_{PN} = C_{ИЗМ} - (C_{УР} + C_K), \quad (2.1)$$

където: $C_{ИЗМ}$ - измерената стойност на капацитета; $C_{УР}$ - паразитен капацитет на уреда; C_K - общ паразитен капацитет на корпуса и изводите на ДМТ.

Експериментите са извършени при честота 1MHz и паразитен капацитет на изследвания образец на двуколекторен магнитотранзистор $C_K=0,3\text{pF}$.

Волт-фарадна характеристика на емитерния преход - $C_{TE} = f(U_{EB})$

Стойностите на бариерните капацитети за режим на обратна поляризация на емитерния преход са показани в табл. 2.6.

Таблица 2.6. Резултати за бариерните капацитети на емитерния преход на ДМТ

U_{EB}, V	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
C_{TE}, pF	4,731	4,355	4,145	4,036	3,964	3,913	3,873	3,855	3,846

**Волт-фарадни характеристики на колекторните преходи - $C_{TC1} = f(U_{CB})$,
 $C_{TC2} = f(U_{CB})$**

Таблица 2.7 съдържа пресметнатите по формула (2.1) стойности за бариерните капацитети на двата колекторни прехода за обратните напрежения U_{CB} , при които са извършени измерванията.

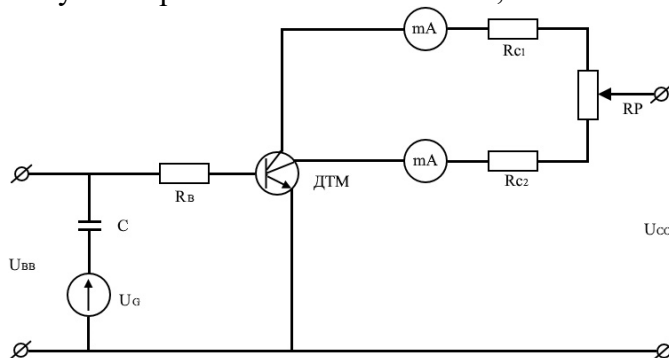
Таблица 2.7. Резултати за бариерните капацитети на колекторните преходи на ДМТ

U_{CB}, V	0	2	4	6	8	10	12
C_{TC1}, pF	2,186	1,965	1,862	1,869	1,773	1,754	1,751
C_{TC2}, pF	2,091	1,950	1,831	1,786	1,764	1,754	1,751

Разликата, макар и незначителна, в стойностите на бариерните капацитети на двата колекторни прехода означава, че съществува известна асиметрия в структурата на магнитотранзистора.

2.3.2.2. Транзитна честота

С транзитната честота f_T на магнитотранзистора по същество е свързан дифузионният капацитет на емитерния преход C_{DE} . За определяне на времеконстантата на емитерния преход τ_E , която е основен модел параметър, имащ пряко отношение към капацитета C_{DE} , са необходими данни от характеристиката $f_T = f(I_C)$ в широк обхват на нормален активен режим на работа при $U_{CE} = const$. Тази информация за изследвания МТ е получена чрез опитната постановка, чиято схема е представена на фиг. 2.4.



Фиг. 2.4. Опитна постановка за изследване на честотната характеристика $f_T = f(I_C)$

Постояннотоковият режим на работа се задава с регулируемите постояннотокови източници U_{BB} , U_{CC} и резисторите R_B , R_{C1} и R_{C2} , а чрез потенциометъра RP се изравняват токовете в двете колекторни вериги при $V=0$. Променливотоковият сигнал се подава на входа на опитната постановка от сигнал-генератор чрез разделителния кондензатор C . При подаден сигнал от генератора, се измерва пада на напрежението върху

измерителните резистори R_B , R_{C1} и R_{C2} и се определят променливите токове i_B и i_C през ДМТ. Пресмята се коефициентът на предаване по ток β по зависимостта:

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{U_{RC} / R_C}{U_{RB} / R_B} = \frac{U_{RC}}{U_{RB}}, \quad (2.2)$$

където: $U_{RC} = U_{RC1} = U_{RC2}$.

При зададен постояннотоков режим на работа, стойността на транзитната честота f_T се отчита, когато коефициентът на предаване по ток β стане равен на **1**.

В табл. 2.8 са представени експерименталните стойности на транзитната честота f_T на магнитотранзистора за **14** стойности на колекторния ток I_C . Резултатите показват, че независимо от постояннотоковия режим, транзитната честота на магнитотранзистора е сравнително ниска. Аналогичен извод следва и за граничната честота f_β , експериментално получената стойност за която при колекторен ток $I_C = 1\text{mA}$, е $f_\beta = 85\text{kHz}$.

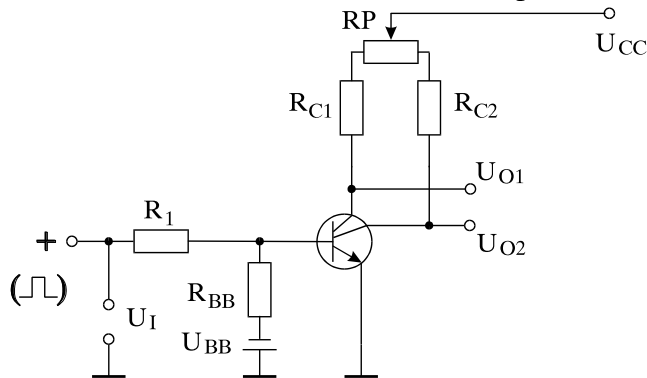
Таблица 2.8. Резултати за транзитната честота на ДМТ при различни колекторни токове

I_C, mA	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,4	2,0	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0
f_T, kHz	50	110	151	188	218	223	226	225	222	218	208	198	190	179

2.3.2.3. Параметри при ключов режим на работа

Дифузионните капацитети на колекторните преходи C_{DC1} и C_{DC2} са свързани с времето за разсейване на неосновните токоносителни t_s .

Изследването на ДМТ в ключов режим на работа е извършено с опитната постановка, схемата на която е показана на фиг. 2.6.



Фиг. 2.5. Схема на опитната постановка за изследване на ДМТ в ключов режим на работа

Базовите токове I_{B1} (отпушващ ток), I_{B2} (запушващ ток), колекторните токове на насищане I_{C1sat} , I_{C2sat} и времето t_s , които са необходими за пресмятане на времеконстантите на колекторните преходи, а следователно и на дифузионните им капацитети, са отчетени за стойности на захранващото напрежение $U_{CC} = 5\text{V}$ и $U_{CC} = 10\text{V}$ при импулсен входен сигнал с честота $f = 25\text{Hz}$ и еднакви колекторни то-

кове $I_{C1} = I_{C2}$ (токовете се изравняват с потенциометъра RP). Отчетените при тези условия резултати за I_{B1} , I_{B2} , I_{C1sat} , I_{C2sat} и t_s за изследвания в ключов режим на работа магнитотранзистор са показани в табл. 2.9.

Таблица 2.9. Стойности за времето t_s и токовете, при които е отчетено

U_{CC}, V	I_{B1}, mA	I_{B2}, mA	I_{C1sat}, mA	I_{C2sat}, mA	$t_s, \mu\text{s}$
5	10	5	3,75	3,75	1,2
10	10	5	5	5	0,6

От резултатите следва, че при увеличаване на стойността на захранващото напрежение U_{CC} , колекторните токове на насищане I_{C1sat} и I_{C2sat} също се увеличават, докато стойността на времето за разсейване на неосновните токоносителни t_s намалява.

Изводи:

От експерименталните изследвания могат да се направят следните изводи:

1. Разсейването на измерените параметри на 10 образеца на ДМТ се подчинява на закона за нормално разпределение и е в границите на 4%, което потвърждава високата надеждност на изследваните образци и възможността за използване на този вид елементи в качеството на галваномагнитни сензори.

2. Съществени за статичния режим на работа на МТ показатели, като праг на отпушване и напрежение на отпушено състояние на емитерния преход, стръмност на изход-

ните характеристики, напрежение за режим на насищане при малки колекторни токове и др., са аналогични на тези за силициев бездрейфов NPN транзистор.

3. Максималната стойност на сумарния статичен коефициент на предаване по ток β за нормален активен режим на работа на ДМТ е $\beta = 4,33$, т.е. значително по-малка в сравнение с тази на латералния бездрейфов интегрален транзистор, което се дължи на конструктивните особености на двата елемента.

4. Магнитотранзисторът работи с относително големи базови токове.

5. Полезният изходен сигнал ΔI_C ($\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2}$) зависи силно от избрания постояннотоков режим на работа на магнитотранзистора, като с увеличаване на I_E и U_{CE} тесла-амперните характеристики $\Delta I_C = f(B)$ се завъртат наляво.

6. Барьерният капацитет на емитерния преход C_{TE} е по-голям от барьерните капацитети C_{TC1} и C_{TC2} на колекторните преходи, независимо от по-малката му площ. Основната причина, на която се дължи тази особеност, е фактът, че специфичният капацитет на емитерния преход надвишава многократно тези на колекторните преходи.

7. От получените експериментални стойности за транзитната f_T и граничната f_β честота следва, че от гледна точка на честотни свойства, ДМТ се явява биполярен полупроводников елемент с ниска гранична честота. Това се дължи на широката му база и не трябва да се счита за недостатък, тъй като основното предназначение на елемента е да функционира като сензор на магнитно поле.

8. Времето за разсейване на неосновните токоносители t_s , което характеризира ключовия режим на работа на магнитотранзистора и което е пряко свързано с дифузионните капацитети на колекторните преходи, зависи от захранващото напрежение U_{CC} , като с увеличаване на U_{CC} , t_s намалява и обратно.

ГЛАВА III – МОДЕЛИРАНЕ НА ДВУКОЛЕКТОРНИ МАГНИТОТРАНЗИСТОРИ

3.1. Математическо моделиране на магниточувствителни транзисторни структури

При математическото моделиране на инжекционни магниточувствителни структури неизбежно трябва да се използват уравнението на Пуасон и уравненията за непрекъснатостта за двата вида токоносители (р и n - токоносители). За стационарен режим на работа тези уравнения могат да се представят в обобщен вид по следния начин [38, 68, 109, 141]:

$$\operatorname{div} \mathbf{E} = -q(p - n + N_D - N_A), \quad (3.1) \quad \operatorname{div} \mathbf{j} = \pm q[g - R(p, n, \psi)]. \quad (3.2)$$

Зависимостта на плътността на тока \mathbf{j} от магнитното поле \mathbf{B} може да се опише с уравнението $\mathbf{j}(\mathbf{B}) = \mathbf{j}_0 \pm \mu_n [\mathbf{j}(\mathbf{B}) \times \mathbf{B}]$ (3.3), където \mathbf{j}_0 - плътност на тока при $B=0$, като:

$$\mathbf{j}_0 = \mathbf{j}(0) = q\mu_n \mathbf{E} \mp qD\nabla c; \quad (3.4)$$

c - концентрация на инжектираните токоносители; ∇c - градиент на концентрацията на токоносители;

При ниски нива на инжекция, за решаване на задачата за математическо моделиране на магниточувствителни транзисторни структури е възможно да се приложи не само числен метод, но и аналитичен подход. В този случай е допустимо пренебрегването на зависимостта на електрическото поле от концентрацията на токоносителите. Като се отчете тази особеност и се приеме, че векторите \mathbf{j} и \mathbf{B} са взаимно перпендикулярни, въз основа на уравнения (3.2) ÷ (3.4) за добавъчната концентрация на неосновните токоносители може се запише следната зависимост:

$$\mu \operatorname{div}(c\mathbf{E}) \mp D \operatorname{div} \nabla c \pm \mu_n \mu \operatorname{div}\{c[\mathbf{E} \times \mathbf{B}]\} - \mu_n D \operatorname{div}[\nabla c \times \mathbf{B}] = \pm(g - R). \quad (3.5)$$

Първото събираемо в (3.5) моделира движението на токоносителите, дължащо се на дрейфа, а второто – движението на токоносителите, дължащо се на дифузията. Последните две

събираеми съответствуват на движението на токоносителите, обусловено от действието на силата на Лоренц върху дрейфовия и дифузионния поток.

Ако ускоряващото поле е равномерно и насочено по направление ОХ, в тримерни Декартови координати е в сила зависимостта [114]:

$$L^2 \left(\frac{\partial^2 c}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 c}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 c}{\partial z^2} \right) \mp 2\eta L \frac{\partial c}{\partial x} - 2\eta L \mu_H B \frac{\partial c}{\partial y} - c = -g\tau, \quad (3.7)$$

където: $\eta = EL/(2U_T)$ - коефициент на полето;

Математическото моделиране е основен подход за изследване на влиянието и на външни фактори (температура, влага, радиация, запрашеност и др.) върху качествените показатели на магниточувствителните транзисторни структури (МТС) [156].

3.1.1. Моделиране на хоризонтални структури на ДМТ с напречна магнитна ос

Коректното двумерно моделиране на МТС с напречна ос се свежда до решаване на следните две основни задачи [38, 155]: двумерно описване на преноса на инжектираните в базата токоносители и двумерно моделиране на емитера.

3.1.1.1. Двумерно моделиране на преноса на токоносители в базата

Първата задача може да се реши сравнително лесно чрез преминаване от тримерна (обемна) към двумерна (повърхностна) концентрация, като за целта се използва зависимостта:

$$C \equiv \int_0^{z_0} c(x, y, z) dz, \quad (3.8) \quad \text{където началото на координатите е избрано на технологичната повърхност, а } z_0 \text{ е координата на противоположната повърхност.}$$

След интегриране на двете страни на уравнение (3.7) в границите на (3.8) и при предположение, че отсъствуват обемни източници на инжекция на токоносители ($g \equiv 0$), уравнението приема следния вид:

$$L^2 \left(\frac{\partial^2 c}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 c}{\partial y^2} \right) \mp 2\eta L \frac{\partial c}{\partial x} - 2\eta L \mu_H B \frac{\partial c}{\partial y} - C = -\Gamma\tau, \quad (3.9)$$

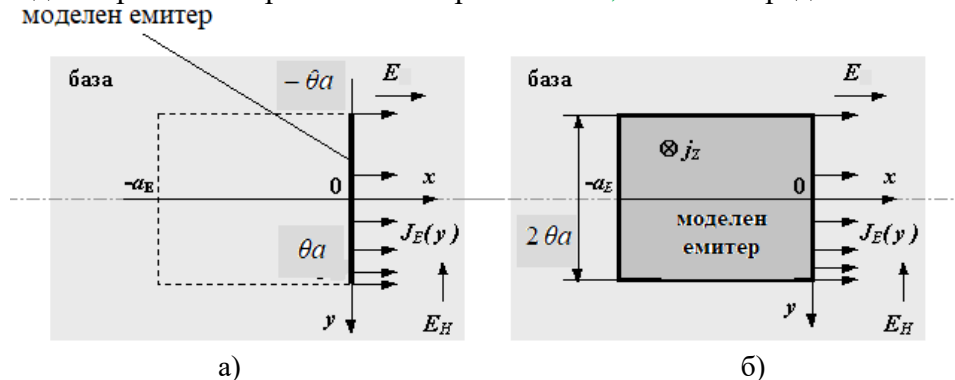
където:

$$\Gamma(x, y) = \frac{L^2}{\tau} \int_0^{z_0} \frac{\partial^2 c}{\partial z^2} dz = -D \left. \frac{\partial c}{\partial z} \right|_{z=0} \equiv \frac{1}{q} j_z(x, y). \quad (3.10)$$

Величината Γ има формален смисъл на повърхностна (двумерна) плътност на мощността на източниците на инжекция. От физическа гледна точка, съгласно уравнение (3.10), Γ се явява нормалната компонента на реалната (тримерна) плътност на инжекционния ток j_z през тази повърхност по отношение на единица заряд.

3.1.1.2. Двумерно моделиране на емитера

Отчитайки такива показатели, като специфика на електрофизичните процеси, технологични, геометрични и конструктивни особености на МТС, двумерен модел на емитера може да се реализира в два варианта - вертикален и хоризонтален, които са представени на фиг. 3.1.



Фиг. 3.1. Модели на емитера на МТС: а) вертикален модел; б) хоризонтален модел.

Първият модел на емитера (фиг. 3.1, а) е приложим за изследване на структури с дълбоко легиране на емитерната област, а вторият (фиг. 3.1, б) - за структури със слабо легирана емитерна област.

Емитерният ток за хоризонталния модел на емитера се определя по следния начин:

$$I_E = q \int_{(1-\theta)a}^{(1+\theta)a} \int_{-a_E}^0 \Gamma(x, y) dx dy, \quad (3.12)$$

където θ - съотношение между дължината на емитера (в направление OY) и междуколекторното разстояние.

За емитерния ток получава за вертикалния модел на емитера е в сила зависимостта [155]:

$$I_E = \int_{(1-\theta)a}^{(1+\theta)a} J_E(y) dy = q C_0 \mu E \frac{2U_T}{E_H} \operatorname{sh} \left(\theta \frac{aE_H}{U_T} \right), \quad (3.13)$$

където: $C_0 = C_E(0, y)$ - концентрация на токоносителите, инжектирани на емитера;

При слаби магнитни полета ($aE_H \ll U_T$) функцията синус хиперболичен в (3.13) може да се линеаризира и за емитерния ток се получава $I_E = 2qC_0\mu E\theta a$. (3.14)

Колекторният ток се описва с уравнението:

$$I_C = \int_0^{\ell_c} \left. \frac{\partial C(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0} dx. \quad (3.15)$$

3.1.1.3. Влияние на температурата върху дрейфа на нулата

Характерна особеност на МТС е наличието на ненулев изходен сигнал при отсъствие на магнитно поле, т.е., т.н. дрейф на нулата. За ДМТ дрейфът на нулата се определя като разлика между токовете на двата колектора ($\Delta I_{C0} = I_{C10} - I_{C20}$) при $V=0$. Влиянието на температурата, явяваща се един от най-съществените външни фактори, върху дрейфа на нулата може да се установи чрез изследване на температурната зависимост на коефициента на предаване по ток $\Delta\alpha_0 = \Delta I_{C0} / I_E$.

Въз основа на уравнения (3.13) и (3.14), за коефициента на предаване по ток спрямо i -тия колектор на ДМТ, се получава следната обобщена зависимост [37]:

$$\alpha_{i0} = \frac{I_{Ci}}{I_E} = \frac{L_i^2}{\theta a_i^2} \sum_{k=0}^{\infty} \sin(c_k \theta) \frac{1 - \exp \left[- \left(c_k^2 + \frac{a_i^2}{L_i^2} \right) \frac{\ell_{ci} U_T}{a_i^2 E_i} \right]}{(c_k L_i / a_i)^2 + 1}, \quad (3.16)$$

където $c_k = (k + 1/2)\pi$.

За отношението на дрейфа на нулата към тока на емитера ($\Delta I_{C0} / I_E$) може да се запише зависимостта:

$$\Delta\alpha_0 = \alpha_{10} - \alpha_{20} = f[\theta, (a_1/L_1)^2, g(\ell_{c1}/E_1, T)] - f[\theta, (a_2/L_2)^2, g(\ell_{c2}/E_2, T)], \quad (3.17)$$

Анализът на уравнение (3.17) показва, че дрейфът на нулата възниква поради следните причини:

- геометрична асиметрия – различна отдалеченост на емитера от двата колектора ($a_1 \neq a_2$);
- нееднородност на материала на базата ($L_1 \neq L_2$);
- комбинирана геометрична и електрическа асиметрия - комбинация от нееднородност на електрическото поле и разлика в дължините на колекторите ($\ell_{c1}/E_1 \neq \ell_{c2}/E_2$).

Като се приеме, че $L = (L_1 + L_2)/2$, дрейфът на нулата, породен от асиметрията и нееднородността, може да се опише, съответно чрез $\Delta_a \alpha_0$ и $\Delta_L \alpha_0$, по следния начин [152]:

$$\Delta_a \alpha_0 \approx \frac{\partial \alpha_0}{\partial a} \Delta a = (1 - 2\alpha_0) \frac{\Delta a}{a}, \quad (3.22a)$$

където $\Delta L = L_1 - L_2$.

$$\Delta_L \alpha_0 \approx \frac{\partial \alpha_0}{\partial L} \Delta L = (1 - 2\alpha_0) \frac{\Delta L}{L}, \quad (3.22b)$$

Анализът на уравнения (3.22, а,б) показва, че при фактора геометрична асиметрия ($a_1 \neq a_2$) причина за температурната зависимост на дрейфа на нулата е зависимостта $\alpha_0(T)$, докато при втория фактор (нееднородност на материала на базата - $L_1 \neq L_2$), причините са две – от една страна $\alpha_0(T)$, а от друга зависимостта на отношението $\Delta L/L$ от температурата. Ако в зависимостта $L(T) = \sqrt{\mu(T)U_T \tau(T)}$ се пренебрегне изменението на времето на живот на неосновните токоносители $\tau(T)$ и отчитайки още, че температурната зависимост на производението $\mu(T)U_T$ има степенен вид, то в първо приближение може да се приеме, че $\Delta L/L = \text{const}(T)$. При тези условия характерът на температурната зависимост на дрейфа на нулата, обусловен от двете причини, ще бъде еднакъв, което следва от израза:

$$\frac{\partial(\Delta_r \alpha_0)}{\partial T} = -2 \frac{\Delta_r}{r} \frac{\partial \alpha_0}{\partial T}, \quad (3.23)$$

където r ($r = a, L$) се явява фактор, обуславящ възникването на дрейфа на нулата.

От уравнение (3.23) следва че, независимо от причината за появата на дрейф на нулата, неговата температурна зависимост се определя единствено от температурната зависимост на коефициента на предаване по ток.

3.1.2. Математическо моделиране на биполярен латерален двуколекторен NPN магнитотранзистор

3.1.2.1. Моделиране на физическите явления и процеси в базовата област

Известно е [17, 23, 56, 58, 62, 64, 77, 91], че магниточувствителността (МЧ) в биполярните латерални магнитотранзистори се определя главно от физическите процеси в базовата област, които са свързани с инжекцията и разпространението на инжектираните токоносители. Тъй като в латералните ДМТ пренасянето на токоносителите е многомерен процес, то за представянето на механизма на МЧ трябва да се отчете както двумерният характер на процеса на пренасяне на токоносителите в базата, така и влиянието на магнитоконцентрационния ефект.

Като изходна база за математическото моделиране на латерални ДМТ се използва съвкупност от диференциални уравнения в частни производни [23, 52, 56, 68, 93, 154, 160], описващи процесите в полупроводника (ПП). Въвеждат се и линейни членове $\mathbf{V}=(0,0,V)$, свързани с наличието на външно магнитно поле.

При условия на ниски нива на инжекция и електронеутралност на базата са приложими зависимостите:

$$n_p(x, y, V) = n_{p0} + \Delta n_p(x, y, V), \quad (3.29) \quad \text{div} \mathbf{E}(V) = 0, \quad (3.30)$$

където: $n_p(x, y, V)$ - неравновесна концентрация на електрони; n_{p0} - равновесна концентрация на електрони; $\Delta n_p(x, y, V)$ - добавъчна концентрация.

С отчитане на приетите условия (слабо магнитно поле, ниско ниво на инжекция и електронеутралност на базата) двумерното моделиране на латерален ДМТ се базира на двете компоненти j_{nx} и j_{ny} на плътността на тока в направления, съответно ОХ и ОУ, които могат да се представят по следния начин:

$$j_{nx} = q\mu_n n_{p0} \left(E_x(B) - \mu_{nn} B E_y(B) \right) + q\mu_n \Delta n_p(x, y, V) \left(E_x(B) - \mu_{nn} B E_y(B) \right) + qD_n \left(\frac{\partial n_p(x, y, V)}{\partial x} - \mu_{nn} B \frac{\partial n_p(x, y, V)}{\partial y} \right) \quad (3.31)$$

$$j_{ny} = q\mu_n n_{p0} \left(E_y(B) + \mu_{nn} B E_x(B) \right) + q\mu_n \Delta n_p(x, y, V) \left(E_y(B) + \mu_{nn} B E_x(B) \right) + qD_n \left(\frac{\partial n_p(x, y, V)}{\partial y} + \mu_{nn} B \frac{\partial n_p(x, y, V)}{\partial x} \right) \quad (3.32)$$

При $E_x(B) \approx \text{const}(x, y)$ и $E_y(B) \approx \text{const}(x, y)$, се получава следното уравнение за пренасяне на инжектираните токоносителни в базовата област р-тип:

$$\frac{\partial^2 n_p(x, y, B)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 n_p(x, y, B)}{\partial y^2} + \frac{E_x(B) - \mu_{\text{нп}} B E_y(B)}{U_T} \frac{\partial n_p(x, y, B)}{\partial x} + \frac{E_y(B) + \mu_{\text{нп}} B E_x(B)}{U_T} \frac{\partial n_p(x, y, B)}{\partial y} - \frac{\Delta n_p(x, y, B)}{L_n^2} = 0, \quad (3.33)$$

Уравнение (3.33) отчита съвместните процеси на дифузия и дрейф на електроните в магнитно поле.

При условие на преимуществена дифузия уравнението на преноса се свежда до следния вид:

$$\frac{\partial^2 n_p(x, y, B)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 n_p(x, y, B)}{\partial y^2} - \frac{\Delta n_p(x, y, B)}{L_n^2} = 0. \quad (3.36)$$

Магнитното поле предизвиква изменение на колекторните токове на магнитотранзистора, като за тока на i -тия колектор може да се запише уравнението:

$$I_{ci} = \int_{A_{ci}} \mathbf{j}_n ds = q D_n \int_{A_{ci}} \nabla n_p(x, y, B) ds, \quad (3.39)$$

където: A_{ci} - площ на повърхността на i -тия колектор; ds – безкрайно малка площадка от повърхността на PN прехода, която е ориентирана нормално.

3.1.2.2. Влияние на температурата върху токовата магниточувствителност

Абсолютната токова магниточувствителност S_I за ДМТ се определя с уравнението:

$$S_I = \frac{\partial I_C}{\partial B} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta B}, \quad (3.40)$$

като $\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2}$ при $B \neq 0$.

Колекторните токове I_{C1} и I_{C2} се описват с уравнения (1.35) и (1.36):

След диференциране на разликата между двата колекторни тока $I_{C1} - I_{C2}$ спрямо магнитната индукция и пренебрегване на изразите, в които холовата подвижност на електроните е от трета ($\mu_{\text{нп}}^3$) и по-висока от трета степен, за токовата магниточувствителност се получава:

$$S_I = A I_B \frac{E}{W_0} \mu_{\text{нп}} \frac{1}{T} \frac{W_0}{\ell} + a E \frac{a E}{2 U_T} + \mu_{\text{нп}} \left(\frac{W_0}{\ell} \frac{a E}{U_T} \mu_{\text{нп}} - 1 \right) B + \left[\frac{\frac{W_0}{\ell} + \frac{a E}{2 U_T} - \mu_{\text{нп}} B}{1 + \frac{a E}{U_T} \mu_{\text{нп}} B + \mu_{\text{нп}}^2 \left(\frac{a E}{4 U_T^2} - 1 \right) B^2} \right] \quad (3.41)$$

Влиянието на температурата върху токовата магниточувствителност математически се определя след диференциране на уравнение (3.41) спрямо температурата T с отчитане на съотношенията $U_T = kT/q$ и $\mu_{\text{нп}} = D_n q/kT$. За температурния коефициент на токовата магниточувствителност, се получава зависимостта

$$TKS_I = \frac{dS_I}{dT} = -A I_B \frac{E}{W_0} \mu_{\text{нп}} \frac{1}{T} \left[\frac{W_0}{\ell} + a E \left(1 + 3 \frac{W_0}{\ell} B \mu_{\text{нп}} \right) \frac{1}{T} + \frac{\frac{W_0}{\ell} + a E \left(1 - \frac{W_0}{\ell} B \mu_{\text{нп}} \right) \frac{1}{U_T} - \frac{a^3}{4} E^3 B^2 \mu_{\text{нп}}^2 \frac{1}{U_T^3}}{0,5 + a E B \mu_{\text{нп}} \frac{1}{U_T} + 3 a^2 E^2 B^2 \mu_{\text{нп}}^2 \frac{1}{U_T^3} + a^3 E^3 B^3 \mu_{\text{нп}}^3 \frac{1}{U_T^5}} \right] \quad (3.42)$$

Анализът на уравнение (3.42) показва, че температурният коефициент на токовата магниточувствителност TKS_I е отрицателен. Двата фактора, от които се определя влиянието на температурата върху токовата магниточувствителност, са температурният потенциал U_T и темпе-

ратурната зависимост на холовата подвижност на електроните μ_{np} . В първо приближение може да се счита, че температурната зависимост на токовата магниточувствителност се явява хиперболична функция от вида $1/T$.

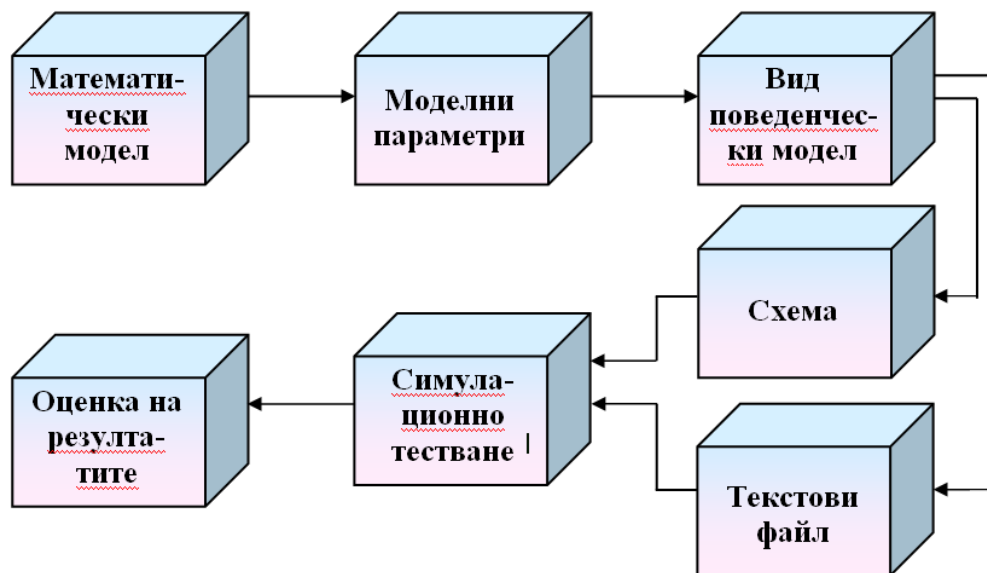
3.2. PSpice базирано аналогово-поведенческо моделиране на латерален двуколекторен магнитотранзистор

3.2.1. Аналогово-поведенчески подход на моделиране

Тук е приложен аналогово-поведенчески подход [71, 101, 146, 149] за моделиране на двуколекторен магнитотранзистор чрез средствата на PSpice базирани програмни симулатори, като MicroSim PSpice [78, 105, 138], Cadence [94], NI Multisim [142], OrCAD [106].

Възможността за аналогово поведенческото моделиране (АПМ) на полупроводникови елементи и интегрални схеми, включително и на галваномангнитни сензори [122, 144, 145, 162], се базира на разширените възможности на зависимите източници от тип **E** (зависими източници на напрежение, управлявани от напрежение - **ЗИНУН**) и от тип **G** (зависими източници на ток, управлявани от напрежение - **ЗИТУН**) [78]. Двата вида зависими източници могат да се ползват в PSpice базираните програмни симулатори като **ABM** (*Analog Behavioral Modeling*) зависими източници на ток или на напрежение, както чрез библиотечни елементи (при представяне на моделите чрез схеми), така и в текстови формат (при описване на моделите чрез т.н. нетлист файлове).

Аналогово - поведенческият подход за моделиране на двуколекторен магнитотранзистор се реализира в съответствие с предложената на фиг. 3.2 блок-схема.



Фиг. 3.2. Етапи на поведенческото симуляционно моделиране на двуколекторен магнитотранзистор

Обобщените операции, които се реализират чрез отделните блокове, се свеждат до:

1. Формират се основните уравнения на магнитотранзистора в зависимост от режима на работа – статичен или динамичен.
2. Дефинира се съвкупността от моделни параметри, които фигурират в уравненията и се определят числените им стойности.
3. Избира се вариант на поведенчески модел на магнитотранзистора – **схемен**, който се реализира чрез **ABM** блокове или **описателен** във вид на текстови файл, който описва елемента като подсхема според синтаксиса на използвания симулатор.
4. Симулират се характеристиките, съответстващи на режима на работа на магнитотранзистора.
5. Анализират се резултатите и се извършва оценка на модела.

3.2.2. Приложение на метода на най-малките квадрати за определяне на моделните параметри на двуколекторен магнитотранзистор

За да бъдат приложими моделите за симуляционно изследване на ДМТ, е необходимо да се определи както наборът от характеризиращите ги параметри, така и числените стойности на

параметрите. Приложими за целта са числените методи, като метод на Гаус, метод на хордите, метод на трите и петте ординати, нелинейни итеративни методи, метод на най-малките квадрати (МНМК) [8, 76, 79, 81, 95, 109, 156, 176] и др.

В настоящата работа за определяне на моделните параметри е избран МНМК. Аргументите за избора му са неговите предимства му пред останалите методи, а именно: висока точност на резултатите, тъй като единствено при него се минимизира средноквадратичната грешка между експериментални и моделни характеристики, универсалност на приложение, независимо от вида и броя на данните за обработка, възможност за алгоритмизация и програмна реализация с използване на символни променливи и извеждане на резултатите както в символен, така и в числен вид.

3.2.2.1. Същност на метода на най-малките квадрати

Методът на най-малките квадрати, при който броят на обработваните данни е много по-голям от броя на неизвестните, е широко приложим в областта на експерименталното моделиране. Особено ефективен може да бъде този метод за определяне на моделните параметри на ДМТ при комбиниран подход на моделиране – аналитично и експериментално. За прилагане на МНМК всяка една от използваните характеристики се апроксимира чрез полином от n -та степен спрямо променливата x :

$$p_n(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad (3.44)$$

Полиномът, коефициентите $a_0^*, a_1^*, a_2^*, \dots, a_n^*$ на който минимизират функцията

$$\Phi(a_0, a_1, \dots, a_n) = \sum_{i=1}^N \left[y_i - (a_0 + a_1x_i + a_2x_i^2 + \dots + a_{n-1}x_i^{n-1} + a_nx_i^n) \right]^2 \quad (3.45)$$

се явява полином на най-доброто приближение по МНМК.

Коефициентите $a_0^*, a_1^*, a_2^*, \dots, a_n^*$ са решение на линейна алгебрична система уравнения.

Част от коефициентите, които се получават след прилагане на МНМК спрямо конкретна характеристика на магнитотранзистора, са директно моделни параметри, а другите се използват за определяне на останалите параметри, свързани с тази характеристика.

3.2.2.2. Процедура и алгоритъм за приложение на МНМК за определяне на моделните параметри на ДМТ

С оглед определяне на апроксимиращите коефициенти, независимо от степента на полинома и без да е необходимо многократното повторение на едни и същи операции, тук се предлага процедура, при която се използват символни променливи и се получават решения също в символен вид. Процедурата за определяне на моделните параметри е предназначена за обработка на експериментални данни чрез МНМК и предполага реализация в Matlab среда [78, 108, 180]. Тя включва следните основни стъпки:

Стъпка 1: Дефинират се използваните символни променливи.

Стъпка 2: Задава се броят NA на апроксимациите, които да се извършат.

Стъпка 3: Задават се чрез вектори стойностите на координатите ($[x]$, $[y]$) на точките, чрез които се апроксимира съответната характеристика.

Стъпка 4: Задава се степента p_i на i -я апроксимиращ полином.

Стъпка 5: Извършва се проверка дали вече е извършвана апроксимация с полином от същата степен (идентифицира се чрез променливата m , която приема стойност 1, когато p участва в текущата стойност за първи път). Ако такъв полином вече е използван, следващите 2 стъпки се пропускат, а в противен случай, се изпълнява поредната стъпка.

Стъпка 6: Задават се в символен вид уравненията, като броят им зависи от степента на апроксимиращия полином (за полином от p -та степен броят на уравненията е $p+1$).

Стъпка 7: Решава се дефинираната система уравнения чрез използване на Matlab командата *solve*, в резултат на което се получават апроксимиращите коефициенти в символен вид.

Стъпка 8: Определя се стойността на броя на точките от апроксимираната характеристика, за които се обработват данните ($N=length[x]$).

Стъпка 9: Чрез данните за x_i, y_i и N се пресмятат необходимите суми пред коефициентите в дефинираната в **Стъпка 6** система линейни уравнения (в уравненията тези суми са в символен вид).

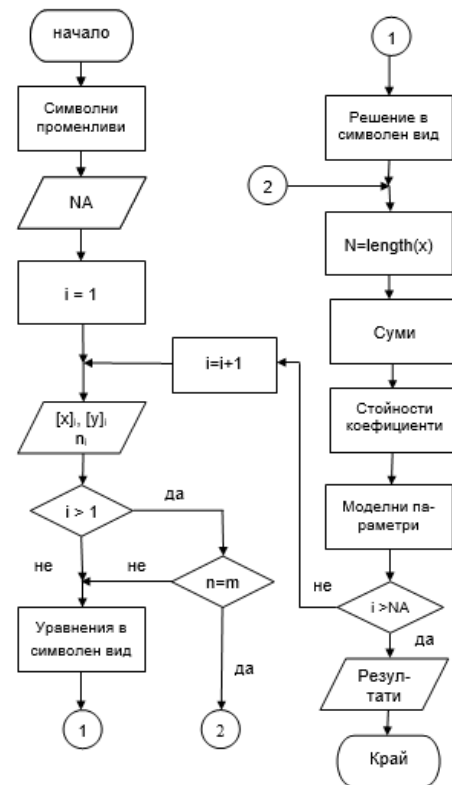
Стъпка 10: Пресмятат се моделните параметри, които са свързани с апроксимираната характеристика.

Стъпка 11: Повтарят се операциите, започвайки от **Стъпка 3**, докато се изпълнят всички апроксимации.

Стъпка 12: Извеждат се резултатите за моделните параметри.

В последователността от операции чрез **Стъпки 6 ÷ 9** се реализира **МНМК**.

Показаната на фиг. 3.3 блок-схема на обобщен алгоритъм, разработен на базата на предложената по-горе процедура, илюстрира възможността за определяне на моделните параметри на ДМТ, както в символен, така и в числен вид, чрез прилагане на МНМК за обработка на данни от експериментални характеристики по.



Фиг. 3.3. Блок-схема на алгоритъм за определяне на моделни параметри на ДМТ чрез МНМК

3.2.3. Статични поведенчески модели на латерален двуколекторен магнитотранзистор

3.2.3.1. Основни зависимости за токовете на ДМТ за статичен режим на работа

Формирането на поведенчески модели за симулационно изследване на ДМТ в статичен режим на работа е извършено в съответствие с първите три от посочените на фиг. 3.2 етапи.

Независимо от използвания подход при моделирането и режима на функциониране на магнитотранзистора, при отсъствие на магнитно поле ($B=0$), моделите могат да се синтезират на базата на основните нелинейни модели на биполярните транзистори, като например модел на Линвил [1, 50], модел на Еберс-Мол [1, 15, 50, 69, 161], модел на Гумел-Пун [15, 50, 107] и др.

Въз основа на инжекционния модел на Еберс-Мол за биполярен транзистор и особеностите на двуколекторния магнитотранзистор [19, 21, 34, 38, 124, 130, 132, 141], токовете през двата колектора (C_1, C_2) и емитера (E) за статичен режим на работа на магнитотранзистора могат да се опишат чрез следните уравнения:

$$I_{C1} = -I_{C1S} (e^{U_{B'C1}/M_{C1}U_T} - 1) + \alpha_{N1} I_{ES} (e^{U_{B'E}/M_E U_T} - 1) + S_{11} B; \quad (3.47)$$

$$I_{C2} = -I_{C2S} (e^{U_{B'C2}/M_{C2}U_T} - 1) + \alpha_{N2} I_{ES} (e^{U_{B'E}/M_E U_T} - 1) - S_{12} B; \quad (3.48)$$

$$I_E = I_{ES} (e^{U_{B'E}/M_E U_T} - 1) - \alpha_{11} I_{C1S} (e^{U_{B'C1}/M_{C1}U_T} - 1) - \alpha_{12} I_{C2S} (e^{U_{B'C2}/M_{C2}U_T} - 1). \quad (3.49)$$

Чрез първите събираеми в уравнения (3.47) и (3.48) се моделират инжекционните токове през двата колекторни прехода, чрез вторите събираеми – влиянието на инжекционния ток на емитерния преход върху токовете през двата колектора, а чрез третите – влиянието на индукцията на магнитното поле върху двата колекторни тока. Аналогично, чрез първото събираемо в уравнение (3.49) се моделира инжекционния ток на емитерния преход, а чрез второто и третото събираемо - влиянието на инжекционните токове на двата колекторни прехода върху тока, който протича през емитера.

3.2.3.2. Поведенчески статични модели на ДМТ

Въз основа на уравнения (3.45)÷(3.49) и разширените възможности на зависимите източници тип **G**, е разработен статичен нелинеен модел на двуколекторен магнитотранзистор в два варианта - **схемен** и в **текстови формат**. И двата варианта съдържат компонентна информация (видове компоненти и моделните им параметри) и топологична информация (място на свързване на компонентите) за структурата на модела.

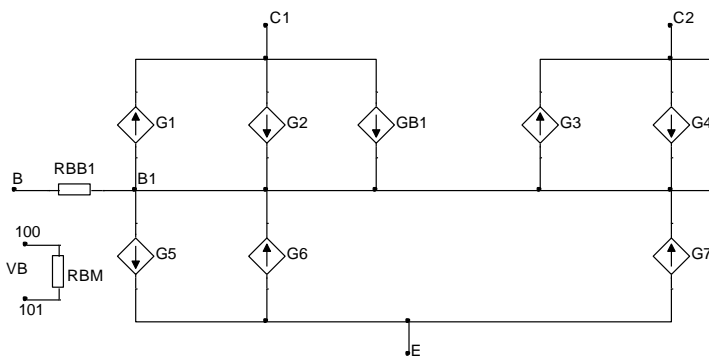
➤ **Схемни модели**

• **модел вариант1**

Основните елементи, с които е синтезиран представеният на фиг. 3.4 модел, са PSpice-базирани **ABM** елементи тип **G**. Чрез всеки един от трите източника (**G1, G2, GB1** и **G3, G4, GB2**) се моделира по една от компонентите на тока през колектор **C1**, съответно **C2** според уравнения (3.47) и (3.48). Аналогично, източниците **G5, G6, G7** представят трите съставлящи на емитерния ток съгласно уравнение (3.49). Съпротивлението **RBB1** между реалната база **B** и вътрешната (моделна) база **B1** е обемното съпротивление на базовата област на магнитотранзистора и се явява моделен параметър. Съпротивлението **RB** е фиктивен и служи за отчитане влиянието на магнитното поле. Извод **M**, към който е свързано съпротивлението **RB**, също е фиктивен и се използва за отчитане на местоположението на управляващото напрежение за двата източника **GB1** и **GB2**.

• **модел вариант2**

Моделът от фиг. 3.4 може съществено да се опрости чрез обединяване на свързаните към колектор **C1** източници **G1, G2, GB1**, към колектор **C2** източници **G3, G4, GB2**, както и на източниците **G5, G6, G7** към емитера. Модифицираният опростен модел е представен на фиг. 3.5.



Фиг. 3.4. Схемен аналогово-поведенчески статичен модел на двуколекторен магнитотранзистор – модел вариант1

• **модел вариант3**

Вариант на модела от фиг. 3.5 с допълнителни елементи е показан на фиг. 3.6, където означеното с прекъснатата линия съответствува на случая, при който двата колектора са свързани нахъсо, т.е., моделът е реализиран по отношение на сумарния колектор двуколекторния магнитотранзистор - $C (C1 \equiv C2 \equiv C)$.

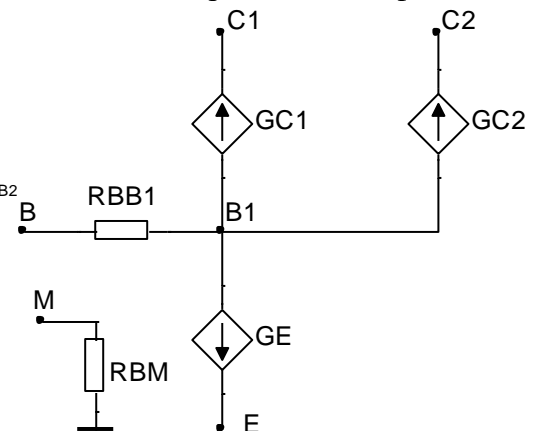
Допълнителните елементи в модела на фиг. 3.6 са:

RE, RC1, RC2 - утечни съпротивления на емитерния и на двата колекторни прехода;

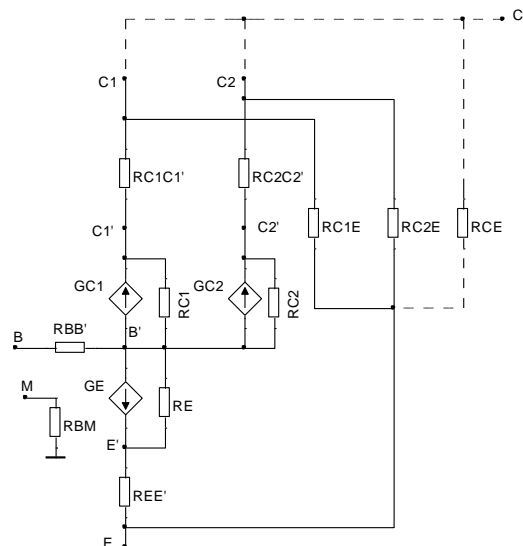
REE', RC1C1', RC2C2' - обемни съпротивления на емитерната и на колекторните области;

RC1E, RC2E или RCE - съпротивления, чрез които се моделира различния наклон на изходните характеристики на магнитотранзистора при нормален активен режим на работа.

➤ **Модели в текстови формат**



Фиг. 3.5. Опростен схемен модел на ДМТ – модел вариант2



Фиг. 3.6. Схемен аналогово-поведенчески статичен модел на двуколекторен магнитотранзистор с допълнителни елементи – модел вариант3

<pre> *----- *RESISTANCES *----- RBB1 B B1 VALUE RB M 0 VALUE *----- .ENDS DCMT1 </pre>	<pre> *----- *RESISTANCES *----- RBB1 B B1 VALUE RB M 0 VALUE *----- .ENDS DCMT2 </pre>
a)	б)

Фиг. 3.7. Аналогово-поведенчески статичен модел на двуколекторен магнитотранзистор в текстови формат: а) съответстващ на фиг. 3.4; б) съответстващ на фиг. 3.5.

Моделни параметри

Параметрите, които характеризират модела от фиг. 3.6 (респективно фиг. 3.7, в) и които са необходими за изследване на ДМТ при отсъствие на магнитно поле ($B=0$), са:

G_{CE} ($1/R_{CE}$), G_{CE} ($1/R_{CE}$), G_{C2E} ($1/R_{C2E}$) – изходна проводимост, съответно за сумарен, първи и втори колектор. Определят се от характеристиките $I_C = f(U_{CE})$ за нормален активен режим на работа, като $n=1$;

M_E , I_{ES} - емисионен коефициент и обратен ток на насищане на емитерния преход. Определят се от характеристиката $I_B = f(U_{BE})$ при малки токове, като $n=1$.

R_{BB1} ($R_{BB'}$), R_{EE1} ($R_{EE'}$) - обемни съпротивления на базовата и емитерната област. Определят се от характеристиката $I_B = f(U_{BE})$ при големи токове, като $n=3$.

α_N , α_{N1} , α_{N2} - коефициенти на предаване по ток за схема ОВ в нормален активен режим на работа по отношение на сумарен, първи и втори колектор. Определят се от характеристиките $I_C = f(U_{CE})$ и $I_C = f(U_{BE})$, като $n=1$.

M_C , M_{C1} , M_{C2} , I_{CS} , I_{C1S} , I_{C2S} - емисионни коефициенти и обратни токове на насищане за колекторния преход (сумарен, първи и втори); α_I , α_{I1} , α_{I2} - коефициент на предаване по ток за схема ОВ в инверсен режим на работа спрямо сумарен, първи и втори колектор. Определят се от характеристиката $U_{CEsat} = f(I_C)$ при малки токове в режим на насищане, като $n=1$.

$R_{CC'}$, $R_{C1C1'}$ (R_{C1C11}), $R_{C2C2'}$ (R_{C2C22}) - обемно съпротивление на колекторна област (обща, първа, втора). Определя се от характеристиката $U_{CEsat} = f(I_C)$ при големи токове в режим на насищане, като $n=1$.

R_E , R_{C1} , R_{C2} - утечни съпротивления. Те са високоомни и обикновено се пренебрегват.

Когато е приложено магнитно поле ($B \neq 0$), освен посочените по-горе параметри, са необходими и токовете магниточувствителности S_{I1} и S_{I2} , които се определят чрез обработка на експерименталните тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$.

3.2.4. Нелинейни динамични модели на латерален двуколекторен магнитотранзистор

Нелинейните динамични модели на на ДМТ се получават чрез добавяне към статичните модели на елементи с цел отчитане влиянието на двата вида капацитети (барьерен и дифузионен) за всеки един от PN преходите.

3.2.4.1. Основни зависимости за капацитетите на PN преходите на ДМТ

Обобщената форма на математическата зависимост, с която се описват барьерните капацитети като функция на приложеното обратно напрежение U_R , е от вида:

$$\begin{cases} C_T = C_{TO} \left(1 - \frac{U_R}{\phi}\right)^{-n} \text{ за } U_R \leq 0,9\phi \\ C_T = C_{TO} 10^{2n} \left(10n \frac{U_R}{\phi} - 9n + 1\right) \text{ за } U_R > 0,9\phi \end{cases}, \quad (3.50)$$

където: C_{TO} - барьерен капацитет при нулево напрежение върху съответния PN преход;

n - коефициент на изменение на бариерния капацитет (коефициент на градиента на примеси в полупроводника), който характеризира вида на прехода (плавен или рязък);

ϕ - бариерен потенциал на съответния преход.

Следователно, моделните параметри, които характеризират бариерните капацитети на PN преходите на ДМТ, са:

за емитерния преход - C_{TEO}, n_E, ϕ_E ;

за колекторните преходи - $C_{TC1O}, n_{C1}, \phi_{C1}, C_{TC2O}, n_{C2}, \phi_{C2}$.

Функционалните зависимости на дифузионните капацитети на преходите на ДМТ от приложените върху тях напрежения са от вида:

- дифузионен капацитет на емитерния преход - $C_{DE} = f(U_{B'E'})$

$$C_{DE} = \frac{\tau_E I_{ES}}{M_E U_T} e^{U_{B'E'} / M_E U_T}; \quad (3.51)$$

- дифузионни капацитети на колекторните преходи

$$C_{DC1} = f(U_{B'C1'}) \text{ и } C_{DC2} = f(U_{B'C2'})$$

$$C_{DCi} = \frac{\tau_{Ci} I_{CiS}}{M_{Ci} U_T} e^{U_{B'Ci'} / M_{Ci} U_T}, \quad i = 1, 2. \quad (3.52)$$

Времекоэффициентите τ_E и τ_{Ci} (τ_{C1} и τ_{C2}) в уравнения (3.51) и (3.52) се явяват моделни параметри, необходими за определяне на дифузионните капацитети.

3.2.4.2. Поведенчески нелинейни динамични модели на двуколекторен магнитотранзистор

Нелинейният динамичен модел на двуколекторния транзистор може да се получи като към вариантите (схемен или в текстови формат) на нелинейния статичен модел се добави необходимата компонентна и топологична информация за капацитетите на трите прехода. Видът на моделиращия елемент е в пряка зависимост от приложеното върху съответния PN преход напрежение и от режима на работа (*променливотоков* или *времеви*), в който се изследва магнитотранзисторът. От тази гледна точка моделите могат да бъдат с постоянни или с променливи стойности на капацитетите.

➤ **Модели с постоянни стойности на капацитетите - $C = const$**

Тези модели се получават като към трите PN прехода на нелинейните статични схемни модели (схемните варианти от фиг. 3.4 ÷ фиг. 3.6 или текстовите варианти от фиг. 3.7) се добавят по два капацитета (бариерен и дифузионен) с постоянни стойности, пресметнати за постоянно-токовата работна точка по формули 3.50÷3.52. В качеството на моделиращи елементи се използват разпознаваемите от всички PSpice-базирани симулатори **C - елементи**.

- *динамичен модел в текстови формат при $C = const$*

Вариант на динамичен модел на ДМТ в текстови формат се получава чрез добавяне на операторите от фиг. 3.9 към нетлистове на фиг. 3.7. Тези допълнителни оператори съдържат както необходимата информация за пресмятане на капацитетите на преходите, която се задава чрез оператора .PARAM, така и мястото на свързване на бариерните и дифузионните капацитети на PN преходите на магнитотранзистора.

```

*-----
*PARAMETERS
*-----
.PARAM CTEO = VALUE, NE = VALUE, FIE = VALUE, URE = VALUE,
+CTC1O = VALUE, NC1 = VALUE, FIC1 = VALUE, URC1 = VALUE,
+CTC2O = VALUE, NC2 = VALUE, FIC2 = VALUE, URC2 = VALUE
*-----
.PARAM TAE = VALUE, TAC1 = VALUE, TAC2 = VALUE,
+UE = VALUE, UC1 = VALUE, UC2 = VALUE

```

```

*-----
*DEPLETION CAPACITANCES
*-----
CTE B1 E1 {CTEO/((1-URE/FIE)^NE)}
CTC1 B1 C11 {CTC1O/((1-URC1/FIC1)^NC1)}
CTC2 B1 C22 {CTC2O/((1-URC2/FIC2)^NC2)}
*-----
*DIFFUSION CAPACITANCES
*-----
CDE B1 E1 {TAE*ISE*EXP(UE/k1)/k1}
CDC1 B1 C11 {TAC1*ISC1*EXP(UC1/k2)/k2}
CDC2 B1 C22 {TAC2*ISC2*EXP(UC2/k3)/k3}

```

Фиг. 3.9. Допълнителна информация за преобразуване на статичните модели от фиг. 3.7 във вариант на динамичен модел на ДМТ при константни стойности на капацитетите на преходите

➤ *Модели с променливи стойности на капацитетите - C = var*

За тока I, протичащ през капацитета C, който се променя по нелинеен закон от приложеното върху него напрежение U, е в сила зависимостта:

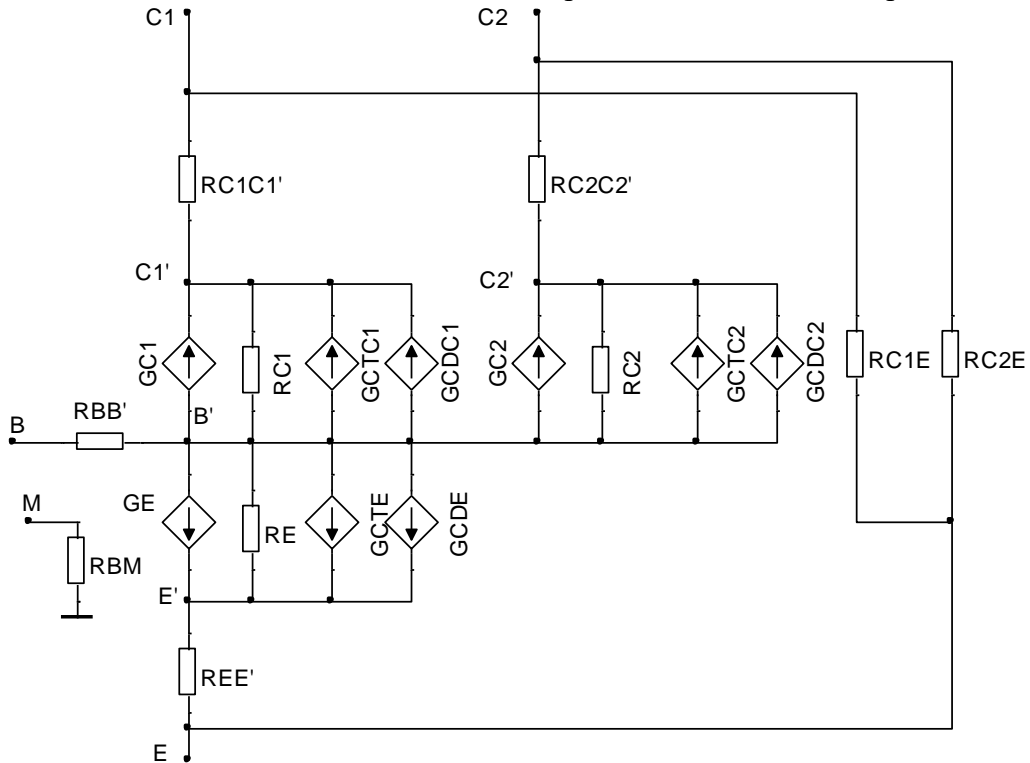
$$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{Q}{U} \frac{dU}{dt} = C(U) \frac{dU}{dt}, \quad (3.53)$$

където Q е зарядът на капацитета.

Въз основа на уравнение (3.53), прилагайки аналогово-поведенческият подход на моделиране, всеки нелинеен капацитет може да се представи чрез зависим източник на ток от типа **ABM_Current** или **GVALUE**, чийто ток е $C(U) \frac{dU}{dt}$. Функционалната зависимост на капацитета от приложеното напрежение $C(U)$, както и изменението на напрежението във времето $U(t)$, се дефинират чрез таблични данни или в аналитичен вид, а производната dU/dt се моделира чрез една от функциите **DDT** или **DERIV**.

- *схемен вариант на динамичен модел при C = var*

Като се приложи горепосочения подход, се получава схемен вариант на динамичен модел на ДМТ с изменящи се по нелинеен закон във времето капацитети на преходите - фиг. 3.10.



Фиг. 3.10. Схемен динамичен модел на двуколекторен магнитотранзистор при променливи стойности на капацитетите на преходите

Чрез източниците **GCTC1**, **GCTC2** и **GCTE** се моделират токовете през бариерните капацитети, а чрез източниците **GCDC1**, **GCDC2** и **GCDE** - токовете през дифузионните капацитети. Токът на всеки един от тези източници се задава чрез $C(U) \frac{dU}{dt}$, където U е напрежението на съответния преход в динамичен режим на работа. За шестте зависими източника на фиг. 3.10, зависимостта $C(U)$ се задава в аналитичен вид, като за бариерните капацитети се прилага уравнение (3.50), а за дифузионните – (3.51) за емитерния преход и (3.52) за колекторните преходи.

3.2.4.3. Моделни параметри

Моделните параметри на нелинейните динамични модели са съвкупност от параметрите, характеризиращи статичните модели и такива, отнасящи се до капацитетите на преходите.

Информация за определяне на моделните параметри, свързани с бариерните капацитети се съдържа в експерименталните ВФХ на преходите. Моделните параметри C_{TO} , n и ϕ се получават като спрямо уравнение (3.50 се прилага МНМК, съчетан с итеративна процедура по отношение на бариерния потенциал ϕ . По този начин, за всеки един от трите PN прехода на ДМТ, се определя оптималната тройка моделни параметри C_{TO} , n и ϕ , за които се минимизира средноквадратичното отклонение между моделната и експерименталната ВФХ.

Дифузионният капацитет на емитерния преход C_{DE} е свързан по същество с транзитната честота f_T на транзистора. Времеkonстантата τ_E , която е основен моделен параметър по отношение на дифузионния капацитет на емитерния преход C_{DE} , се получава чрез прилагане на МНМК спрямо характеристиката $f_T = f(I_C)$, която се описва чрез полином от първа степен.

Времеkonстантите τ_{C1} и τ_{C2} , които се явяват основни моделни параметри за капацитетите C_{DC1} и C_{DC2} на колекторните преходи, се изчисляват с израза:

$$\tau_C = \frac{1 - \alpha_N \alpha_I}{\alpha_I} \tau_S - \frac{\alpha_N}{\alpha_I} \tau_E, \quad (3.55)$$

където $\tau_S = \frac{t_S}{\ln \left(\frac{\beta_N (I_{B1} + I_{B2})}{I_{CSat} + \beta_N I_{B2}} \right)}$.

Анализ и изводи

1. Извършено е двумерно математическо моделиране на хоризонтална структура на ДМТ с напречна магнитна ос, както и на латерален ДМТ. Моделите описват физичните явления и процеси в базовата област на съответната магнитотранзисторна структура. Изследвано е влиянието на температурата върху дрейфа на нулата за първия вид структура и върху токовата магниточувствителност – за втория вид. От получените зависимости следва, че влиянието на температурата върху дрейфа на нулата за ДМТ с напречна магнитна ос, независимо от обуславящите го причини, се определя единствено от температурната зависимост на коефициента на предаване по ток. В същото време, двата фактора, от които се определя влиянието на температурата върху токовата магниточувствителност на ДМТ с надлъжна ос, са температурният потенциал U_T и температурната зависимост на холловата подвижност на електроните μ_{nm} .

2. Предложена е постъпкова процедура за аналогово-поведенческо моделиране, както и постъпков подход за приложение на МНМК за обработка на данни с цел определяне на моделни параметри на ДМТ в символен и числен вид.

3. На базата на инжекционния модел на Еберс-Мол, зависимостите за капацитетите на PN преходите и тези, описващи функционирането на латерален магнитотранзистор с надлъжна ос, са синтезирани схемни и в текстови формат поведенчески варианти на нелинеен статичен и динамичен модел. Основните градивни елементи на моделите са **ЗИТУН** с разширени възможности (**ABM** елементи от типа **ABM_Current** или **GVALUE**).

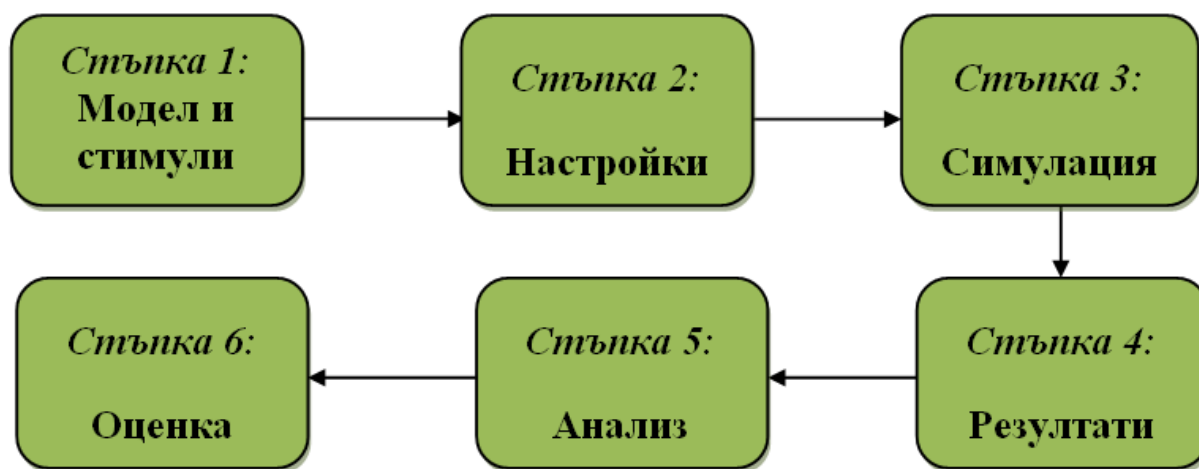
4. Разновидностите на разработените схемни и текстови варианти на поведенчески модели на ДМТ са напълно съвместими с изискванията на PSpice базирани програмни симулатори, като PSpice, DesignLab, NI Multisim, OrCAD, Cadence, поради което са подходящи за записване в библиотеки и създаване на информационна база от модели за този вид елементи, каквато засега не съществува.

ГЛАВА IV – СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДВУКОЛЕКТОРНИ МАГНИТОТРАНЗИСТОРИ

Изследването на електрически и магнитоелектрически характеристики и параметри на ДМТ, които са необходими за анализ на функционирането, избор на оптимален режим на работа и оценка на възможностите за реалното им практическо приложение, може да се осъществи като се приложи или експериментален [9, 23, 49, 66, 181], или симулационен [6, 38, 65, 71, 77, 87, 102, 108, 115, 122, 125, 146, 154, 155, 162, 174, 182, 185] подход. С развитието на PSpice базирани интегрирани среди за автоматизирано проектиране в електрониката симулационният подход се превърна в доминиращ както по отношение на схеми и устройства, така и по отношение на градивните елементи. Именно този подход за изследване на ДМТ е приложен в настоящата работа, като симулацията е извършена с предложените варианти на PSpice-базирани аналогово-поведенчески модел (фиг. 3.4, фиг. 3.5, фиг. 3.6 и фиг. 3.7).

4.1. Етапи на симулационното изследване

След дефиниране на подлежащите на изследване характеристики се прилага симулационна процедура, основните стъпки на която се илюстрират чрез блок-схемата на фиг. 4.1.



Фиг. 4.1. Етапи на симулационното изследване на статични характеристики на ДМТ

Операциите, които се изпълняват на всяка една от стъпките, са:

Стъпка 1: Избира се вариант на аналогово-поведенчески модел на ДМТ и се зарежда в PSpice базирана симулационна среда. Доколкото за изследването на статични характеристики най-подходяща е постояннотокова развивка (**DC Sweep**) по отношение на независим източник на ток или на напрежение, към модела се добавят подходящи стимули (постояннотокови източници на ток и на напрежение).

Стъпка 2: Задават се параметрите на модела за изследвания ДМТ. При избор на **схемен** модел, моделът се зарежда в работната среда на симулатора и към него се свързват съответните източници на сигнали. Задават се настройките на **ABM** блоковете във вид на аналитични изрази, в които неизвестни променливи са единствено управляващите напрежения. Това означава, че всички коефициенти (аналитични изрази, формирани от моделни параметри), трябва да се изчислят предварително. Изискванията спрямо симулационната среда се задават чрез менютата на симулатора.

Ако симулацията се осъществява чрез модел във вид на **нетлист**, задаващите източници на сигнали, както и изискванията по отношение на симулационната среда се описват в текстови файл, като в него се зарежда и моделът на МТ във вид на подсхема. При този вариант стойностите на моделните параметри се задават в *нетлист* файла, а необходимите за зависимите източници на ток коефициенти се дефинират в символна форма и се пресмятат автоматично. Следователно, в този случай отпадат предварителните изчислителни процедури.

Дефинират се следните спецификации на стимулите: тип на елемента, чийто параметър се променя – източник на ток или на напрежение; начин на изменение на развивката на стимула – линейно, логаритмично или чрез списък от стойности; приоритет на развивката на стимула – главна или вложена развивка.

Стъпка 3: Задават се условията на симулационната среда (точност на резултатите, максимален брой итерации за DC режим, максимален брой точки в графичните изображения, минимална проводимост на клоновете) и се стартира симулацията.

Стъпка 4: Извеждат се резултатите от симулацията, което е възможно в два варианта – в числен вид чрез текстовия редактор на използвания симулатор или в графичен вид чрез графичния постпроцесор на симулатора. Тъй като PSpice базираните симулатори допускат интерфейс и с други среди, като например Matlab и Excel, резултатите могат да се изведат и в тези среди. Този подход е особено ефикасен при представяне на симулирани и експериментални характеристики в общи координатни системи.

Стъпка 5: Анализират се резултатите в количествено и качествено отношение, като се използват съществуващите в графичната среда средства (например, курсори и маркери). Ако е необходимо, се променят стойностите на моделните параметри, спецификациите на стимулите и/или условията на симулационната среда, като се спазват всички ограничения за тях.

Стъпка 6: Извършва се оценка на използвания модел по отношение на адекватността и приложимостта му.

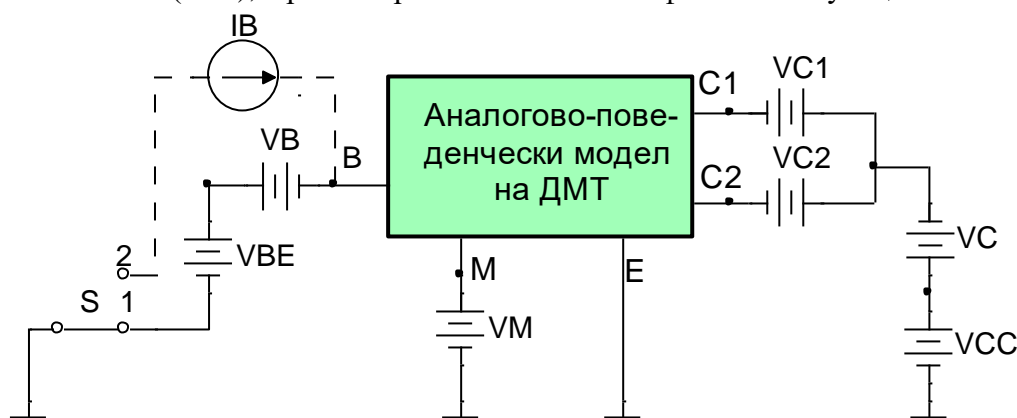
4.2. Симуляционно изследване на статични характеристики

Посочената по-горе последователност от операции е приложена за изследване на статични волт-амперни и магнитоелектрически характеристики на експериментален двуколекторен латерален магнитотранзистор, тип 2Т1МП1 [13], свързан в схема общ емитер (ОЕ).

4.2.1. Волт-амперни характеристики

Симуляционна постановка

За симулация на ВАХ и параметри на ДМТ, които определят поведението му при отсъствие на магнитно поле ($B=0$), е реализирана показаната на фиг. 4.2 симуляционна постановка.



Фиг. 4.2. Симуляционна постановка за изследване на статични ВАХ на двуколекторен магнитотранзистор чрез аналогово-поведенчески модел

Блокът „Аналогово-поведенчески модел на ДМТ“ от симуляционната постановка на фиг. 4.2 реално се замества с един от предложените варианти на поведенчески модел на МТ. Видът на модела (схемен или в текстови формат) е определящ за начина на представяне на стимулите – чрез схемни означения от библиотеки (както е на фиг. 3.8) или чрез текст, съответстващ на синтаксиса на симулатора. Стимулите V_B , V_{C1} , V_{C2} и V_C на фиг. 4.2 са с нулево напрежение и се използват като амперметри. Тъй като изследването е при отсъствие на магнитно поле ($B=0$), напрежението на източника V_M също е нулево. Параметрите на развивките на източниците V_{BE} , V_{CC} и I_B , се дефинират в зависимост от всяка конкретна изследвана характеристика. Включването към базата на МТ на стимул ток (източник I_B) или на стимул напрежение (източник V_{BE}), което зависи непосредствено от вида на ВАХ, в симуляционната постановка се осъществява чрез превключвателя S .

Моделни параметри

Стойностите на моделните параметри, необходими за симулация на ВАХ на ДМТ при $B=0$, получени след обработка на експерименталните резултати от табл. 2.1 ÷ табл. 2.5 чрез прилагане на МНМК, са:

$M_E = 1,724$; $I_{ES} = 2,284E-11A$; $R_{BB1} (R_{BB'}) = 127,124\Omega$; $R_{EE1} (R_{EE'}) = 0,362\Omega$; $\alpha_N = 0,719$; $\alpha_{N1} = 0,378$
 $\alpha_{N2} = 0,378$; $M_C = 2,236$; $M_{C1} = 2,134$; $M_{C2} = 2,142$; $I_{CS} = 1,027E-10A$; $I_{CIS} = 2,286E-9A$; $\alpha_1 = 0,462$;
 $\alpha_{11} = 0,231$; $\alpha_{12} = 0,231$; $G_{CE} (R_{CE} = 1/G_{CE}) = 4,288E-5S$; $G_{CIE} (R_{CIE} = 1/G_{CIE}) = 2,169E-5S$;
 $G_{C2E} (R_{C2E} = 1/G_{C2E}) = 2,125E-5S$; $R_{CC'} = 342,864\Omega$.

Симулация – изисквания и резултати

- *Входни характеристики: $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{CE} = const$*

Изисквания към симулационната постановка:

1. Превключвател S - в положение 1;
2. Стимулиращ източник VBE) – в режим на главна развивка с линейно;
3. Стимулиращ източник VCC – в режим на вложена развивка,

Полученото при така дефинираните условия семейство входни статични характеристики $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{CE} = const$ е представено на фиг. 4.3. Ясно е, че увеличаването на напрежението U_{CE} води до отместване на входните характеристики надясно, което се дължи на ефекта на Ърли. При напрежения $U_{CE} > 1V$ отместването е от фиг. 4.3 следва, че напрежението на отпушване на ДМТ е $U_{BE} = (0,55 \div 0,6)V$, което е аналогично на напрежението на отпушване на интегралните латерални силициеви транзистори. Напрежението на отпушения емитерен преход е от порядъка на $(0,6 \div 0,85)V$, което е по-високо от съответното на интегралните силициеви транзистори. От ВАХ на фиг. 4.3 е определено входното съпротивление на ДМТ както за променлив (диференциално), така и за постоянен ток (статично). В нелинейния участък на ВАХ диференциалното съпротивление се изменя от 946Ω до 148Ω , а статичното - от $11,2k\Omega$ до $1,36k\Omega$. В линейния участък на ВАХ диференциалното съпротивление е $r_i = 62,4\Omega$, а статичното - $R_i = 728\Omega$. От анализа на резултатите за съпротивленията за различни работни точки следва, че в нелинейния участък на ВАХ входното съпротивление както за постоянен, така и за променлив ток, се променя в зависимост от местоположението на работната точка, като с увеличаване на тока съпротивленията намаляват. При това, за всяка избрана работна точка, диференциалното съпротивление е по-малко от постоянноото.

- *Изходни характеристики: $I_C = f(U_{CE})$ при $I_B = const$*

Изисквания към симулационната постановка:

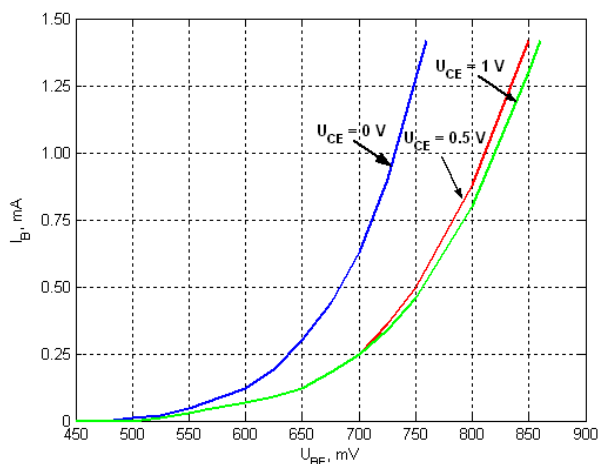
1. Превключвател S - в положение 2;
2. Стимулиращ източник VCE – в режим на главна развивка;
3. Стимулиращ източник IB – в режим на вложена развивка.

Симулираните изходни статични характеристики $I_C = f(U_{CE})$ са показани на фиг. 4.4, като колекторният ток I_C е сумарният ток от токовете на двата колектора на магнитотранзистора, т.е., $I_C = I_{C1} + I_{C2}$ при $U_{CE1} = U_{CE2} = U_{CE}$. Стойността на колекторното напрежение, при което се получава колекторен ток $I_C = 0$, е $U_{CE} = (30 \div 45)mV$. За напрежения $U_{CE} > 0,3V$ стръмността на характеристиките е малка, като слабото нарастване на колекторния ток в този участък се дължи с влиянието на ефекта на Ърли.

От изходните ВАХ на МТ са определени изходните съпротивления за променлив ток и за постоянен ток. В началната област (до $U_{CE} = 0,3V$) при $I_B = 0,8mA$ диференциалното съпротивление r_o се изменя от $56,2\Omega$ до $101,8\Omega$, а статичното съпротивление R_o – от $141,5\Omega$ до $90,4\Omega$. В областта на насищане, т.е. при $U_{CE} = (0,3 \div 3)V$, r_o се изменя от $1,23k\Omega$ до $10,52k\Omega$, а R_o , съответно от 126Ω до $1,07k\Omega$. Изходното съпротивление зависи от режима на работа, т.е., от работната точка. Така например, при $U_{CE} = 2V$ и $I_B = (0,4 \div 1,4)mA$, r_o се променя от $52,63k\Omega$ до $9,26k\Omega$, а R_o - от $2,08k\Omega$ до 371Ω .

При симулационното изследване на изходните характеристики са отчетени и токовете I_{C1} и I_{C2} на двата колектора, разликата между които $\Delta I_C = |I_{C1} - I_{C2}|$ е показател за асиметрията им. При известни асиметрия ΔI_C може да се определи параметърът относителна асиметрия, като

$\frac{\Delta I_C}{I_C} \cdot 100\%$, където $I_C = I_{C1} + I_{C2}$. Анализът на получените резултати показва, че този параметър се изменя до 1,5%, като стойността му зависи от режима на работа на магнитотранзистора.



Фиг. 4.3. Входни статични характеристики $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{CE} = \text{const}$

➤ *Характеристики на право предаване:* $I_C = f(I_B)$ при $U_{CE} = \text{const}$

Изисквания към симулационната постановка:

1. Превключвател S - в положение 2;
2. Стимулиращ източник IB – в режим на главна развивка;
3. Стимулиращ източник VCC – в режим на вложена развивка.

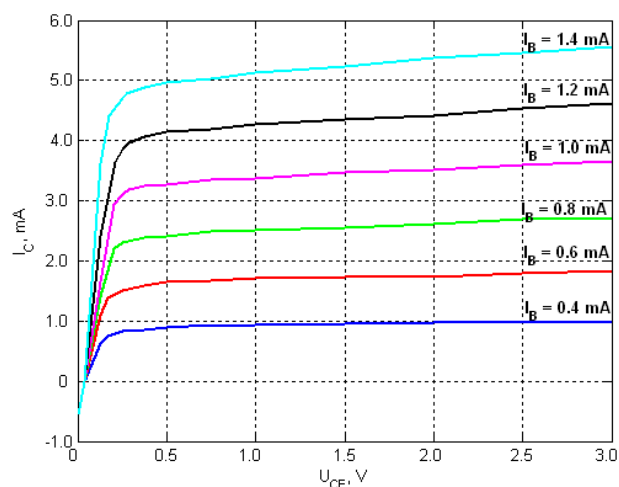
Статичните характеристики на право предаване по ток $I_C = f(I_B)$ за три стойности на U_{CE} са представени на фиг. 4.5. Както се вижда, с увеличаване на напрежението U_{CE} колекторният ток I_C нараства, което се обяснява с влиянието на ефекта на Ърли. При $I_B = 0$ и $U_{CE} > 0$ през колекторите протича обратният колекторен ток I_{CEO} . При $I_B = 0$ и $U_{CE} = 0$ токът $I_C = 0$, тъй като и двата прехода са в равновесно състояние. При $I_B > 0$ и $U_{CE} = 0$ посоката на тока през колекторите се сменя, тъй като колекторният преход е свързан в права посока, паралелно на емитерния преход. Определеният от фиг. 4.5 сумарен статичен коефициент на предаване по ток β е в границите от 0,67 до 4,33. Стойността на коефициента β за изследвания магнитотранзистор е значително по-ниска в сравнение с тази на латералния бездрейфов интегрален транзистор. Това е в ре-

4.2.2. *Статични магнитоелектрически характеристики*

За изследване на статичните магнитоелектрически характеристики на ДМТ, които дават информация за поведението на елемента в магнитно поле ($B \neq 0$), са използвани вариантите на аналогово-поведенчески модел от фиг. 3.4÷3.7.

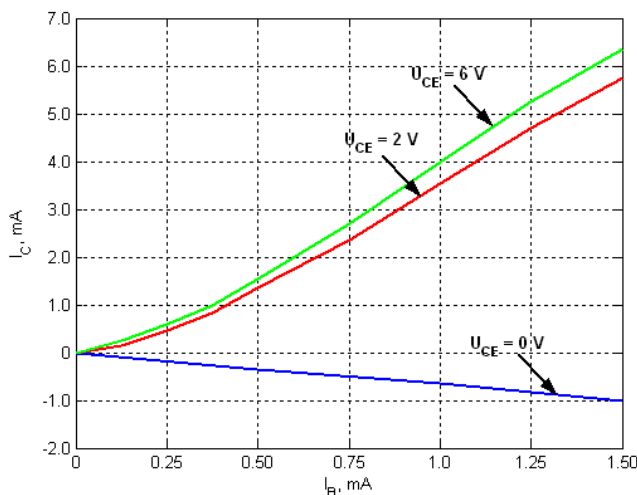
Симулационна постановка

За получаване на статични магнитоелектрически характеристики на ДМТ, свързан в схема общ емитер, е предложена представената на фиг. 4.6 симулационна постановка.

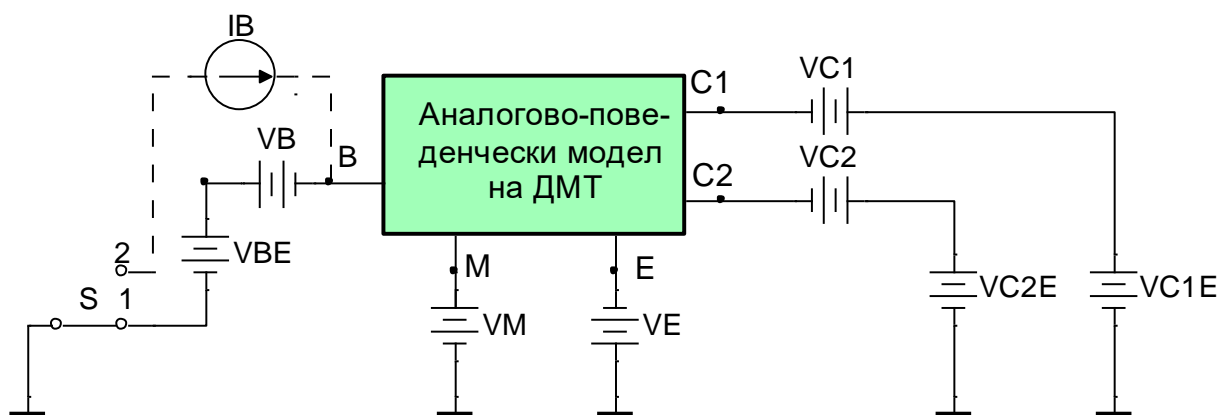


Фиг. 4.4. Изходни характеристики $I_C = f(U_{CE})$ при $I_B = \text{const}$

зултат на относително голямата ширина на базата на магнитотранзистора, поради което коефициентът на пренасяне на токоносителите χ е малък и следователно, базовият ток е голям.



Фиг. 4.5. Характеристики на право предаване по ток $I_C = f(I_B)$ при $U_{CE} = \text{const}$



Фиг. 4.6. Симулационна постановка за изследване на статични магнитоелектрически характеристики на двуколекторен магнитотранзистор

Източниците на сигнали V_B , V_{C1} , V_{C2} и V_E в симулационната постановка на фиг. 4.6, са с нулеви напрежения и се използват като амперметри. Чрез източниците V_{C1} и V_{C2} се отчитат токовете $I_{C1} = I(V_{C1})$ и $I_{C2} = I(V_{C2})$, посредством които се определя и разликата $\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2}$ при условията на изследването. Влиянието на магнитното поле се отчита с източника V_M , като се приема, че напрежението му е пропорционално на индукцията B на полето. Параметрите на развивките на стимулите (V_{BE} , V_{C1E} , V_{C2E} , V_M и I_B) се дефинират в зависимост от конкретните изследвани характеристики. Включването в базовата верига на МТ на стимул ток (източник I_B) или напрежение (източник V_{BE}), в зависимост от конкретните изследвани характеристики, в симулационната постановка се осъществява чрез превключвателя S . Блокът „Аналогово - поведенчески модел на ДМТ“ се заменя със схемен или в текстови формат аналогово-поведенчески модел на МТ.

Моделни параметри

За изследване на статични магнитоелектрически характеристики и параметри на ДМТ, освен моделните параметри при $B=0$, са необходими и стойностите на токовете магниточувствителности S_{11} и S_{12} , за които след обработка на експерименталните данни за тесла-амперните характеристики на МТ (табл. 2.6), се получавати: $S_{11} = 290.063 \mu A/T$, $S_{12} = 289.251 \mu A/T$.

➤ Тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $I_E = const$

Изисквания към симулационната постановка:

1. Превключвател S - в положение **2**;
2. Стимулиращ източник V_M – в режим на главна развивка;
3. Стимулиращ източник I_B – в режим на вложена развивка;
4. Стимулиращи източници V_{C1E} и V_{C2E} – с константни стойности на напреженията,

като $U_{C1E} = U_{C2E}$.

Полученото при така дефинираните условия семейство статични тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $I_E = const$ е представено на фиг. 4.7.

➤ Тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $U_{BE} = const$ и $U_{CE} = const$

Изисквания към симулационната постановка:

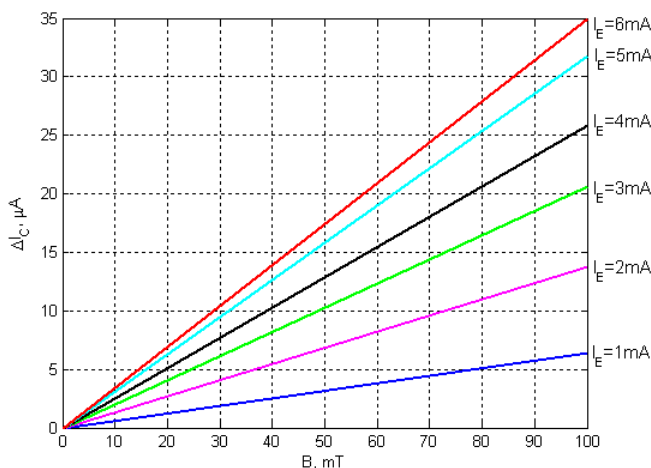
1. Превключвател S - в положение **1**;
2. Стимулиращ източник V_M – в режим на главна;
3. Стимулиращ източник V_{BE} – в режим на вложена развивка ;
4. Стимулиращи източници V_{C1E} и V_{C2E} – с константни стойности на напреженията,

като $U_{C1E} = U_{C2E}$.

На фиг. 4.8 са показани получените чрез симулация тесла-амперни характеристики за четири комбинации от стойности на напреженията U_{BE} и U_{CE} .

Както се вижда от фиг. 4.7 и фиг. 4.8, характеристиките са линейни в работния интервал ($B \leq 100 mT$). При смяна на посоката на магнитното поле характеристиките се изместват в III квадрант и са симетрични по отношение на координатното начало. От тесла-амперните харак-

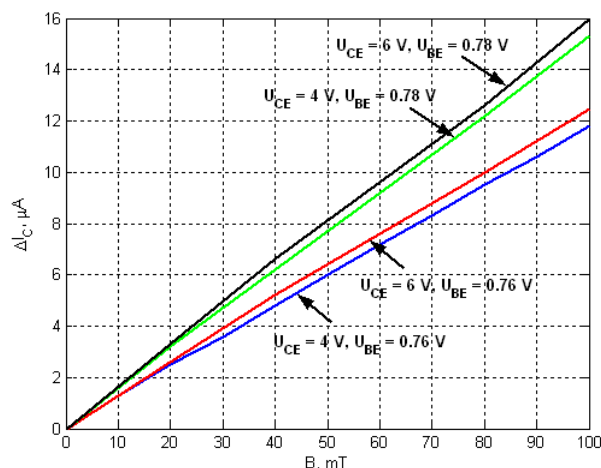
теристики на фиг. 4.7 и фиг. 4.8 следва, че диференциалната разлика ΔI_C между колекторните токове зависи съществено от избрания постоянен ток режим на работа на МТ (I_E , U_{CE} за фиг. 4.7 и U_{BE} , U_{CE} за фиг. 4.8). Така например, при $U_{CE} = 4V$ и $B = 80mT$ от $5,156\mu A$ при $I_E = 1mA$ ΔI_C достига до $25,313\mu A$ при $I_E = 5mA$. Анализът на характеристиките от фиг. 4.8 показва, че влиянието на напрежението U_{BE} върху тока ΔI_C е по-голямо от това на напрежението U_{CE} . При индукция на магнитното поле $B = 80mT$ и $U_{BE} = 0,76V$ увеличаването на напрежението U_{CE} от $4V$ на $6V$ води до увеличаване на тока ΔI_C само с $0,429\mu A$, докато при промяна на напрежението U_{BE} от $0,76V$ на $0,78V$ при $B = 80mT$ и $U_{CE} = 4V$, токът ΔI_C се увеличава с $2,572\mu A$.



Фиг. 4.7. Тесла-амперни характеристики

$$\Delta I_C = f(B) \text{ при } U_{C1E} = U_{C2E} = 4V$$

➤ Характеристики на предаване по ток $\Delta I_C = f(I_E)$ при $B = const$



Фиг. 4.8. Тесла-амперни характеристики

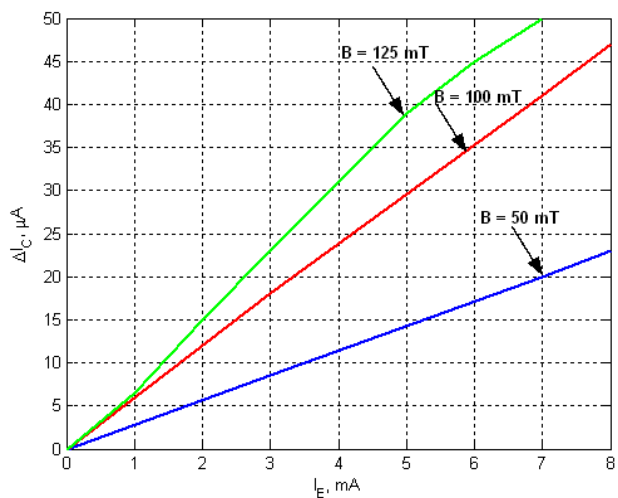
$$\Delta I_C = f(B) \text{ при } U_{BE} = 0.76V; 0.78V \text{ и } U_{CE} = 4V; 6V$$

Изисквания към симулационната постановка:

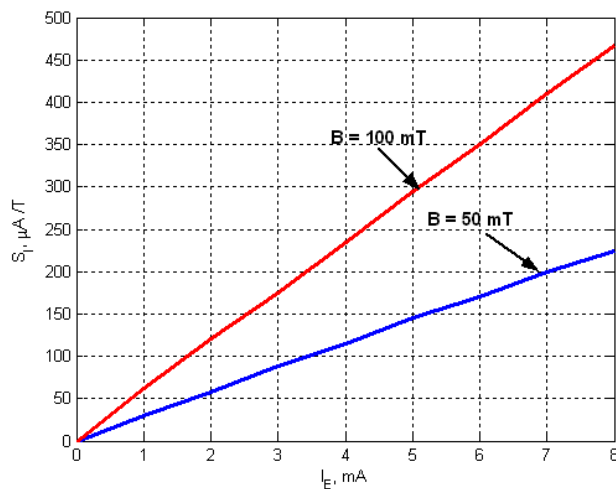
1. Превключвател S - в положение 2.
2. Стимулиращ източник IB - в режим на главна развивка;
3. Стимулиращ източник VM - в режим на вложена развивка;
4. Стимулиращи източници VC1E и VC2E - с константни стойности на напреженията,

като $U_{C1E} = U_{C2E}$.

На фиг. 4.9 е показано изменението на разликата ΔI_C между колекторните токове от емитерния ток I_E ($\Delta I_C = f(I_E)$) при $U_{CE} = const$ и $B = const$.



Фиг. 4.9. Предавателни характеристики по ток $\Delta I_C = f(I_E)$ при $B = 50mT, 100mT, 125mT$



Фиг. 4.10. Зависимости $S_1 = f(I_E)$ при $B = 50mT$ и $100mT$

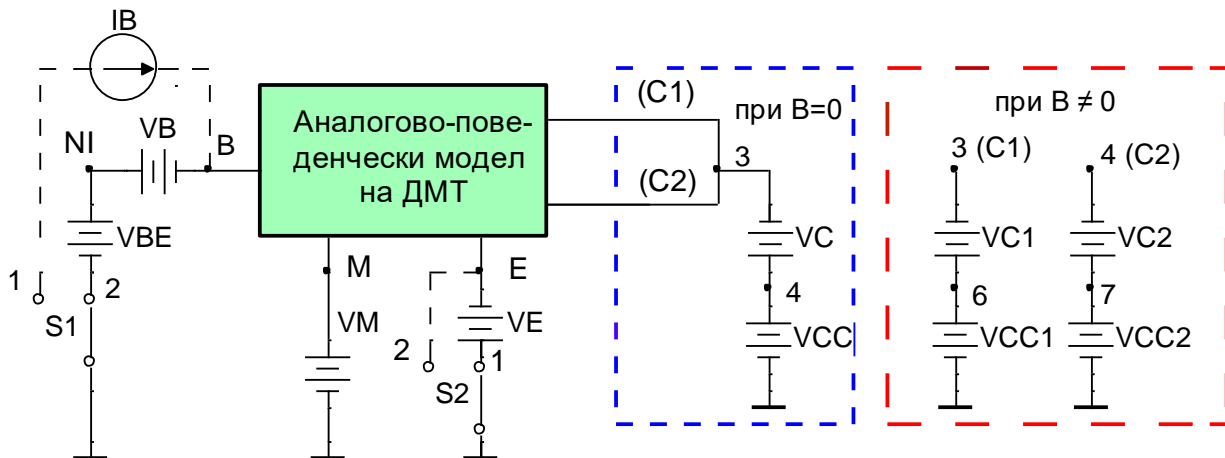
Въз основа на резултатите от фиг. 4.9 и уравнение (3.40), е получена в графичен вид функционалната зависимост на токовата магниточувствителност от емитерния ток ($S_1 = f(I_E)$)

при $B = \text{const}$ за стойности на магнитната индукция $B = 50\text{mT}$ и $B = 100\text{mT}$ - фиг. 4.10. Очевидно е, че в избрания интервал на изменение на магнитната индукция, който всъщност е работният интервал, зависимостта $S_1 = f(I_E)$ е линейна. От представените характеристики следва, че токовата магниточувствителност нараства от $29,545\mu\text{A/T}$ при $I_E = 0,5\text{mA}$ до $409,09\mu\text{A/T}$ при $I_E = 7\text{mA}$.

4.2.3. *Обобщена симулационна постановка за изследване на статични характеристики на ДМТ*

➤ **Схемен вариант**

На базата на двете постановки от фиг. 4.2 и фиг. 4.6 е синтезирана показаната на фиг. 4.11 обобщена постановка за симулационно изследване на статични волт-амперни и магнетоелектрически характеристики на ДМТ.



Фиг. 4.11. Обобщена симулационна постановка за изследване на статични характеристики на ДМТ

Тъй като фиг. 4.11 съчетава двете постановки, съответно при $B=0$ и $B\neq 0$, то преминаването от едната към другата се извършва с превключвателят **S2**. настройките на постояннотоковите източници на ток и напрежение съответствуват на тези два конкретни случая. При симулация са **VAX** на МТ, **S2** трябва да бъде в положение **2**, а към колекторната верига на модела трябва да се свърже конфигурацията, при $B=0$ (в син цвят на фигурата). Когато се симулират магнетоелектрически характеристики ($B\neq 0$), превключвателят **S2** трябва да бъде в положение **1**, а конфигурацията от задаващи източници на напрежение, която се свързва към колекторната верига, трябва да бъде тази, обозначена с червен цвят.

➤ **Вариант в текстови формат (нетлист)**

Текстови вариант (*нетлист*) на обобщената симулационна постановка от фиг. 4.11 е показан на фиг. 4.12. В този случай, в нетлист файла се зарежда един от представените на фиг. 3.7 варианти на модела на ДМТ.

Simulation of DCM Static Characteristics

```
X1 B C1 C2 E M DCM_MODEL
IB 0 B 0 0
VB NI B 0
VBE NI 0 VALUE
VM M 0 VALUE
VE 0 E 0
*Volt - Ampere Characteristics - B=0
VC 4 3 0
VCC 4 0 VALUE
.DC VBE VBE_start VBE_stop VBE_incr VCC VCC_start VCC_stop VCC_incr
.DC VCC VCC_start VCC_stop VCC_incr IB IB_start IB_stop IB_incr
.DC IB IB_start IB_stop IB_incr
.STEP VCC LIST <VALUES>
*Magnetoelectric Characteristics - B≠0
```

```
.DC VM VM_start VM_stop VM_incr IB IB_start IB_stop IB_incr
.DC VM VM_start VM_stop VM_incr VBE VBE_start VBE_stop VBE_incr
.DC IB IB_start IB_stop IB_incr
.STEP VM LIST <VALUES>
.END
```

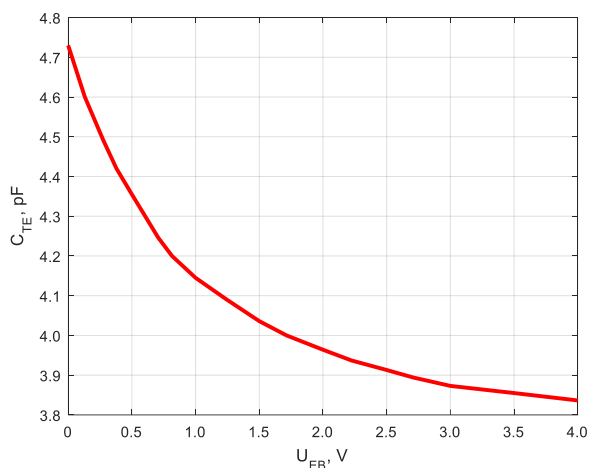
Фиг. 4.12. Нетлист на обобщена постановка за изследване на статични характеристики на ДМТ

4.3. Симулация на волт-фарадни характеристики на латерален ДМТ

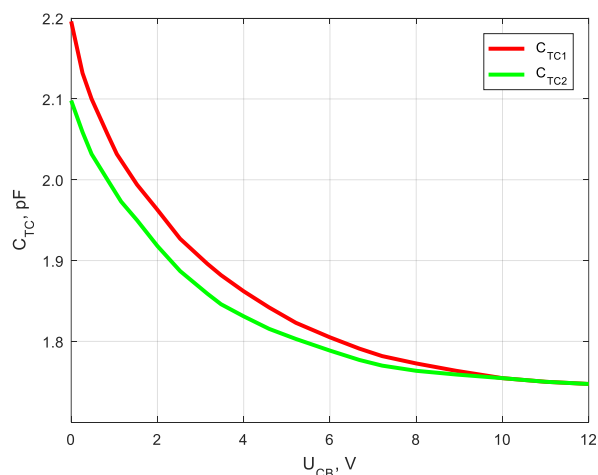
Параметрите, свързани с бариерните емкости на PN преходите на ДМТ, са получени след обработка на експерименталните данни от табл. 2.6 и табл. 2.7 с МНМК. Същият метод е приложен и спрямо данните от табл. 2.8 за определяне на времеконстантата на емитерния преход. Времеконстантите на колекторните преходи са пресметнати чрез формула 3.55, като са използвани експерименталните резултати от табл. 2.9. За специфичните моделни параметри, които характеризират динамичния модел на ДМТ, са получени следните стойности:

$C_{TE0} = 4,726 \text{ pF}$, $C_{TC10} = 2,196 \text{ pF}$, $C_{TC20} = 2,096 \text{ pF}$, $n_E = 0,117$, $n_{C1} = 0,081$, $n_{C2} = 0,049$, $\phi_R = 0,799 \text{ V}$, $\phi_{C1} = 0,618 \text{ V}$, $\phi_{C2} = 0,162 \text{ V}$, $\tau_E = 0,707 \text{ E-6s}$. При $t_s = 0,6 \text{ E-6s}$ времеконстантите на колекторните преходи са $\tau_{C1} = \tau_{C2} = 2,809 \text{ E-6s}$, а при $t_s = 1,2 \text{ E-6s}$, съответно, $\tau_{C1} = \tau_{C2} = 5,694 \text{ E-6s}$.

Чрез използване на параметрите, свързани с бариерните емкости, са симулирани ВФХ на емитерния и на двата колекторни прехода. Симулираните характеристики са представени на фиг. 4.13 и фиг. 4.14. Съпоставката на получените резултати показва, че бариерният капацитет на емитерния преход C_{TE} е по-голям от емкостите на колекторните преходи C_{TC1} и C_{TC2} . От фиг. 4.14 се вижда, че ВФХ на двата колекторни прехода се различават, макар и незначително, в интервала на изменение на напрежението U_{CB} от 0V до 9,45V. Това е показател за съществуването на известна асиметрия в структурата на ДМТ.



Фиг. 4.13. ВФХ на емитерния преход



Фиг. 4.14. ВФХ на колекторните преходи

4.4. Верификация на симулационните модели и параметрите им

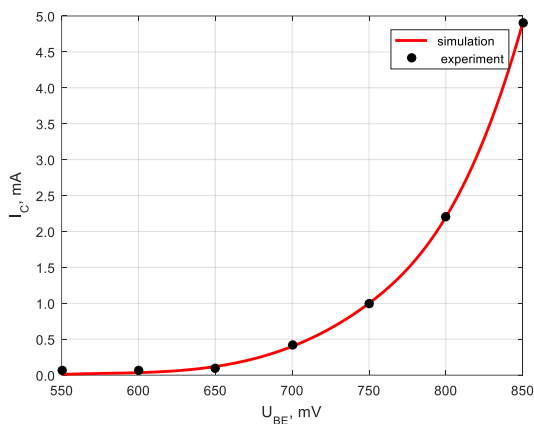
За установяване на адекватността на предложените поведенчески модели и достоверността на стойностите на характеризиращите ги параметри, е извършена сравнителна оценка на експериментални и симулирани волт-амперни, магнитоелектрически и волт-фарадни характеристики за изследвания ДМТ (2Т1МП1). В качеството на критерий за оценка е използвана средноквадратичната грешка ε [156]:

$$\varepsilon = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N (y_{i\text{exp}} - y_{i\text{sim}})^2}}{N} 100, \% \quad (4.1)$$

където: $y_{i\text{exp}}$ и $y_{i\text{sim}}$ стойности за i -та точка от експерименталната и симулираната характеристика; N – брой точки.

- *Експериментални и симулирани ВАХ*

Симулираната проходна характеристика $I_C = f(U_{BE})$ почти напълно съвпада с експерименталната (фиг. 4.15). В същото време за получените чрез измерване и със симулационен модел изходни характеристики на насищане при малки токове $I_C = f(U_{CE_{sat}})$ за различни постоянноточкови режими на работа (фиг. 4.16) е налице известно несъвпадение главно в нелинейните участъци. Разликата в степента на несъвпадение за проходната и изходните характеристики се дължи на обстоятелството, че моделните параметри за симулация на зависимостта $I_C = f(U_{BE})$ се определят от експериментални данни за режим на ниски нива на инжекция, а за зависимостта $I_C = f(U_{CE_{sat}})$ - от данни за режим на високи нива на инжекция, което е предпоставка за по-малка точност. Това се потвърждава и от получената средноквадратична грешка, която за проходната характеристика е $\varepsilon = 1,17\%$, а за изходните - ε не надвишава 1,25%.



Фиг. 4.15. Проходна характеристика $I_C = f(U_{BE})$



Фиг. 4.16. Изходни характеристики на насищане при малки токове $I_C = f(U_{CE_{sat}})$

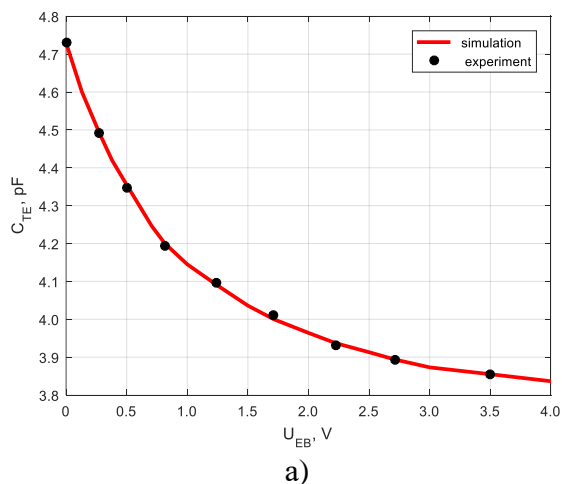
Фиг. 4.16. Изходни характеристики на насищане при малки токове $I_C = f(U_{CE_{sat}})$

- Семейство експериментални и симулирани тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $I_E = \text{const}$

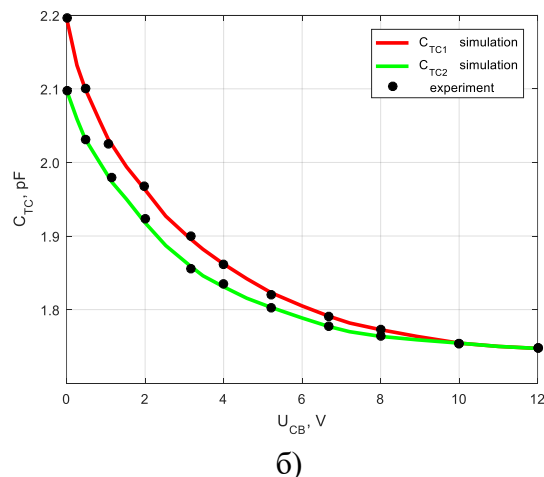
Сравнителната оценка на представените в Глава II данни за експерименталните тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $I_E = \text{const}$ с получените чрез симулация (фиг. 4.7) показва, че средноквадратичната грешка и за шестте случая (шест стойности на емитерния ток) е под 1,35%. Това до голяма степен се дължи на линейността на характеристиките в работния интервал, който се определя от $B \leq 100\text{mT}$.

- Експериментални и симулирани ВФХ

Експериментални и симулирани ВФХ на PN преходите на ДМТ са показани на фиг. 4.17.



а)



б)

Фиг. 4.17. Експериментални и симулирани волт-фарадни характеристики на PN преходите на ДМТ
а) емитерен преход; б) първи и втори колекторен преход

От графичните изображения на фиг. 4.17 е ясно, че е налице известна разлика между получените чрез експеримент (табл. 2.6 и табл. 2.7) и симулация характеристики. Основната причина, на която се дължи тази разлика, е обстоятелството, че експерименталните характеристики са получени след корекция на измерените бариерни капацитети с цел отчитане влиянието на паразитните капацитети, докато при симулацията това влияние не се отчита. Но независимо от това, средноквадратичната грешка за ВФХ и на трите PN прехода е сравнително малка, като за емитерния преход (фиг. 4.17, а) $\varepsilon = 2,04\%$, а за първи и втори колекторен преход (фиг. 4.17, б), съответно $\varepsilon = 2,28\%$ и $\varepsilon = 2,37\%$.

Стойностите на средноквадратичната грешка, която в случая се явява сравнителна оценка между експериментални и моделни волт-амперни, тесла-амперни и волт-фарадни характеристики на конкретен ДМТ (2Т1МП1), потвърждават както коректността на моделните параметри, така и адекватността на синтезираните поведенчески модели на магнитотранзистора.

Анализ и изводи

1. Предложена е обобщена симулационна процедура и симулационни постановки, които са използвани за изследване на ДМТ.

2. Извършена е симулация и анализ на волт-амперни, магнитоелектрически и волт-фарадни характеристики на конкретен латерален двуколекторен магнитотранзистор (2Т1МП1).

3. Резултатите за статичните ВАХ и параметри потвърждават подобие на свойствата на магнитотранзистора с тези на силициев латерален бездрейфов NPN транзистор.

4. Работният обхват на функциониране на магнитотранзистора, който осигурява линейност на тесла-амперните характеристики $\Delta I_c = f(B)$ за различни постоянноточкови режими, е $0 < B \leq 100 \text{ mT}$. За стойности на индукцията B на магнитното поле извън този обхват ($B > 100 \text{ mT}$) характеристиките придобиват нелинеен вид.

5. Токовата магниточувствителност S_I зависи съществено от постоянноточковия режим на работа. При зададен режим на работа S_I е постоянна величина, независеща от индукцията B на магнитното поле.

6. Между волт-фарадните характеристики на двата колекторни PN прехода на магнитотранзистора е налице, макар и незначителна, разлика, което означава, че в структурата на магнитотранзистора съществува известна асиметрия.

Сравнителната оценка на експерименталните и моделните характеристики на магнитотранзистора показва, че средноквадратичната грешка между измерените и симулирани данни не надвишава 2,5%. Освен това, резултатите от симулационното изследване удовлетворяват дефинираните от производителя ограничения по отношение на основните параметри на конкретния магнитотранзистор. Тези факти са показателни критерии за правилния подход при определяне на моделните параметри чрез МНМК, както и гаранция за достоверността на разработените поведенчески модели и възможността за приложението им за изследване и избор на оптимален режим на функциониране на двуколекторни магнитотранзистори и на реализирани с тях сензорни устройства.

ГЛАВА V - НЯКОИ ПРИЛОЖЕНИЯ НА ГАЛВАНОМАГНИТНИ СЕНЗОРИ ЗА КОНТРОЛ НА СПЕЦИАЛИЗИРАНИ ИНСТАЛАЦИИ

Най-съществени звена на автоматизираните технологични системи (АТС) се явяват сензорите. Сензорите стават все по-значими, което означава, че е необходимо непрекъснато разширяване както на номенклатурата на сензорите на електрически и на неелектрически величини, така и на областите на приложението им и усложняване на решаваните с тях задачи.

Отчитайки предимствата и особеностите на ДМТ и на реализираните на тяхна база сензори, както и необходимостта от познаване на експериментални характеристики и параметри за ДМТ, в тази глава е поставена за решаване задача в следните два аспекта:

- Разработване на микропроцесорна система за експериментално изследване на ДМТ;
- Изследване на някои галваномагнитни сензори, реализирани с ДМТ, с оглед практическото им приложение за измерване/контрол на параметри в специализирани инсталации.

5.1. Микропроцесорна система за изследване на статични характеристики на двуколекторни магнитотранзистори

За да се спести измервателния ресурс и да се постигне по-голяма надеждност и мобилност, е разработен специализиран модул за измерване на характеристиките на двуколекторни магнитотранзистори за схема на свързване ОЕ.

5.1.1. Характеристики на системата

За разработването на системата са използвани специализирани операционни усилватели, цифрови потенциометри и микроконтролер ATMEGA 128.

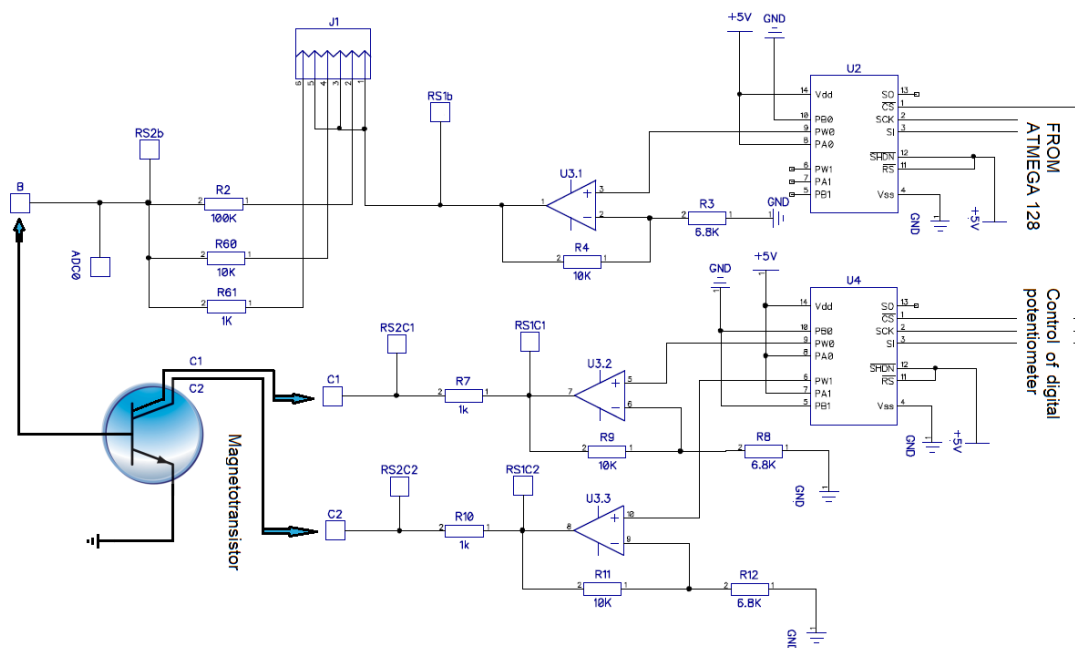
Разработеният лабораторен стенд е със следните функционални възможности:

- задаване и измерване на базовия ток I_B на ДМТ от $1\mu\text{A}$ до 12mA ;
- измерване на напрежението U_{BE} ;
- задаване и измерване на двата колекторни тока I_{C1} и I_{C2} (с възможност при наличие на асиметрия) до 12mA ;
- измерване на напреженията U_{CE1} и U_{CE2} ;
- измерване на разликата между напреженията на двата колектора, както и между токовете, при наличие на магнитно поле или при нееднаквост на двата колекторни PN прехода;
- софтуерно пресмятане на четириполюсните параметри на магнитотранзистора;
- визуализация на зададените, измерените и пресметнатите стойности върху дисплей;
- използване на електромагнит за задаване на магнитно поле и измерване на индукцията на полето чрез допълнителен външен тесламетър.

5.1.2. Структура и функциониране на системата

В структурно отношение реализираната система за изследване на МТ се състои условно от три основни модула – микроконтролер, задаващ блок и измервателен блок.

На фиг. 5.2 е показана принципната схема, чрез която се реализира подхода на задаване на двата колекторни тока през резистори от $1\text{k}\Omega$ и съответно, тока в базата през избираем резистор $1/10/100\text{k}\Omega$.

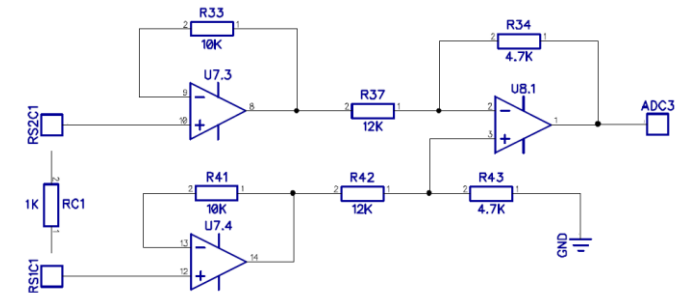


Фиг. 5.2. Схема за задаване на токовете I_{C1} , I_{C2} и I_B

Операционите усилватели се захранват с напрежение от $13,5\text{V}$ от външен захранващ блок. На изходите им се получава изменение на напрежението от 0 до $12,5\text{V}$. Това е така заради цифровите потенциометри тип МСР42010 на фирмата Microchip, които се управляват по сериен интерфейс и се захранват с напрежение от 5V . На средния извод на цифровия потенциометър се получава изменение на напрежението от 0 до 5V , което се подава на входа на операционния усилвател. Цифровите потенциометри са по два в корпус със съпротивление $10\text{k}\Omega$. Задаваните токове I_{C1} , I_{C2} и I_B са ограничени от максималния изходен ток на усилвателите, който е 20mA .

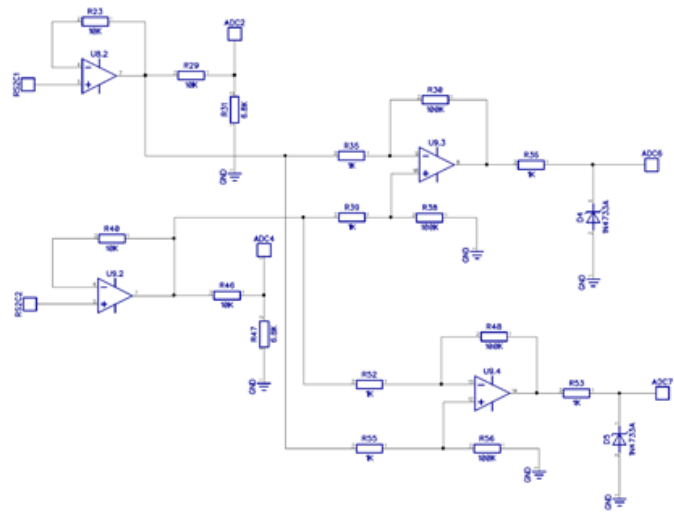
Функционирането на измервателния модул се илюстрира чрез схемата на фиг. 5.3, която е реализирана три пъти с цел измерване на тока на базата и на двата колектора. Всеки един от токовете се изчислява от микроконтролера по измерен върху резистор пад на напрежение. Полученото напрежение се подава на входовете на микроконтролера – на ADC1 за четане на базовия ток и на ADC3 и ADC5, съответно за то-

ковете през първи и втори колектор.



Фиг. 5.3. Схема за измерване на токовете I_{C1} , I_{C2} и I_B

Предвидени са два диференциални усилвателя за измерване на разликата между напреженията на двата колекторни прехода с обхват от -50mV до $+50\text{mV}$ и стъпка $0,1\text{mV}$. Схемата за измерване е показана на фиг. 5.4. В зависимост от поляритета на получената разлика, работи или единият, или другият усилвател, т.е. има напрежение или на ADC6, или на ADC7 входа на микроконтролера. Така се отчита посоката на отклонение на токоносителите и съответно на магнитното поле.



Фиг. 5.4. Схема за измерване на U_{CE1} , U_{CE2} и ΔU_{CE}

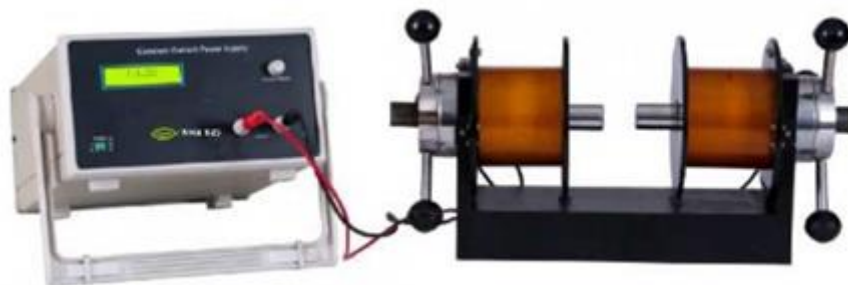
Работата с лабораторния стенд се извършва с въртящ се енкодер и бутон за запис на задаваните стойности.

Разработената програма за микроконтролера изпълнява следния алгоритъм:

1. Инициализация на всички портове (входове, изходи)
2. Инициализация на АЦП
3. Инициализация на LCD дисплей
4. Запис в цифровите потенциометри на фиксирани стойности
5. Проверка състоянието на енкодера
6. В зависимост от състоянието на вътрешните променливи се стартира друг цикъл, който изпълнява операции, свързани с изчисления и визуализация на параметрите върху дисплея.

Основните екранни страници за визуализация на резултатите са 7 на брой.

За експериментални изследвания при наличие на магнитно поле се използва двуполусен електромагнит (фиг. 5.6). максималният ток на който при напрежение 20V е 4A . Регулирането на магнитното поле се извършва чрез задаване на тока през намотката и изменение на въздушната междина. Магнитотранзисторът се поставя в полето, като разстоянието между полюсите на електромагнита е 1cm . За измерване на индукцията на полето се използва тесламетър.



Фиг. 5.6. Опитна постановка за създаване на регулируемо магнитно поле

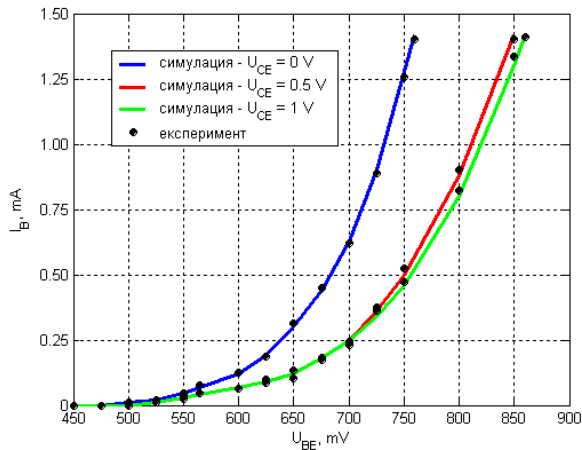
5.1.3. Приложение на микропроцесорната система за експериментално изследване на характеристики и параметри на ДМТ

С разработената микропроцесорна система (МПС) са изследвани основни статични характеристики на опитен образец на двуколекторен магнитотранзистор тип 2Т1МП1 при схема на свързване ОЕ при отсъствие и при наличие на магнитно поле, като експерименталните резултати са представени в графичен вид в общи координатни системи с моделните такива.

Статични волт-амперни характеристики

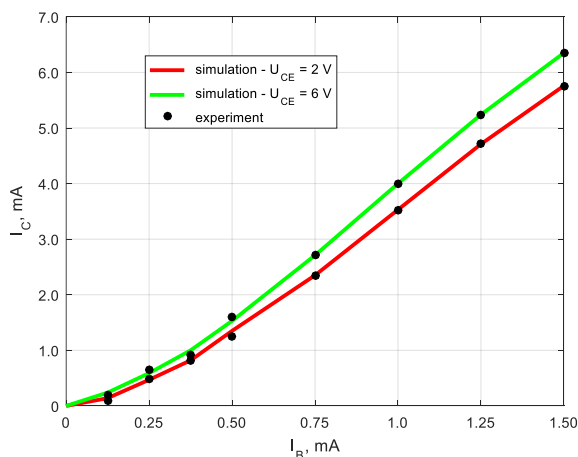
Експерименталните статични ВАХ на магнитотранзистора, които са показани на фиг. 5.7 ÷ фиг. 5.11, са получени при отсъствие на магнитно поле ($B=0$).

- **Входни характеристики – фиг. 5.7**
- **Изходни характеристики – фиг. 5.8**

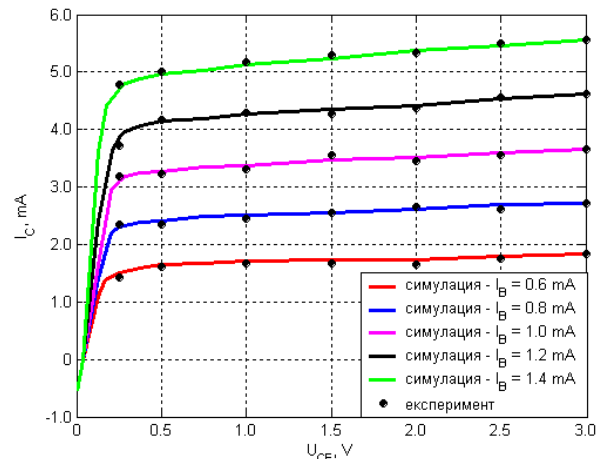


Фиг. 5.7. Моделни и експериментални входни характеристики $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{CE} = \text{const}$

- **Характеристики на предаване по ток – фиг. 5.9**



Фиг. 5.9. Моделни и експериментални характеристики на предаване по ток при $U_{CE} = \text{const}$



Фиг. 5.8. Моделни и експериментални изходни характеристики $I_C = f(U_{CE})$ при $I_B = \text{const}$

С цел съпоставимост, експерименталните и симулираните характеристики и параметри са получени при едни и същи условия. За двата участъка (нелинеен и линеен) на входната ВАХ (фиг. 5.7) са определени следните стойности за постояннотоковото R_i и променливотоковото r_i входно съпротивление:

- **нелинеен участък** - R_i се изменя от $11,5\text{k}\Omega$ до $1,38\text{k}\Omega$, а r_i – от $947,8\Omega$ до $147,5\Omega$;
- **линеен участък** – $R_i = 727,5\Omega$, а $r_i = 62,8\Omega$.

Резултатите показват, че за избрана работна точка и за двата участъка на ВАХ $r_i > R_i$, като с увеличаване на тока на работната точка и двете съпротивления намаляват.

Изходните статично R_O и диференциално r_O съпротивления на ДМТ са пресметнати по експериментални резултати за следните две области на изходните характеристики от фиг. 5.8:

- **начална, характеризираща се с най-голяма стръмност, област** (до $U_{CE} = 0,3\text{V}$) – за характеристиката при базов ток $I_B = 0,8\text{mA}$ статичното съпротивление R_O се изменя от $141,2\Omega$ до $90,9\Omega$, а диференциалното r_O – от $56,8\Omega$ до $141,2\Omega$.

- **активна област, характеризираща се с малка стръмност** (при $U_{CE} = (0,3 \div 3)\text{V}$) – за характеристиката при базов ток $I_B = 0,8\text{mA}$ статичното изходно съпротивление R_O се изменя

от $126,5\Omega$ до $1,066k\Omega$, а диференциалното r_o – от $1,25k\Omega$ до $10,55k\Omega$. Стойността на изходното съпротивление е в пряка зависимост от местоположението на работната точка.

От експерименталните данни при $I_B=1mA$ се получава: $\beta=3,53$ за $U_{CE}=2V$, съответно $\beta=4$ за $U_{CE}=6V$. При това, с увеличаване на базовия ток, се увеличава и разликата между стойностите на коефициента β за двете стойности на U_{CE} . Например, докато при $I_B=0,25mA$ разликата е $0,171$, то при $I_B=1,25mA$, тя е $0,424$. Сумарният коефициент β на изследвания магнитотранзистор е в границите от **0,613** до **4,31**.

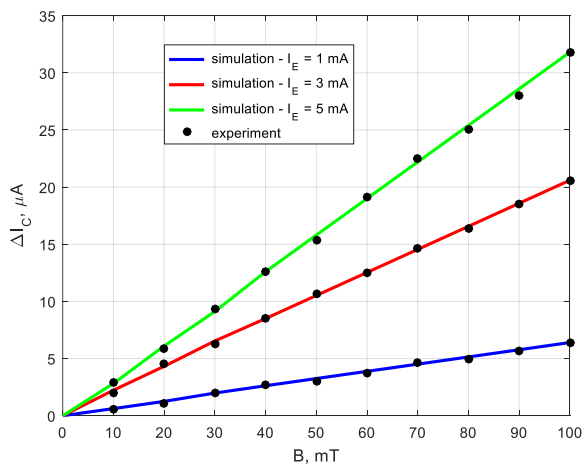
Получените с МПС данни за проходната характеристика $I_C=f(U_{BE})$ по отношение на сумарния ток I_C ($I_C = I_{C1} + I_{C2}$) на магнитотранзистора се различават с не повече от $1,4\%$ от тези в табл. 2.3. Това означава, че по вид характеристиката е аналогична с представената на фиг. 4.16 проходна характеристика и съдържа достатъчно информация за избор на оптимален постоянно-токов режим на работа (параметри на работната точка).

Получени са експериментални данни и за изходните характеристики в режим на насищане при малки колекторни и базове токове, когато обемните съпротивления не оказват влияние. Отчетените с разработената система стойности за напрежението U_{CEsat} за два случая ($I_C=I_B$ и $I_C=1,2I_B$) са съвсем близки. За изследваната област на изменение на колекторния ток I_C от $0,05mA$ до $1,1mA$ разликата между напреженията за двата случая е най-голяма ($11,6mV$) в началния участък и най-малка ($6,5mV$) в края на измервателния обхват. От сравнението на получените числени стойности с тези от табл. 2.4 следва, че по вид характеристиките са аналогични с показаните на фиг. 4.16 графични зависимости.

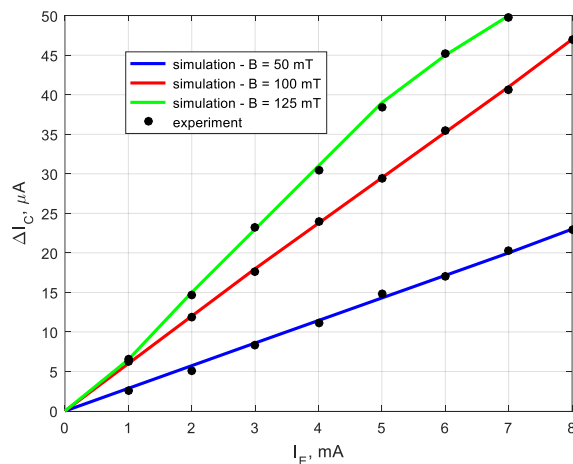
Статични магнитоелектрически характеристики

Характерни за изследвания ДМТ експериментални магнитоелектрически зависимости, получени с разработената МПС при наличие на магнитно поле ($B \neq 0$), са показани на фиг. 5.10, фиг. 5.11 и фиг. 5.12.

- **Тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $I_E = const$ - фиг. 5.10**
- **Тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при различни стойности на U_{BE} и U_{CE} - фиг. 5.11**
- **Характеристики $\Delta I_C = f(I_E)$ при $B = const$ - фиг. 5.12**



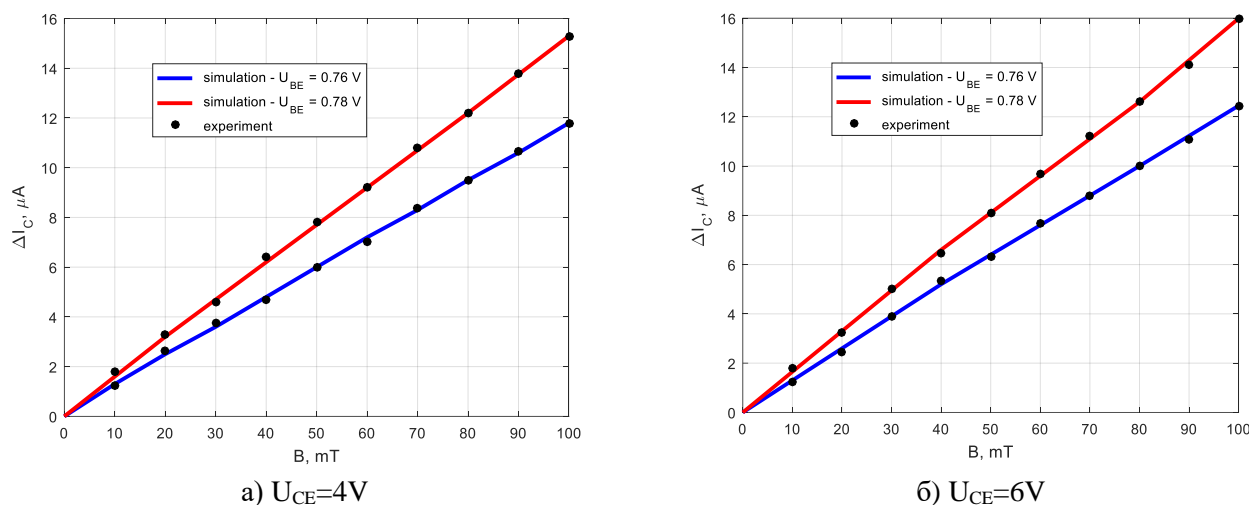
Фиг. 5.10. Моделни и експериментални тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $U_{C1E} = U_{C2E} = 4V$



Фиг. 5.12. Моделни и експериментални предавателни характеристики по ток $\Delta I_C = f(I_E)$ при $B = 50mT, 100mT, 125mT$

Анализът на експерименталните данни за тесла-амперните характеристики от фиг. 5.10 и фиг. 5.11 показва, че тези характеристики са линейни за стойности на индукцията на магнитното поле до $100mT$. При това, стойността на тока ΔI_C е в пряка зависимост от постоянно-токовия режим на работа на магнитотранзистора (I_E, U_{BE}, U_{CE}). От фиг. 5.10 следва, че при увеличаване на тока I_E от $1mA$ на $5mA$ за $B=80mT$, токът ΔI_C се увеличава с $20,05\mu A$. При същата индукция на магнитното поле ($B = 80mT$) и $U_{CE} = 4V$, токът ΔI_C е $\Delta I_C=9,5\mu A$ за $U_{BE} = 0,76V$ и $\Delta I_C = 12,2\mu A$

за $U_{BE} = 0,78V$ (фиг. 5.11, а), а при $U_{CE}=6V$ и същите стойности на U_{BE} ($0,76V$ и $0,78V$), токът ΔI_C е съответно $10\mu A$ и $12,6\mu A$ (фиг. 5.11, б) Следователно, влиянието на напрежението U_{BE} върху стойността на тока ΔI_C е по-голямо от това на напрежението U_{CE} .



Фиг. 5.11. Моделни и експериментални тесла-амперни характеристики $\Delta I_C = f(B)$ при $U_{CE} = \text{const}$

От фиг. 5.12 е очевидно, че експерименталните характеристики на предаване по ток $\Delta I_C = f(I_E)$ при фиксирани стойности на индукцията B ($B = \text{const}$) са с нарастваща стръмност при увеличаване на B и са линейни до $B=100mT$, докато при $B=125mT$ линейността се нарушава. Това означава, че изборът на $B=100mT$ е гаранция за линейност на предавателната характеристика и висока магниточувствителност на ДМТ.

Получените с предложената МПС резултати дават основание да се направят следните изводи:

- стойностите на измерените с МПС токове и напрежения, характеризиращи статичните характеристики на ДМТ, са много близки до измерените такива с експерименталната постановка от фиг. 2.2 (глава II), като разликата между тях е в границите на 2,8%;
- визуализираните по експериментални данни от МПС статични характеристики са аналогични на симулираните такива (глава IV - фиг. 4.3÷ фиг. 4.5 и фиг. 4.7÷ фиг. 4.9), като симулацията е извършена с моделни параметри, пресметнати с данни от експерименталната постановка на фиг. 2.2. При това, средноквадратичната грешка между еднотипните експериментални и моделни характеристики е незначителна - не превишава 2,62%;
- определените от двата вида характеристики (експериментални и моделни) параметри на магнитотранзистора са със съвсем близки стойности;
- разработената система за изследване на ДМТ е подходяща за бързо получаване, при това с висока точност, на резултати, които дават информация за особеностите на елемента в статичен режим работа при наличие и отсъствие на магнитно поле.

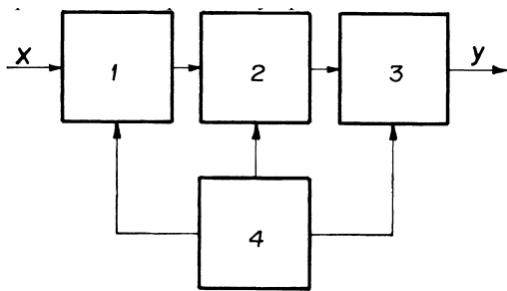
5.2. Някои приложения на галваномангнитни сензори

5.2.1. Особенности на системите за измерване/контрол на електрически и неелектрически величини

Съвременните производствени процеси и технологии изискват висока точност на измерване и поддържане в определени граници на различни електрически и неелектрически параметри. Това изискване се удовлетворява главно чрез използване на подходящи методи и средства за измерване и контрол на параметрите. Те се базират на преобразуване на измерваната/контролираната величина в еквивалентен електрически сигнал, който е подходящ за по-нататъшна обработка. Системите/устройствата, които работят на този принцип, могат да се представят в обобщен вид структурната схема, показана на фиг. 5.13.

Функционалните блокове, които формират системата, са:

- 1** – пробразувател; **2** - усилвател; **3** - индикатор; **4** - захранващ блок.



Фиг. 5.13. Обобщена структурна схема на система за измерване/контрол на електрически и неелектрически величини

Преобразувателят е схема, която възприема измененията на измерваната/контролираната величина и ги преобразува в изменения на друга величина, удобна за усилване, предаване на разстояние или за използване в друга форма.

Предназначението на усилвателния блок е да усилва еквивалентния електрически сигнал от изхода на преобразувателя, който обикновено е с малка амплитуда.

За индикация на сигнала може да се използва както подходящ измервателен уред, така и дисплей.

Параметрите на захранващия блок са в пряка зависимост от използваните за реализация на преобразувателя и усилвателя елементи.

Предимствата и особеностите на двуколекторните транзистори обуславят широкия практически интерес към тях в качеството им на първични преобразуватели на магнитно поле в специализирани устройства с различно функционално предназначение.

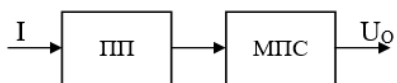
Резултатите от извършените експериментални и симулационни изследвания на образци на ДМТ 2Т1МП1 показват, че този вид елементи са подходящи за реализацията на галваномангнитни преобразуватели. Съществуват схеми на свързване на ДМТ като сензор както на токова, така и на напреженова магниточувствителност [19, 34, 38, 62, 125, 131, 141, 155]. Но тъй като по същество този елемент е сензор на токова магниточувствителност, при разработване на галваномангнитни преобразуватели се използват варианти на свързването му като сензор на токова магниточувствителност.

При реализацията на системи за измерване/контрол на електрически и неелектрически величини на базата на ГМП с ДМТ, в структурната схема от фиг. 5.13 може успешно да се използва микропроцесорната система, предложена в т. 5.1. В този случай МПС ще извършва бързо и точно синхронизация, стабилизация, усилване, измерване и визуализация на резултатите.

Отчитайки тези особености, са изследвани галваномангнитни преобразуватели на електрически и неелектрически величини, в които чувствителен елемент се явява ДМТ, тип 2Т1МП1, а останалите функции се изпълняват от предложената МПС.

5.2.2. Изследване на галваномангнитен измервателен преобразувател

Галваномангнитният преобразувател, който е изследван експериментално и симулационно, е предназначен за измерване на електрически ток. Обобщената блокова схема на преобразувателя е показана на фиг. 5.14.



Фиг. 5.14. Обобщена блокова схема на преобразувател за измерване на електрически ток

Блокът с означение ПП е първичен преобразувател, състоящ се от феромагнитна сърцевина, разположена около проводник, по който протича измерваният ток I и ГМС, поставен във въздушната междина на сърцевината. В качеството на ГМС е използван ДМТ.

Чрез поставяне на галваномангнитния сензор във въздушната междина на феромагнитната сърцевина се постига увеличаване на магнитната индукция и намаляване на тока. Блокът МПС изпълнява функциите за калибриране, синхронизация, усилване, измерване и визуализация на стойностите на сигнала.

Принципът на функциониране на преобразувателя се основава на преобразуването на индукцията на магнитното поле, което създава протичащият през проводника електрически ток в еквивалентна разлика между колекторните токове на ДМТ. Магнитната индукция зависи от тока, който създава магнитното поле, координатите на разглежданата точка и проводимостта μ , която отразява магнитните свойства на средата (закон на Био-Савар-Лаплас).

Като се отчетат особеностите на структурата на преобразувателя, реализиран по обобщената блокова схема от фиг. 5.14, функцията на преобразуване (преобразувателната характеристика) $U_o = f(I)$ може да се представи в аналитичен вид по следния начин:

$$U_o = kI \quad (5.3), \text{ където } k \text{ е коефициент на преобразуване, като } k = k_{\mu B} k_{\Delta I_C} k_{U_c}. \quad (5.4)$$

Тук $k_{\mu B}$, $k_{\Delta I_C}$ и k_{U_c} са коефициенти на преобразуване на трите основни звена в структурата – електромагнитна верига, магнитотранзисторен сензор и усилвателно стъпало.

Коефициентът на преобразуване на електромагнитната верига $k_{\mu B}$ се определя с уравнението $k_{\mu B} = \frac{\mu B}{\delta}, T/A. \quad (5.5)$

Магнитотранзисторният сензор преобразува магнитната индукция B в еквивалентна промяна на разликата ΔI_C между колекторните токове на ДМТ във вида $\Delta I_C = k_{\Delta I_C} B. \quad (5.6)$

Токът ΔI_C може да се представи и чрез зависимостта си от базовия ток I_B и коефициентите на предаване по ток β_1 и β_2 на магнитотранзистора, т.е.: $\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} = (\beta_1 - \beta_2) I_B. \quad (5.7)$

$$\text{За } \beta_1 - \beta_2 \text{ е в сила зависимостта [77] } \beta_1 - \beta_2 = \frac{EB}{U_{\tau}^2 b_{\tau}} [a^4 - (a - \ell_c)^4] = M \cdot B, \quad (5.8)$$

където: $M = \frac{E}{U_{\tau}^2 b_{\tau}} [a^4 - (a - \ell_c)^4], T^{-1}.$

Въз основа на уравнения (5.6), (5.7) и (5.8) за коефициента на преобразуване на магнитотранзисторния сензор се получава зависимостта $k_{\Delta I_C} = I_B M, A/T. \quad (5.9)$

Изходното напрежение U_o , което се получава след усилване от диференциалния усилвател, зависи от ΔI_C и може да се опише по следния начин: $U_o = \Delta I_C k_{U_c} = \Delta I_C R_{ov}, \quad (5.10)$ където R_{ov} е съпротивлението на обратната връзка усилвателя (за фиг. 5.4 - $R_{ov} = R_{30} = R_{48}$).

Следователно, за коефициента на преобразуване на усилвателното стъпало е в сила уравнението: $k_{U_c} = R_{ov}, \Omega. \quad (5.11)$

След заместване на (5.5), (5.9), (5.11) и (5.4) в (5.3), за функцията на преобразуване $U_o = f(I)$ се получава $U_o = \frac{\mu W}{\delta} M I_B R_{ov} I. \quad (5.12)$

За галваномангнитния измервателен преобразувател е извършено експериментално и симулационно изследване на преобразувателната характеристика $U_o = f(I)$.

Преобразувателят на ток е с три обхвата на измерване: $(0 \div 10)A$, $(0 \div 1)A$ и $(0 \div 0,1)A$. За увеличаване на индукцията на магнитното поле във въздушната междина при измерване на тока в обхватите $(0 \div 1)A$ и $(0 \div 0,1)A$ могат да се използват различни подходи, като: увеличаване на чувствителността на преобразувателя, увеличаване на броя на навивките на електромагнитната система или комбинация от двата начина.

Експериментите са реализирани по обобщената блокова схема от фиг. 5.14, а симулациите – чрез файла от фиг. 5.15, в който преобразувателят за измерване на ток е представен чрез PSpice – базиран поведенчески модел, разработен въз основа на аналитичната зависимост (5.12).

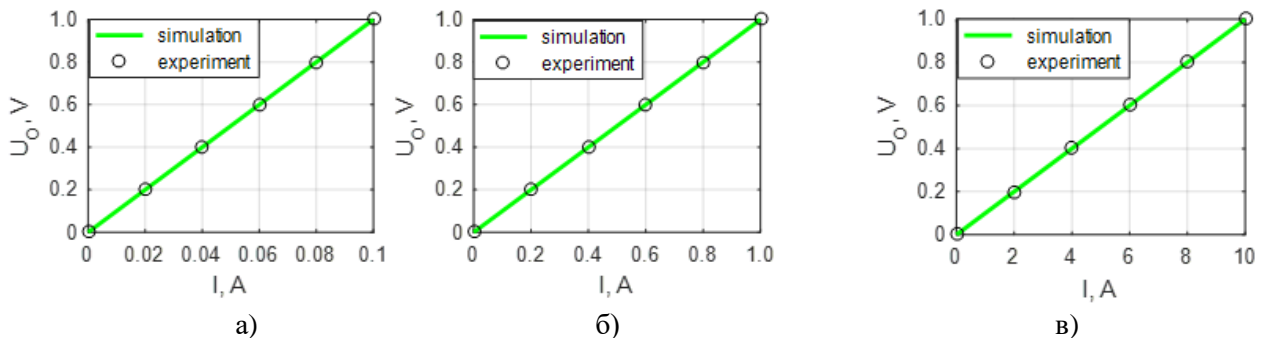
Modeling and Simulation of Galvanomagnetic Converter for Current Measurement
*PARAMETERS
*----- .PARAM MU = VALUE, W = VALUE, DEL = VALUE, A = VALUE, B = VALUE, +TAU = VALUE, UT = VALUE, E = VALUE, IB = VALUE, ROB = VALUE, +R=VALUE *-----
* COEFFICIENTS
*----- .PARAM k1 = {MU*W/DEL}, M = {E*(A^4-(A-B)^4)/(B*TAU*UT^2)}, k2 = {IB*M}, k3 = {ROB}, k = {k1*k2*k3} *-----
* MODEL OF THE STUDIED CONVERTER
*----- ECON N2 0 VALUE = {k*M*V(N1,0)/R}

```

*-----*
*SIMULATION
*-----*
.TEMP 25
V1 N1 0 DC 0
.DC V1 V1START V1STOP V1STEP
RL N2 0 VALRL
.PROBE
.END
*-----*

```

Фиг. 5.15. Файл за симулационно моделиране и изследване на преобразувател за измерване на ток



Фиг. 5.16. Преобразувателни характеристики на магнитотранзисторен измервателен преобразувател

Получените, както чрез експеримент, така и чрез симулационно моделиране, преобразувателни характеристики са линейни и в трите обхвата. Това означава, че ГМП може успешно да се използва за измервателни цели.

Чувствителността S на характеристиките по отношение на измервания ток I ($S = \Delta U_o / \Delta I$) за трите обхвата е както следва:

първи обхват (фиг. 5.17, а) - $I = (0 \div 0,1)A$ – $S = 10V/A$;

втори обхват (фиг. 5.17, б) - $I = (0 \div 1)A$ – $S = 1V/A$;

трети обхват (фиг. 5.17, в) - $I = (0 \div 10)A$ – $S = 0,1V/A$.

Тъй като функцията на преобразуване $U_o = f(I)$ е линейна в целия обхват на изменение на тока и за трите случая, чувствителността спрямо тока I за всеки от тях е постоянна, т.е. не зависи от входната величина и се определя чрез коефициента на преобразуване $k = \Delta U_o / \Delta I = U_o / I_i$

При промяна на посоката на измервания ток характеристиките се получават симетрични спрямо началото на координатната система, което означава, че преобразувателят може да се използва за измерване както на постоянен, така и на променлив ток.

В резултат на извършените изследвания могат да се направят **следните изводи**:

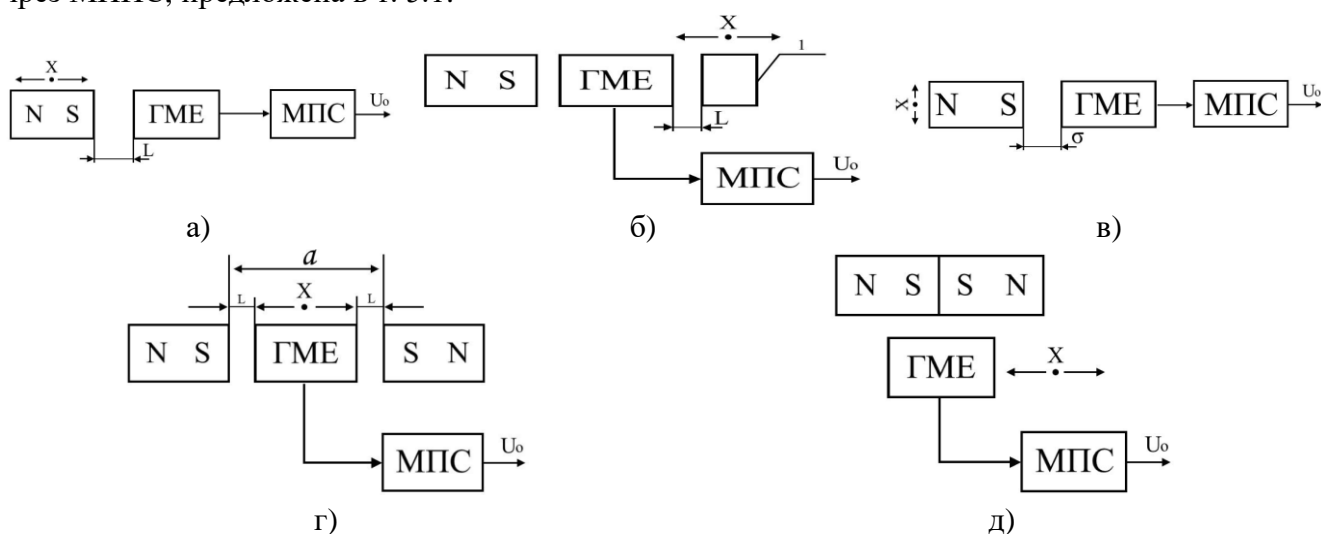
- Измервателният преобразувател на ток на основата на галваномагнитен сензор, реализиран с ДМТ, има линейна преобразувателна характеристика;
- Чувствителността на преобразувателната характеристика е постоянна за всеки от измервателните обхвати, като стойността ѝ намалява с увеличаване на измервателния обхват;
- Между входната и изходната верига на преобразувателя отсъства галванична връзка;
- Изследваният галваномагнитен преобразувател може да се използва за измерване както на постоянен, така и на променлив ток;
- Разработената МПС за изследване на характеристики и параметри на ДМТ може успешно да се използва за обработка на сигнала след галваномагнитния сензор, както и за визуализация на резултатите от измерването.

5.2.3. Изследване на галваномагнитен преобразувател на неелектрическа в електрическа величина

В специализираните инсталации на множество отрасли, като автоматиката, приборо и уредостроенето, минното производство и др., е необходима висока точност на контрол и поддържане на различни неелектрически технологични параметри, като температура, налягане, ли-

нейно преместване, честота на въртене, вибрации и др. Това се постига чрез преобразуване на съответната неелектрическа величина в подходяща електрическа величина, като точността, чувствителността и надеждността на преобразувателя зависят преди всичко от параметрите на чувствителния елемент. В преобразувателите на механични величини, основани на галваномагнитни ефекти, е необходимо измерваната величина да се преобразува в изменение на магнитна индукция. Магнитният поток се създава най-често от постоянен магнит.

Особено място сред преобразувателите на неелектрически величини в практиката заемат галваномагнитните преобразуватели на линейно преместване. Те се състоят от подходяща електромагнитна система, галваномагнитен елемент (ГМЕ) и електронна схема за обработка на сигнала. На фиг. 5.17 са показани пет експериментално изследвани варианта на галваномагнитен преобразувател на линейно преместване, в които за ГМЕ се използва ДМТ 2Т1МП1, а усилването, синхронизацията, стабилизацията и визуализацията на електрическия сигнал се извършва чрез МПС, предложена в т. 5.1.



Фиг. 5.17. Варианти на галваномагнитен преобразувател на линейно преместване

Принципът на функциониране на галваномагнитните преобразуватели от фиг. 5.17 се основава на двойно преобразуване - измерваното линейно преместване L се преобразува в изменение на индукцията B на магнитното поле, която сензорът преобразува в еквивалентен електрически сигнал. Показаните варианти на сензор на линейно преместване са реализирани с постоянен магнит и се различават по взаимното разположение на ГМЕ (ДМТ) и магнитомодулаторната система. Особеностите на петте варианта по този критерий са:

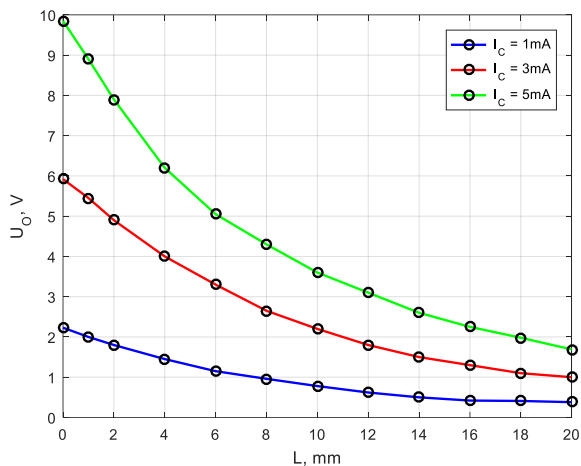
- **вариант 1** (фиг. 5.17, а) – постоянният магнит се премества в направление X , перпендикулярно на чувствителната повърхност на сензора, а ДМТ е неподвижен;
- **вариант 2** (фиг. 5.17, б) – постоянният магнит и ДМТ са закрепени неподвижно един спрямо друг, а се премества обектът **1**, който е от феромагнитен материал и не е необходимо закрепване на магнит върху обекта, чието преместване се измерва;
- **вариант 3** (фиг. 5.17, в) – магнитът и ДМТ са монтирани на фиксирано разстояние δ , а движението на магнита е перпендикулярно на оста на симетрия;
- **вариант 4** (фиг. 5.17, г) – магнитната система е от затворен тип и се състои от два постоянни магнита, разстоянието a , между едноименните полюси на които е един от факторите, определящ стойността на магнитната индукция;
- **вариант 5** (фиг. 5.17, д) – взаимното разположение на магнитната система и сензора е същото, както при **вариант 3**, докато магнитномодулаторната система съдържа два еднакви феритни магнита, свързани с едноименните си полюси.

Експериментални резултати

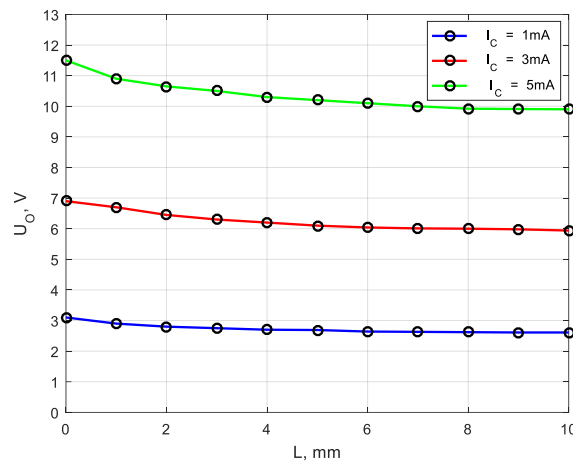
Петте варианта на сензор на линейно преместване от фиг. 5.17 са изследвани на специализиран стенд при температура $T=25^{\circ}\text{C}$, като еталонирането на стенда е извършено с индикаторен часовник с точност $0,001\text{mm}$.

Експерименталните преобразователни характеристики $U_O=f(L)$, които отразяват влиянието на преместването L върху изходния сигнал U_O , са представени на фиг. 5.18 ÷ фиг. 5.22.

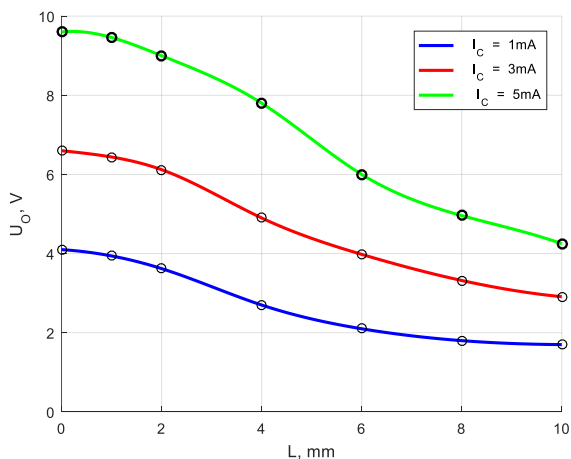
За **първите три** конструктивни варианта на сензора експерименталните изследвания са извършени при различни стойности на колекторния ток на ДМТ, за **четвъртия** вариант – при различни разстояния между едноименните полюси на двата постоянни магнита и за **петия** вариант – при различни стойности на индукцията на магнитното поле.



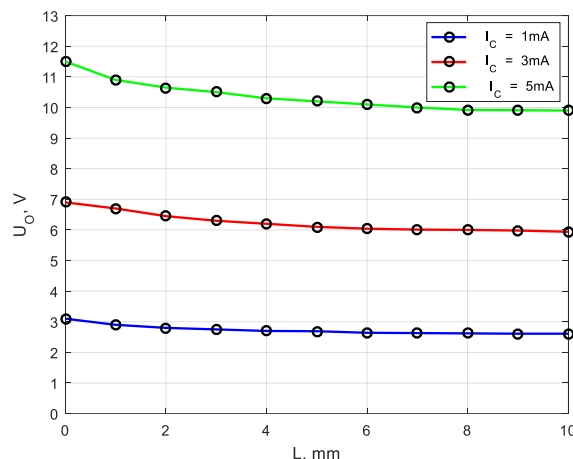
Фиг. 5.18. Семейство преобразователни характеристики $U_O=f(L)$ за **вариант 1**



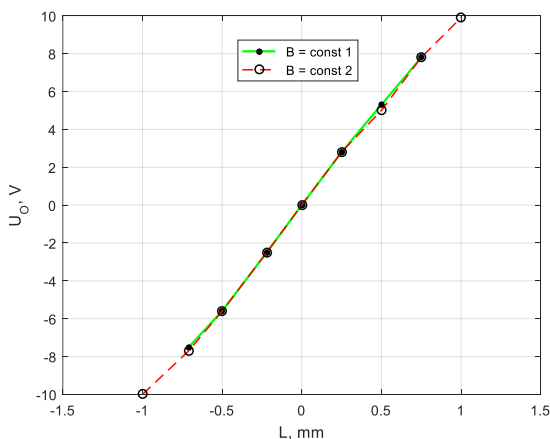
Фиг. 5.19. Семейство преобразователни характеристики $U_O=f(L)$ за **вариант 2**



Фиг. 5.20. Семейство преобразователни характеристики $U_O=f(L)$ за **вариант 3**



Фиг. 5.21. Семейство преобразователни характеристики $U_O=f(L)$ за **вариант 4**



Фиг. 5.22. Преобразователни характеристики $U_O=f(L)$ за **вариант 5**

От анализа на получените преобразователни характеристики следва, че:

Представените изображения показват нагледно особеностите на зависимостта $U_O=f(L)$ за всяко от сензорните устройства и съдържат информация за такива качествени показатели на съответната преобразователна характеристика, като:

- изменение на изходното напрежение (разлика между най-голямата и най-малката стойност на напрежението в обхвата на изменение на L);
- диференциална чувствителност S на преобразователната характеристика спрямо преместването L , която за характеристиките с изразен нелинеен вид е различна в различните участъци;
- зона на нечувствителност (максимална разлика между две стойности на L , за която $U_O = \text{const}$).

- Зависимостта на изходното напрежение U_O от линейното преместване L е нелинейна за **варианти 1÷4**, като за стойности на $L > 10\text{mm}$ изменението на U_O е незначително. Нелинейността на характеристиките се дължи преди всичко на магнитната система.

- При **вариант 1** на сензор на линейно преместване измервателният обхват е най-широк и изменението на изходния сигнал U_O е най-голямо, като то зависи и от стойността на колекторния ток I_C . В случая U_O се изменя от $0,38\text{V}$ до $2,23\text{V}$ при $I_C = 1\text{mA}$, от 1V до $5,92\text{V}$ при $I_C = 3\text{mA}$ и от $1,69\text{V}$ до $9,85\text{V}$ при $I_C = 5\text{mA}$. Чувствителността S на преобразователната характеристика се изменя както следва: от $0,2\text{V/mm}$ до $0,015\text{V/mm}$ при $I_C = 1\text{mA}$, от $0,55\text{V/mm}$ до $0,05\text{V/mm}$ при $I_C = 3\text{mA}$ и от $1,02\text{V/mm}$ до $0,145\text{V/mm}$ при $I_C = 5\text{mA}$. От фиг. 5.18 е очевидно, че за $I_C = 1\text{mA}$ и $I_C = 3\text{mA}$ преобразователната характеристика има зона на нечувствителност, която е в диапазона $L = (16 \div 20)\text{mm}$, съответно $L = (19 \div 20)\text{mm}$.

- При **вариант 2** изменението на изходното напрежение U_O в зависимост от L е най-малко – $0,49\text{V}$ при $I_C = 1\text{mA}$, $0,96\text{V}$ при $I_C = 3\text{mA}$ и $1,6\text{V}$ при $I_C = 5\text{mA}$. Диференциалната чувствителност нараства от $0,2\text{V/mm}$ при $I_C = 1\text{mA}$ до $0,6\text{V/mm}$ при $I_C = 5\text{mA}$. Зоната на нечувствителност е при $L = (6 \div 10)\text{mm}$ и то само за преобразователната характеристика при колекторен ток 1mA .

- За **вариант 3** изменението на изходното напрежение при трите стойности на колекторния ток (1mA , 3mA и 5mA) е съответно: от $1,7\text{V}$ до $4,1\text{V}$; от $2,9\text{V}$ до $6,6\text{V}$ и от $4,25\text{V}$ до $9,6\text{V}$. Най-големите стойности на чувствителността на преобразователните характеристики за същите три колекторни тока са съответно $0,46\text{V/mm}$, $0,61\text{V/mm}$ и $0,88\text{V/mm}$.

- Параметрите на преобразователната характеристика $U_O=f(L)$ за **вариант 4** зависят както от линейното преместване L , така и от разстоянието a между едноименните полюси на магнитите. При изменение на L от 0 до 10mm изходното напрежение се изменя от 0V до $5,95\text{V}$ при $a = 10\text{mm}$ и от 0V до $5,34\text{V}$ при $a = 20\text{mm}$. Чувствителността на преобразователната характеристика приема стойности от $0,093\text{V/mm}$ до $1,39\text{V/mm}$ при $a=10\text{mm}$ и от $0,029\text{V/mm}$ до $1,34\text{V/mm}$ при $a = 20\text{mm}$.

- Преобразователната характеристика $U_O=f(L)$ за **вариант 5** е линейна в изследвания измервателен обхват ($0 \div 1$)mm, като при по-голяма стойност на индукцията на магнитното поле ($B=\text{const2} > B=\text{const1}$) характеристиката е с по-добри параметри. При $B=\text{const1}$ стойността на изходното напрежение достига до $7,8\text{V}$, а при $B=\text{const2}$ – до $9,9\text{V}$. Чувствителността за двата случая е съответно 10V/mm и $11,2\text{V/mm}$. Високата диференциална чувствителност позволява отчитането на много малки премествания (по-малки от $1\mu\text{m}$).

Основни резултати и изводи

1. Реализирана е и е експериментирана МПС за изследване на статични характеристики на ДМТ. Сравнителната оценка на получените волт-амперни и магнитоелектрически характеристики за ДМТ, тип 2Т1МП1, с моделираните такива показва голяма степен на съвпадение. И тъй като параметрите на използваните модели са получени по ръчно измерена по класически методи информация за магнитотранзистора, следва, че разработената МПС може успешно да се използва за бързо, лесно и точно изследване на ДМТ.

2. Експериментално е доказана възможността за приложение на двуколекторния магнитотранзистор 2Т1МП1 за измерване на електрически величини - постоянен и променлив ток. За целта е изследван преобразовател на ток на основата на галваномагнитен сензор, реализиран със същия магнитотранзистор. Разработен е PSpice – базиран поведенчески модел на преобразователя, който е заложен във файл за симулационно изследване. Експерименталните и симулационните резултати показват по безспорен начин, че и в трите изследвани обхвата на измерване преобразователната характеристика $U_O=f(I)$ е линейна.

3. Доказана е по експериментален път възможността за приложение на ДМТ 2Т1МП1 за измерване на неелектрически величини – линейно преместване. Изследвани са пет конструктивни варианта на преобразовател за линейно преместване, които се различават по взаимното разположение на галваномагнитния елемент и магнитната система, вида на магнитомодулаторната система и чувствителността на магнитотранзисторния сензор. Тези три фактора оказват

пряко влияние върху вида на пробразувателните характеристики, което означава, че за постигане на висока точност при отчитане и контрол, особено на малки премествания, трябва задължително да се има предвид комплексното им влияние върху изходния сигнал на съответния преобразувател.

4. Доказана е възможността за използване на разработената МПС както самостоятелно за изследване на статични характеристики на ДМТ, така и като модул за усилване, синхронизация, стабилизация и визуализация на изходния сигнал на изследваните измерватели на електрически и неелектрически величини.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Въз основа на реализираните задачи, произтичащи от целта на дисертационната работа, могат да се формулират следните обобщени изводи:

1. Извършен е анализ на множество литературни източници, свързани с особеностите на галваномангнитните елементи и е обоснован изборът на двуколекторен магнитотранзистор като обект на експериментално и симулационно изследване с оглед на практическото му приложение като сензор на магнитно поле. Предложени са обобщени класификации на дискретни галваномангнитни елементи и на магниточувствителни интегрални схеми по критерии физически принцип на функциониране и конструктивно-технологични особености. Разработена е обобщена класификация на моделите на галваномангнитни елементи според подхода при създаването им и режима на функционирането им. Извършена е класификация на полупроводниковите преобразуватели на магнитно поле в зависимост от типа на материала, начина на преобразуване на измерваната/контролираната входна величина и областите на тяхното приложение.

2. Извършено е експериментално изследване на латерален двуколекторен NPN магнитотранзистор с надлъжна магнитна ос, тип 2Т1МП1, в аспект на получаване на резултати за статични и динамични характеристики в числен вид, които са необходими за пресмятане на моделните параметри на елемента. Измерванията са осъществени чрез прилагане на класически методи и постановки.

На базата на експерименталните данни е доказано, че е налице аналогия между съществени за статичния режим на работа на магнитотранзистора показатели с тези за силициев бездрейфов NPN транзистор. Максималната стойност на сумарния статичен коефициент на предаване по ток β за нормален активен режим на работа на ДМТ е $\beta = 4,33$, т.е. значително по-малка в сравнение с тази на латералния бездрейфов интегрален транзистор, което се дължи на конструктивните особености на двата елемента.

Установено е, че магнитотранзисторът работи с относително големи базови токове, а полезният изходен сигнал зависи силно от избрания постояннотоков режим на работа.

Измереният бариерен капацитет на емитерния преход C_{TE} е по-голям от бариерните капацитети C_{TC1} и C_{TC2} на колекторните преходи.

От експерименталните стойности за транзитната честота f_T и граничната честота f_β следва, че от гледна точка на честотни свойства, ДМТ се явява биполярен полупроводников елемент с ниска гранична честота, което се дължи на широката му база.

Опитно е установено, че времето за разсейване на неосновните токоносители t_s , което характеризира ключовия режим на работа на магнитотранзистора и което е пряко свързано с дифузионните капацитети на колекторните преходи, се изменя обратно пропорционално на изменението на захранващото напрежение U_{CC} .

Обстоятелството, че установеното разсейване на измерените параметри на 10 образеца на ДМТ се подчинява на закона за нормално разпределение и е в границите на 4%, потвърждава високата надеждност на изследваните образци и възможността за използване на този вид елементи в качеството на галваномангнитни сензори.

3. На базата на уравнението на Пуасон и уравненията за непрекъснатостта за токоносителите е извършено двумерно математическо моделиране на явленията и процесите в базовата област на два варианта хоризонтални магнитотранзисторни структури - с напречна и

надлъжна магнитна ос. Изяснени са особеностите, свързани с решаване на задачата за двумерно моделиране на емитера на инжекционни структури. Показани са два варианта за реализация на двумерен модел на емитера в зависимост от особеностите на магнитотранзисторната структура - вертикален и хоризонтален.

Изследвано е влиянието на температурата върху дрейфа на нулата за магнитотранзисторна структура с напречна магнитна ос и върху токовата магниточувствителност – за магнитотранзисторна структура с надлъжна магнитна ос. Доказано е, че влиянието на температурата върху дрейфа на нулата за ДМТ с напречна магнитна ос, независимо от обуславящите го причини, се определя единствено от температурната зависимост на коефициента на предаване по ток, докато за структурата с надлъжна магнитна ос влиянието на температурата върху токовата магниточувствителност се обуславя от температурния потенциал U_T и температурната зависимост на холловата подвижност на електроните μ_{np} .

4. Предложена е постъпкова процедура за аналогово-поведенческо моделиране, както и постъпков подход за приложение на МНМК за обработка на експериментални данни с цел определяне на моделните параметри на ДМТ в символен и числен вид.

5. На базата на инжекционния модел на Еберс-Мол, зависимостите за капацитетите на PN преходите и тези, описващи функционирането на латерален магнитотранзистор с надлъжна ос, са синтезирани схемни и в текстови формат варианти на нелинеен статичен и динамичен поведенчески модел. Основните градивни елементи за тях са ЗИГУН с разширени възможности (АВМ елементи от типа АВМ_Current или GVALUE). Статичните модели са приложими за изследване на ДМТ както при отсъствие, така и при наличие на магнитно поле. Те отчитат и влиянието на съществуваща асиметрия на колекторните токове. Динамичните модели са подходящи за изследване на честотни и времеви характеристики и параметри на магнитотранзистора.

Независимо, че разработените схемни и в текстови формат разновидности на нелинейни модели са с еднакви функционални възможности, схемните варианти дават значително по-добра нагледна представа за съставящите на токовете през електродите на магнитотранзистора. В същото време, възможността за автоматично пресмятане на коефициентите на зависимите източници за текстовите варианти, е съществено предимство при използването на този вид модели при условие, че се променят моделните параметри, тъй като не се налага потребителска намеса.

Разновидностите на предложените схемни и текстови варианти на поведенчески модели на латерален двуколекторен магнитотранзистор са напълно съвместими с изискванията на PSpice базираните програмни симулатори, поради което са подходящи за записване в библиотеки и създаване на информационна база от модели за този вид елементи, каквато засега не съществува.

6. Предложена е обобщена симулационна процедура и симулационни постановки за изследване на характеристики и параметри на ДМТ при различни режими на работа.

7. Чрез обработка с МНМК на експериментално получените данни за латерален двуколекторен магнитотранзистор 2Т1МП1, са пресметнати моделните му параметри. Симулирани са волт-амперни, магнитоелектрически и волт-фарадни характеристики.

Резултатите за статичните ВАХ и параметри доказват подобие на свойствата на магнитотранзистора с тези на силициев латерален бездрейфов NPN транзистор.

Установено е, че работният обхват на функциониране на магнитотранзистора, който осигурява линейност на тесла-амперните характеристики $\Delta I_C = f(B)$ за различни постояннотокови режими, е $0 < B \leq 100 \text{mT}$.

На базата на симулираните характеристики е избран оптимален постояннотоков режим на работа на магнитотранзистора от гледна точка на максималнотокова магниточувствителност. Резултатите показват, че оптималният режим на работа на ДМТ е активен режим, близък до границата на насищане, тъй като при него токовата магниточувствителност е максимална и достига до $409,09 \mu\text{A/T}$. Токовата магниточувствителност S_I зависи съществено от постоянното-

ковия режим на работа. При зададен режим на работа S_I е постоянна величина, независеща от индукцията B на магнитното поле.

Установена е незначителна разлика между волт-фарадните характеристики на двата колекторни PN прехода на магнитотранзистора, което означава, че в структурата му съществува известна асиметрия.

8. Чрез сравнителна оценка на експерименталните и моделните характеристики на магнитотранзистора е извършена верификация на симулационните модели. Резултатите показват, че средноквадратичната грешка между измерените и симулирани данни не надвишава 3,5%. Освен това, резултатите от симулационното изследване удовлетворяват дефинираните от производителя ограничения по отношение на основните параметри на конкретния магнитотранзистор. Това потвърждава коректността на предложения подход за определяне на моделните параметри чрез МНМК, както и достоверността на разработените поведенчески модели и възможността за приложението им за изследване и избор на оптимален режим на функциониране на двуколекторни магнитотранзистори и на реализирани с тях сензорни устройства.

9. Реализирана е и е експериментирана МПС за изследване на статични волт-амперни и тесла-амперни характеристики на ДМТ. Получените с предложената МПС резултати доказват, че тя може успешно да се използва вместо класическите постановки за бързо, лесно и точно експериментално изследване на ДМТ.

10. Експериментално е доказана възможността за приложение на двуколекторния магнитотранзистор 2Т1МП1 за измерване на постоянен и променлив ток, като за целта е изследван преобразувател на ток на основата на галваномангнитен сензор, реализиран със същия магнитотранзистор. Разработен е PSpice – базиран поведенчески модел на преобразувателя за симулационно изследване. Извършените експериментални и симулационни изследвания в три обхвата на измерване ($I = (0 \div 0,1)A$, $I = (0 \div 1)A$ и $I = (0 \div 10)A$) показват, че измервателният преобразувател на ток на основата на галваномангнитен сензор, реализиран с ДМТ, има линейна преобразователна характеристика. При това, чувствителността на преобразователната характеристика във всеки един от измервателните обхвати е постоянна, като стойността ѝ намалява право пропорционално на разширяването на обхвата.

11. Чрез експериментално изследване на пет конструктивни варианта на преобразувател за линейно преместване е доказана възможността за приложение на двуколекторния магнитотранзистор 2Т1МП1 за измерване на неелектрически величини (линейно преместване). Изследваните варианти се различават по взаимното разположение на галваномангнитния елемент и магнитната система, вида на магнитомодулаторната система и чувствителността на магнитотранзисторния сензор. Резултатите показват, че тези три фактора оказват пряко влияние върху вида на преобразователните характеристики, и следователно, за постигане на висока точност при отчитане и контрол, особено на малки премествания, задължително трябва да се отчита комплексното им влияние върху изходния сигнал на съответния преобразувател.

12. Доказана е по експериментален път възможността за използване на разработената МПС както самостоятелно за изследване на статични характеристики на ДМТ, така и като модул за усилване, синхронизация, стабилизация и визуализация на изходния сигнал на изследваните измерватели на електрически и неелектрически величини.

ПРИНОСИ

Научно-приложни приноси:

1. Предложени са PSpice – базирани поведенчески нелинейни модели на латерален двуколекторен NPN магнитотранзистор с надлъжна магнитна ос, като в качеството на основни градивни елементи са използвани зависими източници на ток, управлявани от напрежение, които притежават разширени функционални възможности.

2. Предложен е алгоритъм за приложение на МНМК за определяне на моделните параметри на ДМК в символен и числен вид чрез обработка на експериментални характеристики в Matlab програмна среда. Предложена е постъпкова симулационна процедура и симулационни постановки за изследване на ДМТ.

3. Извършено е симулационно изследване на характеристики и параметри на латерален двуколекторен NPN магнитотранзистор, тип 2ТМП1, като са използвани предложените алгоритъм, процедура и постановки. Установена е висока степен на съвпадение на симулационните резултати с експериментални такива, което потвърждава адекватността на разработените модели и коректността на предложените симулационни подходи.

4. Разработена е и е експериментирана МПС за изследване на латерален ДМТ и на реализирани с него галваномагнитни сензори – измерватели на електрически и неелектрически величини. Експерименталните резултати доказват възможността за приложение на ДМТ и на МПС в специализирани инсталации за измерване и контрол на електрически и неелектрически величини.

Списък на публикациите, свързани с дисертацията

1. Aleksandrov A., **D. Kazolis**, G. Goranov, I. Belovski. Analog-Behavioural Approach for Modelling a Dual-Collector Magnetotransistor in a Static Mode of Operation. . Journal of Engineering Science and Technology Review, Special Issue on Conference in Telecommunications, Informatics, Energy and Management, 2019 (TIEM 2019, 12-14 September, Kavala, Greece) , pp. 232-236, ISSN: 1791-2377. [Scopus](#)

2. **Kazolis D.** Simulation Study of Static Volt-Ampere Characteristics of a Dual-Collector Magnetotransistor. National Conference with International Participation "Engineering and Natural Sciences" – Sliven'2019, May 09 – 10, 2019. Published in Journal "Announcements of Union of Scientists – branch Sliven", vol. 34(1), pp. 35-43, ISSN: 1311 2864.

3 Aleksandrov A., **D. Kazolis**, G. Goranov, G. Mironova. Simulation Study of Static Magnetoelectric Characteristics of a Dual-Collector Magnetotransistor. Journal of the Technical University of Gabrovo, vol. 59 (2019), pp. 83-87, ISSN: 1310-6686.

4. Goranov, G., A. Aleksandrov, **D. Kazolis**, G. Mironova. Microprocessor System for Studying the Parameters of Dual-collector Bipolar Magnetic Transistor. 2019 II International Conference on High Technology for Sustainable Development (HiTech), Sofia, 10-11 October 2019, IEEE, pp. 38-41, doi: 10.1109/HiTech48507.2019.9128264. [Scopus](#)

5. Aleksandrov A., **D. Kazolis**, G. Mironova. Application of the Smallest Squares Method for Determining the Model Parameters of Dual-Collector Magnetotransistor. Proceedings of International Scientific Conference UNITECH'20, 20-21 November, Gabrovo, 2020, vol. 1, pp. 178-183, ISSN 1313-230X.

TITLE:

Investigation of the Possibilities for Application of Galvanomagnetic Sensors for Control of Specialized Installations

Author:

MSc Eng. Dimitrios Teodosios Kazolis

ABSTRACT

The aim of this thesis relates to the study the possibilities for application of galvanomagnetic sensors for control of specialized installations. To achieve this goal an in-depth analysis of galvanomagnetic elements is performed as the dual collector magnetotransistors was studied in detail with a view to their use as sensors. Two-dimensional mathematical modeling of magnetotransistor structures was performed. A procedure and an algorithm for applying the least squares method for determining the model parameters of a dual collector magnetotransistor in symbolic and numerical form are proposed. PSpice based analog behavioral modeling of a lateral dual-collector magnetotransistor was performed. Variants of schematic and in text format static and dynamic models are developed. Simulation setup to study parameters and characteristics of dual collector magnetotransistors are proposed. Micro-

processor module to study dual collector magnetotransistors and sensors based on them, is developed. A simulation and experimental study of a dual collector magnetotransistor 2TMP1 and of two types of galvanomagnetic transducers was performed, namely for a current measurement and for linear displacement measurement (conversion of non-electric into electrical parameter). An evaluation of the results, the adequacy and accuracy of the models was performed. The possibility for application of a lateral dual-collector magnetotransistor as a galvanomagnetic sensor for control of specialized installations has been proven.

Keywords:

Dual-collector magnetotransistor, galvanomagnetic sensor, model, simulation.