

**«ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ»
ՀԻՄՆԱԴՐԱՄ**

ՆԻԿՈՂՈՍՅԱՆ ԴԱՎԻԹ ՍԱՇԱՅԻ

**ԴԻԷԼԵԿՏՐԻԿՆԵՐԻ ԵՎ ԿՈՆԴԵՆՍԱՏՈՐՆԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ
ՉԱՓՈՒՄԸ ԼԱՅՆԱԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽՄԱՆ ՄԵԹՈԴՈՎ**

ԱՏԵՆԱԽՈՍՈՒԹՅՈՒՆ

**Ե.11.01 - «Ինֆորմացիայի ստացման և չափման մեթոդներ, սարքեր և
համակարգեր» մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի
գիտական աստիճանի համար**

**Գիտական ղեկավար՝
Տեխնիկական գիտությունների դոկտոր,
պրոֆեսոր Բ. Մամիկոնյան**

ԵՐԵՎԱՆ - 2018

Բ Ո Վ Ա Ն Դ Ա Կ Ո Ւ Թ Յ Ո Ւ Ն

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ	4
ԳԼՈՒԽ 1. ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԿՈՐՈՒՍՏՆԵՐ, ՉԱՓՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԸ	11
1.1. Դիէլեկտրիկներ և կոնդենսատորներ, հիմնական սահմանումները և դասակարգումը	11
1.2. Դիէլեկտրական կորուստներ.....	15
1.3. Մեկուսիչ նյութերի և էլեկտրատեխնիկական սարքավորումների դիէլեկտրական բնութագրերը	23
1.4. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման մեթոդները.....	27
1.4.1. Կամրջակային մեթոդ.....	27
1.4.2. Ռեզոնանսային մեթոդ	31
1.4.3. Ռեզոնատորային մեթոդ	34
1.4.4. Ուղղակի կերպափոխման մեթոդ	37
1.5. Հետազոտության խնդրի առաջադրում	41
1.6. Առաջին գլխի եզրակացություններ	43
ԳԼՈՒԽ 2. ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԼԱՅՆԱԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽՄԱՆ ՄԵԹՈԴՈՎ ՉԱՓՄԱՆ ՄԻԿՐՈԿՈՆՏՐՈԼԵՐԱՅԻՆ ՍԱՐՔԻ ԳՈՐԾԱՌԱԿԱՆ ՍԽԵՄԱՅԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ	45
2.1. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման լայնահիմպուլսային կերպափոխման մեթոդի իրականացման սկզբունքը	45
2.2. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման տիրույթների հաշվարկի մեթոդակարգը	50
2.3. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափիչի փուլային ազդանշանի չափման մեթոդի ընտրությունը	58
2.4. Դիէլեկտրական պարամետրերի լայնահիմպուլսային կերպափոխումով չափիչի գործառական սխեման	65
2.5. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման սարքի գործառության մոդելավորումը LabView ծրագրային միջավայրում	67
2.6. Երկրորդ գլխի եզրակացություններ	73

ԳԼՈՒԽ 3. ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԼԱՅՆԱԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ	
ԿԵՐՊԱՓՈԽՈՒՄՈՎ ՉԱՓԻՉԻ ԳՈՐԾԱՌԱԿԱՆ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐԻ ԵՎ ՍԿԶԲՈՒՆՔԱՅԻՆ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՍԽԵՄԱՅԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ	75
3.1. Չափողական շղթա	75
3.2. Ազդանշանի մշակման հանգույց	80
3.3. Ցուցանշման հանգույց	84
3.4. Մնուցման հանգույց	85
3.5. Սարքի համակցումը անհատական համակարգչի հետ	86
3.6. Երրորդ գլխի եզրակացություններ	88
ԳԼՈՒԽ 4. ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԼԱՅՆԱԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ	
ԿԵՐՊԱՓՈԽՈՒՄՈՎ ՉԱՓՄԱՆ ՍԱՐՔԻ ՉԱՓԱԳԻՏԱԿԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆԸ	90
4.1. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման սարքի չափագիտական բնութագրերի տեսական հետազոտությունը	90
4.2. ԴԷՊԼԻՉ-ի փորձանմուշը, գործառումը, չափման գործընթացի ավտոմատացված կառավարումը	103
4.3. ԴԷՊԼԻՉ սարքի փորձանմուշի ստուգաչափման մեթոդակարգը և արդյունքները	107
4.4. Չորրորդ գլխի եզրակացություններ	111
ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ	113
ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿԸ	115
ՀԱՎԵԼՎԱԾՆԵՐ	126
ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1.1. Միկրոկոնտրոլերի աշխատանքային ծրագրի վերնագրային ֆայլը	126
ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1.2. Միկրոկոնտրոլերի աշխատանքային ծրագիրը	131
ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1.3. Չափիչ սարքի աշխատանքային ծրագիրը Windows օպերացիոն համակարգում	146
ՀԱՎԵԼՎԱԾ 2. Ատենախոսական աշխատանքի արդյունքների արժեվորման և փորձարկման փաստաթղթեր	157

Ն Ե Ր Ա Ծ Ո Ւ Թ Յ Ո Ւ Ն

ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ԲՆՈՒԹԱԳԻՐԸ

Թեմայի արդիականությունը: Էլեկտրատեխնիկական սարքավորումները և էլեկտրաէներգետիկական տեղակայանքները (կոնդենսատորներ, ուժային տրանսֆորմատորներ, գեներատորներ, մալուխներ և այլն) պետք է գործառն առավելագույն բարձր հուսալիությամբ և անվտանգությամբ, ինչը կախված է, առաջին հերթին, դրանց մեկուսիչների վիճակից: Դիէլեկտրիկները, որոնք օգտագործվում են որպես մեկուսիչ նյութեր, շահագործման ընթացքում ենթարկվում են տարբեր մթնոլորտային, մեխանիկական, էլեկտրական ներգործությունների, ինչից վատանում են դրանց մեկուսիչ բնութագրերը: Ուստի էլեկտրասարքավորումների պատրաստման և շահագործման ընթացքում ստուգում են մեկուսացման որակը՝ հնարավոր արատների բացահայտման նպատակով: Հիմնական դիէլեկտրական պարամետրերը, որոնցով որոշվում է մեկուսիչ նյութի որակը և վիճակը, էլեկտրական ունակությունն է և դիէլեկտրական կորուստների անկյան տանգենսը՝ $tg\delta$ -ն: Այդ պարամետրերի պարբերական հսկումը փոփոխական հոսանքով նախատեսված է մեկուսիչ նյութերի և իրերի գրեթե բոլոր տեսակների համար, ուստի դրանց չափման միջոցների մշտական կատարելագործումը արդիական գիտատեխնիկական հիմնախնդիր է:

Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման համար ամենալայն կիրառություն են գտել (կախված հաճախային ընդգրկույթից) փոփոխական հոսանքի հավասարակշռված կամրջակի մեթոդը, ռեզոնանսային և ռեզոնատորային մեթոդները, ինչպես նաև ուղղակի կերպափոխման մեթոդը, որը ստացել է համեմատաբար սահմանափակ կիրառություն: Թվարկած մեթոդներից առաջին երեքը բարդ իրականացվող են, պահանջում են կարգավորվող աստիճանավորված տարրերի օգտագործում, մեծ մասամբ չեն ապահովում անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշան, ինչն անհրաժեշտ է սարքը ինֆորմացիայի մշակման ժամանակակից հաշվողական միջոցների հետ համակցելու, կառավարման ավտոմատացված համակարգերում օգտագործելու համար: Ուղղակի կերպափոխման մեթոդը իրականացման տեսակետից համեմատաբար պարզ է, ապահովում է անմիջական

ելքային էլեկտրական ազդանշան, սակայն հայտնի տեխնիկական լուծումներում ունակության և $tg\delta$ -ի որոշման բանաձևերը բարդ են, պահանջում են ելքային ազդանշանների մի քանի պարամետրերի չափում, ինչը մեծացնում է ապարատային ծախսերը և իջեցնում չափման ճշգրտությունը: Այդ թերությունների մասամբ վերացումը թույլ կտա էապես պարզեցնել չափման գործընթացը և ստեղծել կոմպակտ, դյուրակիր միկրոկոնտրոլերային սարք, որում ապահովվում է դիէլեկտրիկների կոմպլեքս էլեկտրական դիմադրության ակտիվ և ռեակտիվ բաղադրիչների անջատ չափում:

Ատենախոսական աշխատանքի նպատակն է՝ կատարելագործել ուղղակի կերպափոխման մեթոդի վրա հիմնված դիէլեկտրական պարամետրերի չափիչները՝ կիրառելով չափման ճշգրտության բարձրացման կառուցվածքային-ալգորիթմական մեթոդը, իրականացնելով չափման կապուղու ժամանակային բաժանում և չափվող պարամետրերի լայնախիմալսային կերպափոխում, ինչը թույլ է տալիս առավելագույնս պարզեցնել սարքի տարրային բազան և ստեղծել դիէլեկտրական պարամետրերի կոմպակտ, դյուրակիր, անհատական համակարգչի հետ համակցելի միկրոկոնտրոլերային չափիչ՝ ԴԷՊԼԻՉ (դիէլեկտրական պարամետրերի լայնախիմալսային կերպափոխումով չափիչ):

Տեսագրության հիմնական խնդիրները: Նշված նպատակին հասնելու համար առաջադրվել և լուծվել են հետևյալ հիմնական խնդիրները.

- ԴԷՊԼԻՉ-ի կառուցվածքային սխեմայի և գործառության մաթեմատիկական մոդելի մշակում, որոնց միջոցով հիմնավորվում է առաջադրված պահանջների ապահովումը,
- ԴԷՊԼԻՉ-ի չափողական շղթայի տարրերի պարամետրերի հաշվարկի մեթոդակարգի մշակում՝ ունակության և $tg\delta$ -ի պահանջվող չափման ընդգրկույթների ապահովման նպատակով,
- չափողական շղթայի ելքային ազդանշանի թվային չափման մեթոդի ընտրության հիմնավորում, սարքի գործառության մոդելավորում LabView ծրագրային միջավայրում,
- սարքի սկզբունքային էլեկտրական սխեմայի մշակում, հանգույցների նախագծում, սխեմայի տարրերի ընտրություն,

- միկրոկոնտրոլերի աշխատանքի կառավարման ալգորիթմի և ծրագրի կազմում, սարքի համակցում անհատական համակարգչի հետ, սարքի փորձնական նմուշի պատրաստում,

- սարքի չափագիտական բնութագրերի տեսական և փորձարարական հետազոտության մեթոդակարգերի մշակում, փորձնական նմուշի փորձարարական հետազոտում:

Հետազոտության մեթոդները.

- մաթեմատիկական և ֆիզիկական մեթոդներ, որոնք ընդունված են ինֆորմացիոն-չափողական պրոցեսների հետազոտման համար,

- կառուցվածքային կերպափոխումների մեթոդներ,
- պատահական ազդանշանների տեսության մեթոդներ,
- սխալանքների տեսության մեթոդներ,

- միկրոկոնտրոլերների և անհատական համակարգիչների ծրագրային ապահովման նախագծման մեթոդներ:

Աշխատանքի գիտական նորույթը

1. Գիտականորեն հիմնավորվել է ԴԷՊԼԻՉ-ի կառուցվածքային սխեմայի ընտրությունը, ստացվել է սարքում իրականացվող չափողական կերպափոխումների մաթեմատիկական մոդելը, վերլուծվել են կիրառվող հանգույցների ու տարրերի պարամետրերի անկայունությունների ազդեցությունները չափումների արդյունքների վրա:

2. Մշակվել է սարքի չափողական շղթայի պարամետրերի հաշվարկի մեթոդակարգ՝ ըստ ունակության և *tgδ* -ի պահանջվող չափման ընդգրկույթների:

3. Մշակվել են ԴԷՊԼԻՉ-ի տեսական և փորձարարական հետազոտության մեթոդակարգեր, գիտականորեն հիմնավորվել են չափագիտական բնութագրերի սահմանային ցուցանիշները՝ կախված սարքում կիրառվող տարրային բազայի պարամետրերից:

Աշխատանքի գործնական արժեքը և արդյունքների իրականացումը

1. Աշխատանքի արդյունքները հավաստում են չափվող պարամետրերի լայնահիմպուսային կերպափոխման նպատակահարմարությունը դիֆերենցիալ պարամետրերի միկրոկոնտրոլերային չափիչներում:

2. Մշակված սխեմատեխնիկական լուծումները, մաթեմատիկական մոդելները, հետազոտության և հաշվարկի մեթոդակարգերը, միկրոկոնտրոլերի աշխատանքի ալգորիթմը և ծրագիրը կարող են օգտագործվել մասնագետների կողմից՝ չափողական տեխնիկայի և կառավարման համակարգերի նմանօրինակ միջոցների մշակումներում:

3. Առաջարկված սխեմատեխնիկական և ծրագրային լուծումներն իրականացվել են միկրոկոնտրոլերային ԴԷՊԼԻՉ-ի պատրաստված փորձնական նմուշում: Սարքը նախատեսված է մինչև 0,1 մկՑ ունակությամբ կոնդենսատորների ունակությունն ու $tg\delta$ -ն և դիֆերենցիալ նյութերի $tg\delta$ -ն՝ 100 $\mu\text{Ֆ}$ -ից մինչև 1000 $\mu\text{Ֆ}$ ունակությունների դեպքում չափելու համար՝ $f=1000 < g$ հաճախության հոսանքով: Նմուշն անցել է ստուգաչափման փորձարկումներ «Էլեկտրոնային ավտոմատ սարքեր» ՓԲԸ-ում (ք. Երևան), որոնց արդյունքները հաստատել են տեսական դրույթների ճշգրտությունը և սարքի օգտագործման հնարավորությունը արտադրական պայմաններում: Սահմանվել է, որ սարքում օգտագործված տարրային բազայի պայմաններում հիմնական հարաբերական սխալանքի սահմանային արժեքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ չի գերազանցում 0,75%-ը՝ ունակության և 2,5%-ը՝ $tg\delta$ -ի համար (ստուգաչափման փորձարկումների ակտ-տեղեկանքը ներկայացված է ատենախոսության հավելվածում):

4. ԴԷՊԼԻՉ սարքում կիրառված չափման սկզբունքն օգտագործվում է ՀԱՊՀ Գյումրու մասնաճյուղի ուսումնական գործընթացում՝ մեխատրոնիկայի լաբորատորիայում ցածրավոլտ կոնդենսատորների ունակությունն ու $tg\delta$ -ն LabView ծրագրային միջավայրում չափելու համար:

Պաշտպանության ներկայացվող հիմնական դրույթները

1. Լայնահիմադրված կերպափոխման մեթոդի կիրառությամբ դիֆերենցիալ պարամետրերի միկրոկոնտրոլային չափիչների ստեղծման սկզբունքը:
2. Մշակված չափիչում օգտագործված նոր կառուցվածքային և սխեմատեխնիկական լուծումները:
3. Հետազոտության, չափագիտական վերլուծության և պարամետրերի հաշվարկի մեթոդակարգերը:
4. Չափման և չափումների արդյունքների մշակման գործընթացի ավտոմատացված կառավարման համար առաջարկված ալգորիթմի իրականացման, ինչպես նաև անհատական համակարգչի հետ սարքի համակցման ծրագրային ապահովումը:
5. ԴԷՊԼԻՉ-ի գործնականորեն իրականացված և փորձարկված նմուշը:

Հրատարակումները: Ատենախոսության հիմնական դրույթները հրատարակված են 9 գիտական աշխատություններում.

1. **Мамиконян Б.М., Никогосян Д.С., Абрамян Л.С.** Широотно-импульсное преобразование информативного параметра дифференциального емкостного преобразователя // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2015. - №2. – С. 43-48.

2. **Mamikonyan B.M., Mamikonyan Kh.B., Nikoghosyan D.S., Abrahamyan L.S.** Capacitive Measuring Device // IJEERT. - 2016. - Vol. 4, Issue 1. - PP. 19-28.

3. **Мамиконян Б.М., Никогосян Д.С.** Методика расчета параметров измерительной цепи фазометрического измерителя емкости и тангенса угла потерь конденсаторов // Вестник НПУА. Серия “Электротехника, энергетика”. - 2017. - №2. – С. 70-82.

4. **Никогосян Д.С.** Выбор метода измерения фазового сигнала в измерителе электрических параметров конденсаторов // Вестник инженерной академии Армении. – 2017. – Т. 14, №4. – С. 552-556.

5. **Никогосян Д.С., Абрамян Л.С.** Измерение емкости первичного преобразователя в программной среде LabVIEW // Материалы 8-ой Международной научно-практической конференции “Интернет и Общество”. – Кутаиси, 7-8 июля 2017г. – С. 178-181.

6. **Mamikonyan B.M., Nikoghosyan D.S.** Measurement of Dielectric Loss by Phase Method // American Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences (ASRJETS). – 2017. – Vol. 29, №1. - PP. 124-137.

7. **Mamikonyan B.M., Nikoghosyan D.S.** Dielectric losses power meter using microcontroller // Proceedings of the eleventh International Conference “Semiconductor micro- and nanoelectronics”. – Yerevan, June 23-25, 2017. – P. 144-148.

8. **Nikoghosyan D.S.** Measurement of Capacity and Tangens of the Angle of Dielectric Loss of Low Voltage Condensers in the Labview Program Environment // Journal of Scientific and Engineering Research. - 2018, 5(2). - PP. 395-399.

9. **Nikoghosyan D.S.** Research of Metrological Characteristics of the Phasometric Meter of Capacitance and Tangent of the Dielectric Losses Angle of Capacitors // Sensors & Transducers. – 2018. - Vol. 221, Issue 3. - PP. 16-22.

Աշխատանքի արդյունքների փորձահավանությունը: Ատենախոսական աշխատանքի հիմնական դրույթները և արդյունքները զեկուցվել են, քննարկվել ու ստացել դրական գնահատական.

- ՀԱՊՀ Գյումրու մասնաճյուղի «Էլեկտրաէներգետիկական, ինֆորմացիոն և ավտոմատացման համակարգեր» ամբիոնի գիտական սեմինարներում (2016-2017թթ.),
- ՀԱՊՀ տարեկան գիտաժողովում (2017թ.),
- «Կիսահաղորդչային միկրո- և նանոէլեկտրոնիկա» 11-րդ միջազգային գիտաժողովում (Երևան, 2017թ., հունիսի 23-25),
- «Ինտերնետը և հասարակությունը» 8-րդ միջազգային գիտաժողովում (ք. Քուբաիսի, 2017թ., հուլիսի 7-8):

Ատենախոսական աշխատանքը մասամբ կատարվել է «Ֆիզիկական մեծությունների միկրոկոնտրոլերային չափիչների մշակումը ճշգրտության բարձրացման կառուցվածքային-ալգորիթմական մեթոդի կիրառումով» պետբյուջետային պայմանագրային թեմայի շրջանակներում՝ ատենախոսության հեղինակի մասնակցությամբ (ծածկագիր՝ 15SH-007, կատարման ժամկետները՝ 01.09.2015 - 31.08.2017թթ.): Թեմայի հաշվետվությունը ներկայացվել է ՀՀ ԿԳՆ Գիտության պետական կոմիտե և անցել գիտատեխնիկական փորձագիտություն:

Հեղինակի կողմից մշակված «Ունակային չափողական սարք»-ը 2017թ. ԱՄՆ «ARPA» կազմակերպության մրցույթում գրավել է մրցանակային 4-րդ տեղը, պարգևատրվել դիպլոմով և դրամական պարգևով (դիպլոմը ներկայացված է ատենախոսության հավելվածում):

Աշխատանքի կառուցվածքը և ծավալը: Ատենախոսական աշխատանքը կազմված է ներածությունից, չորս գլուխներից, հիմնական եզրակացություններից, 153 անվանում պարունակող գրականության ցանկից և 2 հավելվածներից: Հիմնական տեքստը կազմում է 125 էջ, այդ թվում 30 նկար և 21 աղյուսակ: Ատենախոսությունը գրված է հայերեն լեզվով:

ԳԼՈՒԽ 1

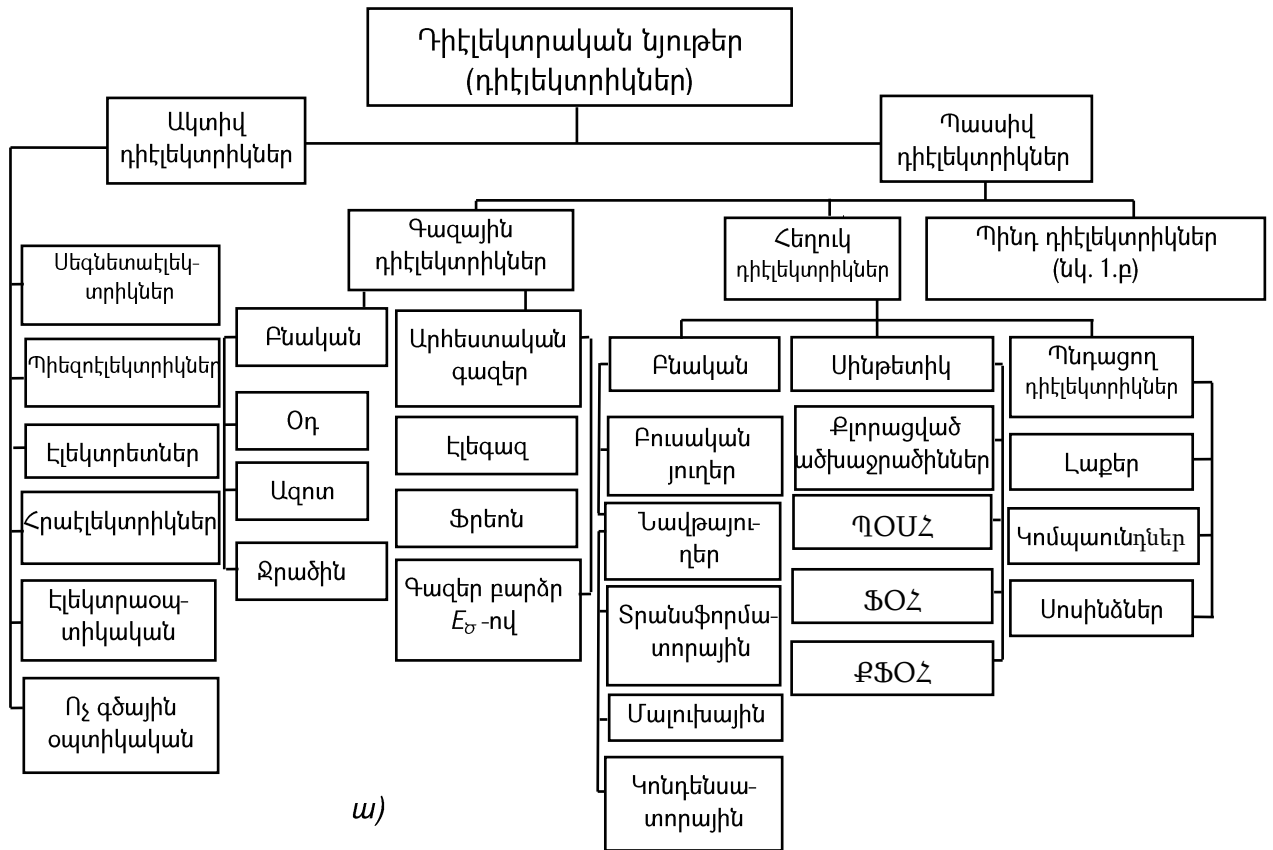
ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԿՈՐՈՒՍՏՆԵՐ, ՉԱՓՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԸ

1.1. Դիէլեկտրիկներ և կոնդենսատորներ, հիմնական սահմանումները և դասակարգումը

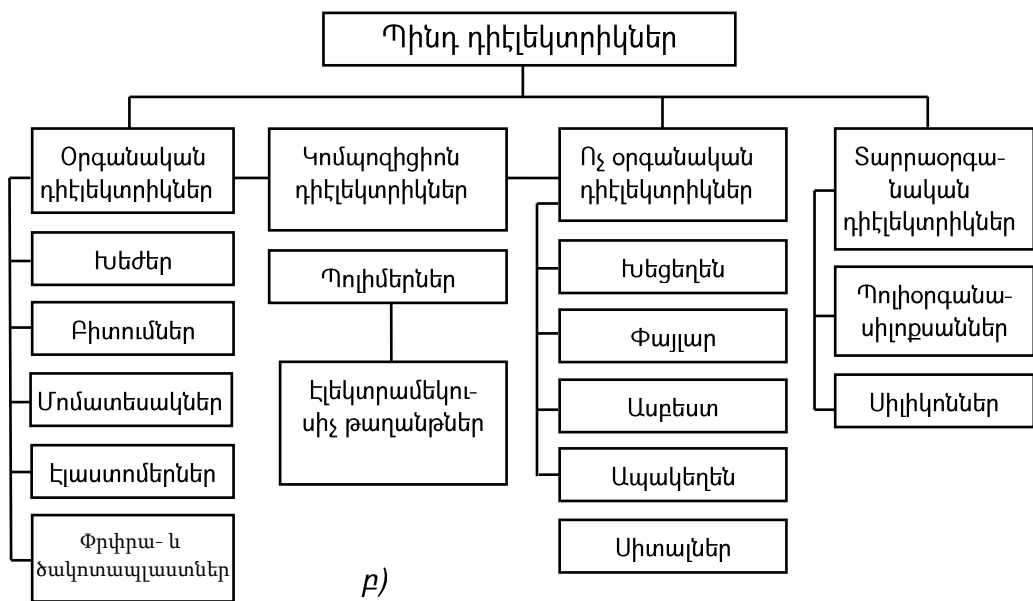
Նյութը դասակարգվում է որպես «դիէլեկտրիկ», եթե արտաքին էլեկտրական դաշտ կիրառելիս այն կարող է պահել էներգիա: Դիէլեկտրական նյութերը կարևոր նշանակություն ունեն էլեկտրատեխնիկայում: Դրանց են պատկանում *էլեկտրամեկուսիչ նյութերը – պասսիվ դիէլեկտրիկները*, որոնց միջոցով իրականացվում է էլեկտրասարքավորումների տարրերի և մասերի մեկուսացումը: Դիէլեկտրիկների տեսակարար էլեկտրական դիմադրությունը՝ $\rho \approx 10^{18}$ Օմ·մ, $10^{12} \dots 10^{25}$ անգամ բարձր է, քան հաղորդիչներինը: Դիէլեկտրիկներում հնարավոր է ստեղծել ուժեղ էլեկտրական դաշտեր և կուտակել էլեկտրական էներգիա, ինչպես դա արվում է կոնդենսատորներում [21, 117, 123, 148, 150]: Կան նաև *ակտիվ դիէլեկտրիկներ*, որոնք օժտված են կառավարվող հատկություններով (սեգնետաէլեկտրիկներ, պիեզոէլեկտրիկներ, էլեկտրետներ և այլն): Էլեկտրամեկուսիչ նյութերն ըստ ագրեգատային վիճակի լինում են *գազային, հեղուկ և պինդ* (նկ. 1.1): Հատկապես մեծ է պինդ դիէլեկտրիկների խումբը (բարձրապոլիմերներ, պլաստմասսաներ, խեցեղեն և այլն): Հատուկ խումբ են կազմում *պնդացող նյութերը, որոնք նախքան օգտագործելը հեղուկ են*, բայց օգտագործումից հետո պնդանում են (օրինակ, լաքերը և կոմպաունդները):

Ըստ քիմիական բաղադրության տարբերում են *օրգանական և ոչ օրգանական* դիէլեկտրիկներ: Օրգանական են ածխածնի միացումները, դրանք պարունակում են նաև ջրածին, թթվածին, ազոտ, հալոգեններ և այլ տարրեր: Մնացած նյութերը համարվում են ոչ օրգանական: Դրանցից շատերը պարունակում են սիլիցիում, ալյումինիում, թթվածին և այլն: Ըստ ստացման եղանակի դիէլեկտրիկները լինում են *քնական և սինթետիկ*: Առավել բազմաթիվ է սինթետիկ մեկուսիչ նյութերի խումբը:

Պինդ դիէլեկտրիկների խումբը սովորաբար բաժանում են բազմաթիվ ենթախմբերի՝ կախված այդ նյութերի բաղադրությունից, կառուցվածքից և տեխնոլոգիական առանձնահատկություններից, դրանք բերված են նկ. 1.1բ-ում [115, 123]:



ա)



բ)

Նկ. 1.1. Դիելեկտրական նյութերի դասակարգումը (ա), պինդ դիելեկտրական նյութերի դասակարգումը (բ). (ՊՕՍՀ – պոլիօրգանափլոքսանային հեղուկներ, ՖՕՀ – ֆտորօրգանական հեղուկներ, ՔՖՕՀ – քլորֆտորօրգանական հեղուկներ)

Բոլոր դիէլեկտրիկները, թեկուզ և աննշան չափով, օժտված են էլեկտրահաղորդականությամբ: Ի տարբերություն հաղորդիչների, դիէլեկտրիկների մոտ դիտվում է ժամանակի հետ հոսանքի փոփոխություն՝ կլանման հոսանքի անկման հետևանքով: Որոշ պահից սկսած, կիրառված հաստատուն հոսանքից դիէլեկտրիկում հաստատվում է միայն հաղորդականության հոսանքը. դրա մեծությամբ որոշվում է դիէլեկտրիկի հաղորդականությունը: Երբ էլեկտրական դաշտի լարվածությունը գերազանցում է դիէլեկտրիկի էլեկտրական ամրության սահմանը, առաջանում է *ծակում*, այդ տեղում դիէլեկտրիկը կորցնում է էլեկտրամեկուսիչ հատկությունը: Լարվածության այդ E_{σ} արժեքն անվանում են դիէլեկտրիկի *էլեկտրական ամրություն* [11]: Պինդ դիէլեկտրիկների ծակումը կարող է լինել *էլեկտրական* կամ *ջերմային*. դրանց առաջացման մեխանիզմները և յուրահատկությունները հանգամանորեն նկարագրված են [56, 98]-ում:

Էլեկտրամեկուսիչ նյութերի հատկություններին ներկայացվում են տարբեր պահանջներ՝ կախված դրանց կիրառման նշանակումից: Մեկուսիչ նյութերի տարբեր դասերի առավել կարևոր ներկայացուցիչների հիմնական հատկությունները նկարագրված են [8, 37, 114]-ում:

Կոնդենսատորը բաղկացած է երկու կամ ավել հաղորդիչներից (շրջադիրներ), որոնք բաժանված են դիէլեկտրիկով, և նախատեսված է իր էլեկտրական ունակության օգտագործման համար: Կոնդենսատորների բաժինը ռադիոէլեկտրոնային սարքավորումներում կազմում է սխեմայի բոլոր տարրերի շուրջ 25%-ը [18, 45, 55]: Կոնդենսատորների հիմնական դասակարգումը կատարվում է ըստ դրանցում օգտագործվող դիէլեկտրիկի տեսակի [22, 121].

- վակուումային կոնդենսատորներ (շրջադիրների միջև վակուում է),
- գազային դիէլեկտրիկով կոնդենսատորներ,
- հեղուկ դիէլեկտրիկով կոնդենսատորներ,
- պինդ ոչ օրգանական դիէլեկտրիկով կոնդենսատորներ՝ ապակե (ապակեէմալային, ապակեխեցեղենային, ապակեթաղանթային), փայլարե, խեցեղենե, բարակշերտային՝ ոչ օրգանական թաղանթներից,

- պինդ օրգանական դիէլեկտրիկով կոնդենսատորներ՝ թղթ, մետաղավորած թղթ, թաղանթ, կոմբինացված՝ թուղթ-թաղանթ, բարակշերտային՝ օրգանական սինթետիկ թաղանթներից,

- էլեկտրոլիտային և օքսիդակիսահաղորդչային կոնդենսատորներ:

Կախված նշանակումից, կոնդենսատորները պայմանականորեն բաժանվում են *ընդհանուր* և *հատուկ* նշանակության: Ընդհանուր նշանակության կոնդենսատորները օգտագործվում են ռադիոէլեկտրոնային ապարատուրայի տեսակների ու դասերի մեծ մասում: Ավանդաբար դրանց են դասվում առավել տարածված ցածր լարման կոնդենսատորները: Բոլոր մնացած կոնդենսատորները հանդիսանում են հատուկ: Դրանց են դասվում բարձր լարման, իմպուլսային, դոզիմետրական, թողարկման և այլ կոնդենսատորները [99]:

Կոնդենսատորի էլեկտրական բնութագրերը որոշվում են դրա կառուցվածքով և օգտագործվող դիէլեկտրիկի հատկություններով: Կոնդենսատորների հիմնական պարամետրերն են.

- անվանական ունակությունը,
- թույլտվածքը՝ կոնդենսատորի ունակության արժեքի հնարավոր ցրվածքը,
- աշխատանքային լարումը՝ լարման առավելագույն արժեքը, որի տակ նորմալ պայմաններում ($15...25^{\circ}\text{C}$ ջերմաստիճան, 45...75% խոնավություն, 650...800 մմ.սնդ.սյ. ճնշում) կոնդենսատորը կարող է աշխատել երկարատև (մինչև 10 հազար ժամ) առանց իր հատկությունները փոխելու,

- ունակության ջերմաստիճանային գործակիցը (ՈւՋԳ)՝ կոնդենսատորի ունակության փոփոխության կախումը շրջակա միջավայրի ջերմաստիճանից:

Կոնդենսատորի ունակությունը կախված է շրջադիրների երկրաչափական չափսերից, դիէլեկտրիկի հաստությունից և դիէլեկտրական թափանցելիությունից: Դիէլեկտրական թափանցելիությունը հաստատուն ունակության կոնդենսատորների մոտ հաստատուն է, իսկ ոչ գծային կոնդենսատորների մոտ՝ կախված է էլեկտրական դաշտի լարվածությունից: Արդյունաբերությունը թողարկում է հաստատուն ունակության կոնդենսատորներ 1 μF -ից մինչև մի քանի տասնյակ մկՖ ունակությամբ: Ունակության անվանական արժեքները ընտրվում են E3, E6, E12 և E24 շարքերից [4,

22, 45]: Փաստացի ունակության թույլատրելի շեղումը անվանականից (թույլտվածք) նշվում է տոկոսներով կամ ճշգրտության դասի օգնությամբ: Առաջին դասին համապատասխանում է $\pm 5\%$ թույլատրելի շեղում, երկրորդին՝ $\pm 10\%$, երրորդին՝ $\pm 15\%$, չորրորդին՝ $-20\% \dots +30\%$, հինգերորդին՝ $-20\% \dots +50\%$ և այլն: Ճշգրտության դասերը և թույլտվածքները կանոնակարգված են ԳՈՍՏ 9661-73 ստանդարտով [35, 99]: Առաջին ճշգրտության դասի կոնդենսատորները օգտագործվում են տատանողական կոնտուրներում և պատասխանատու նպատակներով: Աղ. 1.1-ում բերված են տարբեր տիպերի կոնդենսատորների հիմնական պարամետրերի արժեքները [22, 45]:

Աղյուսակ 1.1

Կոնդենսատորների պարամետրերը

Կոնդենսատորի տեսակը	Պարամետր				
	Ունակությունների տիրույթը	Թույլտրվածքը, $\pm\%$	Աշխատանքային լարումը, Վ	ՈւՋԳ	Աշխատանքային ջերմաստիճանների տիրույթը, $^{\circ}\text{C}$
Խեցեղենային	2,2պՖ...10նՖ	10...20	50-2500	+100... -4700	-85...+85
Էլեկտրոլիտային	100նՖ...6800մկՖ	-10...+50	6,3-400	+1000	-40...+85
Մետաղաթաղանթային	1մկՖ...16մկՖ	20	250-600	+100...200	-25...+85
Փայլարե	2,2պՖ...10նՖ	1	350	+50	-40...+85
Պոլիէթերային	10նՖ...2,2մկՖ	20	250	+200	-40... +100
Պոլիպրոպիլենային	1նՖ...470նՖ	20	1000	-200	-55... +100
Պոլիկարբոնատային	10նՖ...10մկՖ	20	63-630	+60	-55... +100
Պոլիստիրոլային	10պՖ...10մկՖ	2,5	160	-150... +80	-40...+70
Տանտալային	100նՖ...100մկՖ	20	6,3-35	+100...+250	-55... +85

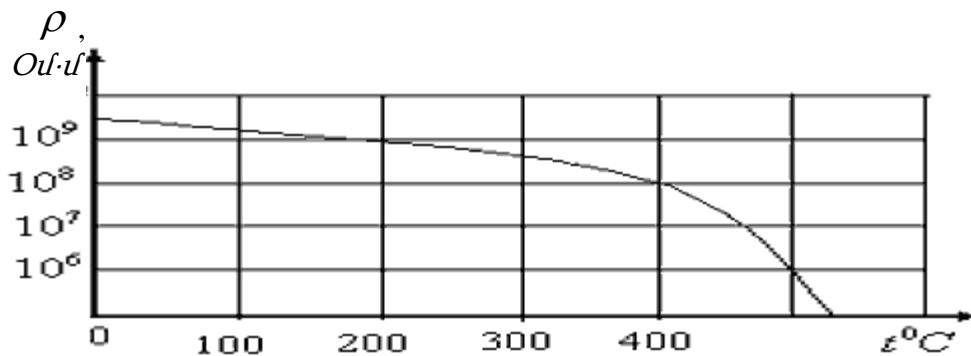
1.2. Դիէլեկտրական կորուստներ

Էներգիայի դիէլեկտրական կորուստները առաջանում են դիէլեկտրիկում դրա վրա էլեկտրական դաշտով ներգործելիս [38, 129, 137]: Այդ կորուստները առաջացնում են դիէլեկտրիկի տաքացում, ինչը բերում է նյութի կարևորագույն հատկությունների վատացման և նրա ծերացման պրոցեսի արագացման: Ֆիզիկական տեսակետից տարբերում են երեք գլխավոր երևույթ, որոնց հետևանքն են դիէլեկտրական կորուստները: Դրանցից գլխավորը այն երևույթն է, որը տեղի ունի ինչպես

հաստատուն, այնպես էլ փոփոխական լարման դեպքում: Էլեկտրահաղորդականությամբ պայմանավորված կորուստներն առաջանում են բոլոր դիէլեկտրիկներում: Ջերմաստիճանը բարձրանալիս դիէլեկտրական նյութերի տեսակարար դիմադրությունը, որպես կանոն, էապես փոքրանում է (նկ. 1.2) [40]:

Փոփոխական լարման դեպքում էլեկտրահաղորդականությամբ պայմանավորված կորուստներին ավելանում են բևեռացումից առաջացող կորուստները: Բևեռացման մեխանիզմները դիէլեկտրիկներում հանգամանորեն հետազոտված են [119, 133]-ում:

Ուժեղ էլեկտրական դաշտերի տիրույթում նշված երևույթներին գումարվում են իոնացմամբ պայմանավորված կորուստները, որոնք առաջանում են կիրառված էլեկտրական դաշտի ազդեցության տակ դիէլեկտրիկի կամ խառնուրդների ատոմների և մոլեկուլների իոնացումից:



Նկ. 1.2. Արձնապակու տեսակարար ծավալային դիմադրության կախումը ջերմաստիճանից

Դիէլեկտրական կորուստները վերլուծելիս էլեկտրահաղորդականության, բևեռացման և իոնացման երևույթները համարվում են անկախ: Ենթադրվում է, որ ընդհանուր դիէլեկտրական կորուստները նշված երեք բաղադրիչների գումար են: Քանի որ հաստատուն լարման դեպքում դիէլեկտրական կորուստները զգալիորեն փոքր են (բացակայում են բևեռացմամբ և իոնացմամբ պայմանավորված կորուստները), դիէլեկտրիկի որակը բնութագրում են տեսակարար ծավալային և մակերևույթային դիմադրությունների արժեքներով, իսկ դիէլեկտրական կորուստները որոշում են, որպես կանոն, փոփոխական լարման դեպքում: Դիէլեկտրական կորուստներն առաջացնում են մեկուսիչ նյութի տաքացում, որից կարող են առաջանալ տարբեր արատներ, որոնք բերում են նյութի մեկուսիչ հատկությունների վատացման,

իսկ անջատվող ջերմային էներգիայի մեծ արժեքների դեպքում կարող է տեղի ունենալ մեկուսիչ նյութի էլեկտրական ծակում: Ուստի էլեկտրասարքավորումների պատրաստման և շահագործման ընթացքում ստուգում են մեկուսիչի որակը՝ հնարավոր արատները բացահայտելու նպատակով [51, 119]:

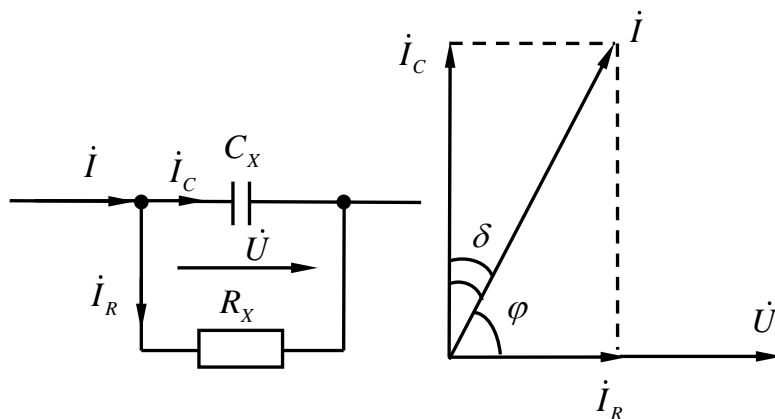
Իրական մեկուսիչ նյութը իրենից ներկայացնում է կոնդենսատոր, որն ունի C_x ունակություն և R_x ակտիվ դիմադրություն: C_x ունակությունը բնութագրում է նյութի հատկությունը՝ կուտակել $W = C_x U^2 / 2$ էլեկտրական էներգիա արտաքին U լարում կիրառելիս: R_x դիմադրությունը արտապատկերում է այդ նույն պայմաններում նյութում անջատվող $Q = (U^2 / R_x) \cdot t$ ջերմային էներգիան t ժամանակում:

Կոնդենսատորի փոխարինման էլեկտրական սխեմայում R_x և C_x պարամետրերը կարող են միացվել հաջորդաբար կամ զուգահեռ, ընդ որում հաջորդաբար սխեման գերադասելի է փոքր կորուստների դեպքում, իսկ զուգահեռը՝ մեծ: Սակայն փոխարինման սխեմայից կախված են միայն հաշվարկային բանաձևերը, իսկ դիէլեկտրական կորուստների հզորության չափման արդյունքը մնում է անփոփոխ [120]: Ավելի հաճախ օգտագործվում է հատկապես զուգահեռ սխեման [58], որի դեպքում կորուստների հզորությունը որոշվում է հետևյալ բանաձևով (նկ. 1.3)

$$P_a = U \cdot I_R = U \cdot I_C \cdot \operatorname{tg} \delta = U \cdot \frac{U}{X_C} \cdot \operatorname{tg} \delta = U^2 \omega C_x \cdot \operatorname{tg} \delta, \quad (1.1)$$

որտեղ $X_C = 1 / \omega C_x$, δ - ն դիէլեկտրական կորուստների անկյունն է, ω - ն՝ կիրառված U սինուսոիդային լարման անկյունային հաճախությունը:

Ստացված (1.1) արտահայտությունից պարզ է, որ դիէլեկտրական կորուստները հատուկ կարևոր նշանակություն ունեն այն նյութերի համար, որոնք օգտագործվում են բարձր լարման սարքավորումներում, բարձրհաճախային ապարատուրայում և հատկապես բարձրավոլտ-բարձրհաճախային սարքավորումներում, քանի որ դիէլեկտրական կորուստների արժեքը համեմատական է դիէլեկտրիկին կիրառված լարման քառակուսուն և հաճախությանը: Այդ պայմաններում օգտագործման համար նախատեսվող նյութերը պետք է տարբերվեն կորուստների անկյան և դիէլեկտրական թափանցելիության փոքր արժեքներով:



Նկ. 1.3. Իրական դիէլեկտրիկի (կոնդենսատորի) զուգահեռ փոխարինման սխեման

Ստացված (1.1) արտահայտությունից հետևում է նաև, որ դիէլեկտրիկի մեկուսիչ հատկությունների գնահատումը նպատակահարմար չէ կատարել դիէլեկտրական կորուստների հզորության արժեքով, քանի որ P_a -ն կախված է նաև կիրառված լարումից: Ուստի դիէլեկտրիկի մեկուսիչ հատկությունները գնահատում են $tg\delta$ -ի մեծությամբ, որը հավասար է ակտիվ հզորության հարաբերությանը ռեակտիվին, ինչպես նաև կարող է արտահայտվել R_x և C_x պարամետրերի միջոցով (նկ. 1.3)՝

$$tg\delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{I_R \cdot U}{I_C \cdot U} = \frac{P_a}{P_p}, \quad tg\delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{U}{R_x \cdot U / X_C} = \frac{X_C}{R_x} = \frac{1}{\omega R_x C_x} :$$

Նկատենք, որ եթե այդ նույն R_x և C_x պարամետրերը միացված են հաջորդաբար փոխարինման սխեմայով, ապա $tg\delta = \omega R_x C_x$:

Ի տարբերություն P_a -ի, $tg\delta$ -ի արժեքը կախված չէ նաև դիէլեկտրիկի երկրաչափական չափսերից, ինչը կարելի է ապացուցել օգտվելով կոմպլեքս դիէլեկտրական թափանցելիության հասկացությունից [36]՝

$$\hat{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'' : \quad (1.2)$$

Օգտվենք Մաքսվելի առաջին հավասարումից, որը կապ է հաստատում էլեկտրական և մագնիսական դաշտերի փոփոխությունների միջև.

$$rotH = J_\gamma + J_c = \gamma E + \epsilon_0 \epsilon \frac{\partial E}{\partial t}, \quad (1.3)$$

որտեղ H -ը մագնիսական դաշտի լարվածությունն է (A/m), J_γ և J_c -ն՝ համապատասխանաբար հաղորդականության (միջանցիկ) և շեղման հոսանքների խտություններն են, (A/m^2), E -ն էլեկտրական դաշտի լարվածությունն է (V/m), γ -ն՝

տեսակարար էլեկտրական հաղորդականությունը ($1/O\omega \cdot \omega$), ε -ը՝ միջավայրի հարաբերական դիէլեկտրիկական թափանցելիությունը, $\varepsilon_0 \approx 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ֆ/մ}$ վակուումի էլեկտրաստատիկ հաստատունը:

Համասեռ իդեալական դիէլեկտրիկներում միջանցիկ հոսանքը բացակայում է, այսինքն $\gamma = 0$ և դաշտի հարմոնիկ փոփոխության դեպքի համար (1.3) հավասարումը կարելի է գրել կոմպլեքս տեսքով՝

$$\text{rot}\dot{H} = j\omega\varepsilon_0\varepsilon\dot{E}: \quad (1.4)$$

Ոչ կատարյալ դիէլեկտրիկի դեպքում, որն ունի զգալի դիէլեկտրական կորուստներ, լրիվ հոսանքի հավասարումն ընդունում է ավելի բարդ տեսք՝

$$\text{rot}\dot{H} = (\gamma_f + j\omega\varepsilon_0\varepsilon)\dot{E}, \quad (1.5)$$

որտեղ γ_f - ն լրիվ տեսակարար ակտիվ հաղորդականությունն է տվյալ հաճախության դեպքում, որը հաշվի է առնում ինչպես միջանցիկ էլեկտրահաղորդականությունը, այնպես էլ բևեռացման հոսանքների ակտիվ բաղադրիչները:

Իրական դիէլեկտրիկի խնդիրը կարելի է հանգեցնել իդեալական դիէլեկտրիկի դեպքին՝ (1.4), եթե (1.5) հավասարման մեջ ներառենք կոմպլեքս դիէլեկտրական թափանցելիությունը՝

$$\text{rot}\dot{H} = j\omega\varepsilon_0\varepsilon\dot{E}: \quad (1.6)$$

Ուստի (1.5) և (1.6) – ի աջ մասերի հավասարության պայմանից՝

$$\dot{\varepsilon} = \varepsilon - \frac{j\gamma_f}{\omega\varepsilon_0}: \quad (1.7)$$

Բերված (1.2) և (1.7) բանաձևերի համադրումից հետևում է, որ կոմպլեքս դիէլեկտրական թափանցելիության իրական բաղադրիչը՝ $\varepsilon' = \varepsilon$, իսկ կեղծը՝ $\varepsilon'' = \frac{\gamma_f}{\omega\varepsilon_0}$:

Քանի որ $\text{tg}\delta$ -ն իրենից ներկայացնում է ակտիվ հզորության հարաբերությունը ռեակտիվին, այսինքն՝ հաղորդականության ակտիվ բաղադրիչի հարաբերությունը ունակային բաղադրիչին (նկ. 1.3), ապա հարթ կոնդենսատորի համար տրված հաճախության դեպքում ճիշտ է

$$\text{tg}\delta = \frac{\gamma_f S/h}{\omega\varepsilon_0\varepsilon S/h} = \frac{\gamma_f}{\omega\varepsilon_0\varepsilon} = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{1}{Q} \quad (1.8)$$

հարաբերությունը, որտեղ Q - ն դիէլեկտրիկի բարորակությունն է:

Երևում է (1.8)–ից, որ փոփոխական լարման տրված ω հաճախության դեպքում $tg\delta$ -ն կախված է միայն դիէլեկտրիկի էլեկտրաֆիզիկական բնութագրերից: Ուստի դիէլեկտրական կորուստների մեծության քանակական գնահատման համար օգտագործում են $tg\delta$ - ն:

Իր հերթին, կոնդենսատորի C_x ունակությունը կախված է դիէլեկտրիկի նյութի ε հարաբերական դիէլեկտրիկական թափանցելիությունից՝ $C_x = \varepsilon C_0$, որտեղ C_0 - ն կոնդենսատորի ունակությունն է առանց դիէլեկտրիկի (վակուում): Հետևաբար, կորուստների հզորության համար ստանում ենք՝

$$P_a = U^2 \omega C_0 \cdot \varepsilon \cdot tg\delta: \quad (1.9)$$

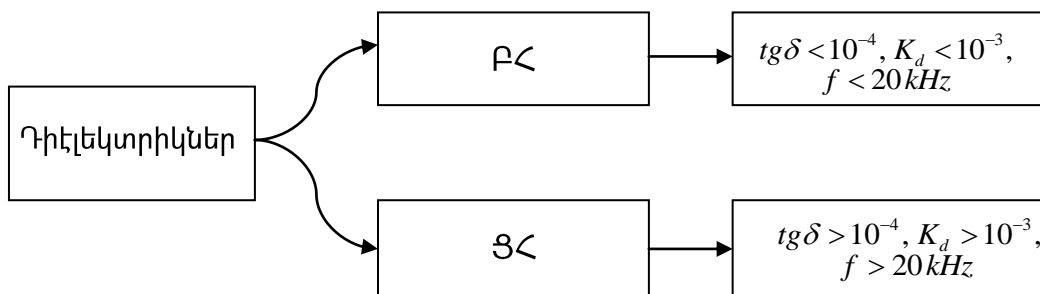
Ստացված (1.9) արտահայտությունում U , ω , C_0 մեծությունները կախված չեն միջավայրի հատկություններից, իսկ ε և $tg\delta$ -ն որոշվում են դիէլեկտրիկի նյութով: Դրանց արտադրյալը անվանում են դիէլեկտրական կորուստների գործակից՝ K_d [25]. $K_d = \varepsilon \cdot tg\delta$, որից կախված է կորուստների հզորությունը: Ելնելով դրանից, նյութի դիէլեկտրական հատկությունների գնահատման համար, բացի $tg\delta$ -ից, չափում են նաև C_x -ը (կամ ε): Ուստի չափորոշիչ փաստաթղթերով սահմանված է մեկուսիչի ախտորոշման ամենահուսալի եղանակը՝ C_x և $tg\delta$ -ի չափումը 50/60 Հց հաճախության փոփոխական հոսանքով: Դա ստանդարտ փորձարկում է, կատարվում է ամեն անգամ, երբ առաջանում է մեկուսիչի հատկությունների ստուգման անհրաժեշտություն [24, 26, 27, 29, 31, 32, 52, 59, 60, 61, 64, 105, 120, 131]:

Լավագույն էլեկտրամեկուսիչ նյութերի համար $tg\delta$ -ի բացարձակ արժեքը կազմում է միավորի հազարական և նույնիսկ տասնհազարական մասերը: Այդ պատճառով գործնականում ավելի հաճախ օգտագործվում են $tg\delta$ -ի հարաբերական արժեքները՝ արտահայտված տոկոսներով, որտեղ որպես 100% ընդունվում է $tg\delta = 1$ արժեքը՝

- $tg\delta = 1 = 100\%$,
- $tg\delta = 0,01 = 1\%$,
- $tg\delta = 0,001 = 0,1\%$ և այլն:

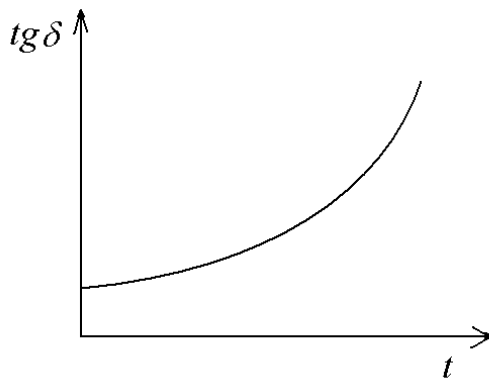
$tg\delta$ -ի մեծությունը կախված է նյութի քիմիական կազմությունից, կառուցվածքից, բևեռականությունից, խոնավությունից [44]: $tg\delta$ -ի և K_d -ի ամենափոքր արժեքներ ունեն կովալենտ և բևեռականացման կապով քիմիապես մաքուր ոչ բևեռային դիէլեկտրիկները [39]: Հատկապես ուժեղ է $tg\delta$ -ի վրա նյութի խոնավացումը. ջուրը, թափանցելով մանրաթելային նյութերի խոռոչները, էապես մեծացնում է դիէլեկտրական կորուստները [14, 16, 35, 65]: Այսպես, էլեկտրաստվարաթղթի խոնավապարունակությունը 0,5-ից մինչև 3,0% մեծացումը առաջացնում է դիէլեկտրական կորուստների աճ մոտավորապես 25 անգամ, ընդ որում $tg\delta$ -ն աճում է 0,8-ից մինչև 11,0% [57]: Այսպիսով, $tg\delta$ -ն հանդիսանում է մեկուսիչի խոնավացման զգայուն ցուցանիշ, հատկապես եթե նյութը կազմված է մանրաթելերից և խոնավանում է ամբողջ ծավալով:

Էներգիայի կորուստների հզորությունը համեմատական է նաև փոփոխական էլեկտրական դաշտի հաճախությանը: Ուստի $tg\delta$ և K_d -ի արժեքներով տարբերում են ցածրհաճախային (ՑՀ) և բարձրհաճախային (ԲՀ) դիէլեկտրիկներ (նկ. 1.4) [39].



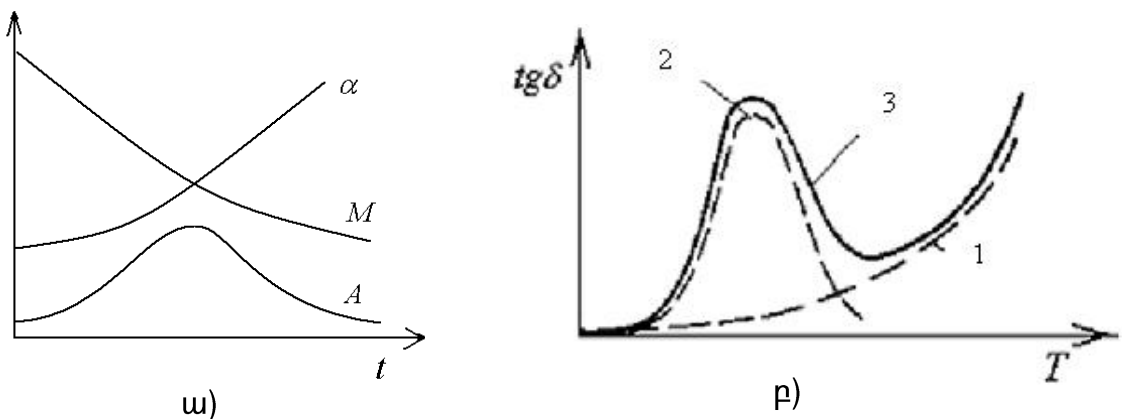
Նկ. 1.4. Ցածրհաճախային և բարձրհաճախային դիէլեկտրիկներ

$tg\delta$ -ի ջերմաստիճանային կախումը. Ջերմաստիճանի բարձրացումից փոխվում են դիէլեկտրիկի բոլոր հատկությունները, այդ թվում էլեկտրահաղորդականությունը և բևեռացումը: $tg\delta$ -ի ջերմաստիճանային կախումը տարբեր է բևեռային և ոչ բևեռային դիէլեկտրիկների մոտ: Ոչ բևեռային դիէլեկտրիկներում կորուստները որոշվում են հիմնականում էլեկտրահաղորդականությամբ: Ջերմաստիճանի մեծացումից լիցքի ազատ կրիչների կոնցենտրացիան դիէլեկտրիկում մեծանում է, հետևաբար միջանցիկ էլեկտրահաղորդականությամբ պայմանավորված կորուստները աճում են, մեծանում է $tg\delta$ -ն (նկ. 1.5) [39]:



Նկ. 1.5. Ոչ բևեռային դիէլեկտրիկի $tg\delta$ -ի ջերմաստիճանային կախումը

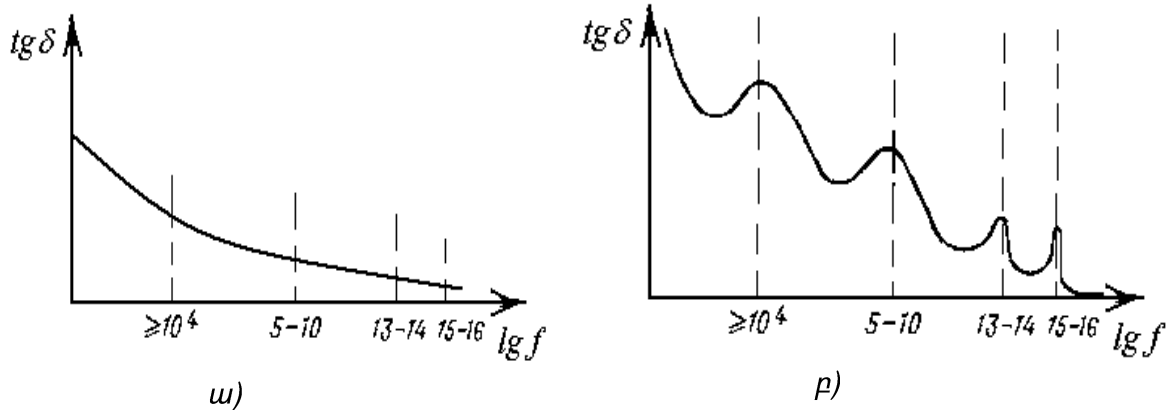
Բևեռային դիէլեկտրիկներում ավելանում են բևեռացման կորուստները: Այդ դիէլեկտրիկները ունեն բևեռային մոլեկուլներ կամ դրանց խմբեր, որոնք շրջվում են էլեկտրական դաշտի ազդեցության տակ: Արտաքին էլեկտրական դաշտը կատարում է որոշակի A աշխատանք դիպոլների այդ շրջադարձի վրա՝ $A = M\alpha$, որտեղ M -ը շրջադարձի համար անհրաժեշտ ուժի մոմենտն է, α -ն՝ շրջադարձի անկյունը: Ջերմաստիճանի աճից մասնիկների շարժունակությունը աճում է, M -ը փոքրանում է, իսկ α -ն աճում: Արդյունքում A -ն սկզբում աճում է, հետո՝ նվազում, ընդունելով զանգականման տեսք (նկ. 1.6ա) [39]: Ընդհանուր կորուստների տեսքը բերված է նկ. 1.6բ-ում [39]:



Նկ. 1.6. Բևեռային դիէլեկտրիկների կորուստների վերաբերյալ. α -ի, M -ի և A -ի ջերմաստիճանային կախումը (ա), $tg\delta$ -ի ջերմաստիճանային կախումը (բ), 1 - հաղորդականության կորուստներ, 2 - բևեռացման կորուստներ, 3 - ընդհանուր կորուստներ

Նկատի ունենալով $tg\delta$ -ի ջերմաստիճանային կախումը, նրա արժեքը նորմավորվում է $20\text{ }^\circ\text{C}$ -ի համար, ուստի չափումները խորհուրդ է տրվում կատարել դրա մոտակայքում ($15 - 25\text{ }^\circ\text{C}$): Ջերմաստիճանների այս տիրույթում դիէլեկտրական կորուստների փոփոխությունը մեծ չէ, և մեկուսիչների շատ տիպերի համար $tg\delta$ -ի չափված արժեքը կարելի է առանց վերահաշվարկի ընդունվել $20\text{ }^\circ\text{C}$ -ի համար:

$tg\delta$ -ի կախումը հաճախությունից. Բազմակողմ հետազոտվել է դիէլեկտրիկների հաճախականային կախումը, դրա մեխանիզմները բևեռային և ոչ բևեռային դիէլեկտրիկների համար [39]: Ոչ բևեռային դիէլեկտրիկների մոտ կիրառված էլեկտրական դաշտի հաճախության աճի հետ $tg\delta$ -ն նվազում է ըստ հիպերբոլի (նկ. 1.7ա): Բևեռային դիէլեկտրիկներում դիպոլային մասնիկները ունեն ռեզոնանսների բնութագրիչ հաճախություններ, որոնց դեպքում բևեռացման կորուստները աճում են (նկ. 1.7բ): Գումարվելով հաղորդականության կորուստների հետ, ստացվում են ընդհանուր կորուստները: Այդ մաքսիմումների առկայության հետևանքով ընդհանուր կորուստները մեծանում են, ինչը սահմանափակում է բևեռային դիէլեկտրիկների կիրառումը բարձրհաճախային դաշտերում:



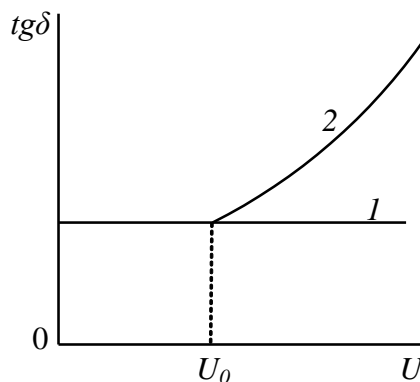
Նկ. 1.7. $tg\delta$ -ի կախումը էլեկտրական դաշտի հաճախությունից. ոչ բևեռային (ա), բևեռային (բ) դիէլեկտրիկներ

1.3. Մեկուսիչ նյութերի և էլեկտրատեխնիկական սարքավորումների դիէլեկտրական բնութագրերը

Կանխարգելիչ փորձարկումների ժամանակ բարձրավոլտ սարքավորումների մեկուսացման $tg\delta$ -ի չափումը կատարում են 10 կՎ լարման տակ՝ անկախ

սարքավորման անվանական լարումից, եթե այն գերազանցում է 10 կՎ-ը: Ընդ որում, $tg\delta$ -ի թույլատրելի սահմանային արժեքները նորմավորված են որոշակի ջերմաստիճանների համար: Մասնավորաբար, առավելագույն թույլատրելի արժեքները 20° C-ում չափիչ տրանսֆորմատորների համար կազմում են 0,025...0,045՝ կախված լարման դասից, ուժային տրանսֆորմատորների համար՝ 0,008...0,025, բարձրավոլտ ներանցիչների համար՝ 0,006...0,008 [14, 16, 65, 68, 120]:

Մեկուսացման վիճակի գնահատումը $tg\delta$ -ի արժեքով 50 g հաճախության դեպքում նախատեսված է գրեթե բոլոր տեսակի մեկուսիչների համար: Որոշ դեպքերում հանում են $tg\delta$ -ի կախումը կիրառված լարումից: Նորմալ որակի մեկուսիչի մոտ $tg\delta$ -ի արժեքը մինչև $U_0 \approx 1,5U_N$ լարումների դեպքում մնում են գործնականորեն անփոփոխ (նկ. 1.8): Իսկ եթե լարումը մեծացնելիս $tg\delta$ -ն աճում է, ապա առկա է իոնացում գազային և հեղուկ միացություններում: $tg\delta = f(U)$ անվանում են «իոնացման կոր»: $tg\delta$ -ի չափումը կատարում են U_0 -ից փոքր լարումների դեպքում (սովորաբար 3 - 10 կՎ) [68, 69, 112, 113]:



Նկ. 1.8. $tg\delta$ -ի կախումը լարումից. 1-նորմալ որակի մեկուսիչ, 2-գազային միացություններով մեկուսիչ

Տրանսֆորմատորների փաթույթների $tg\delta$ -ի չափումը կատարվում է յուրաքանչյուր փաթույթի և պատյանի միջև՝ ազատ փաթույթների հողանցման դեպքում: Յուրով լցված տրանսֆորմատորների փաթույթների մեկուսացման $tg\delta$ -ի սահմանված առավելագույն թույլատրելի արժեքները բերված են աղյ. 1.2 - ում [81]:

Նկատենք, որ ԱՄՆ-ի էներգաընկերություններում ուժային տրանսֆորմատորների համար բավարար է համարվում $tg\delta < 1\%$, եթե $tg\delta = 1...2\%$, ապա մեկուսացման

վիճակը հարուցում է կասկած, իսկ եթե $tg\delta > 2\%$, ուրեմն մեկուսացման վիճակը վատ է: Բոլոր նշված դեպքերում $tg\delta$ -ի արժեքները բերված են $20\text{ }^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանի [58]:

Աղյուսակ 1.2

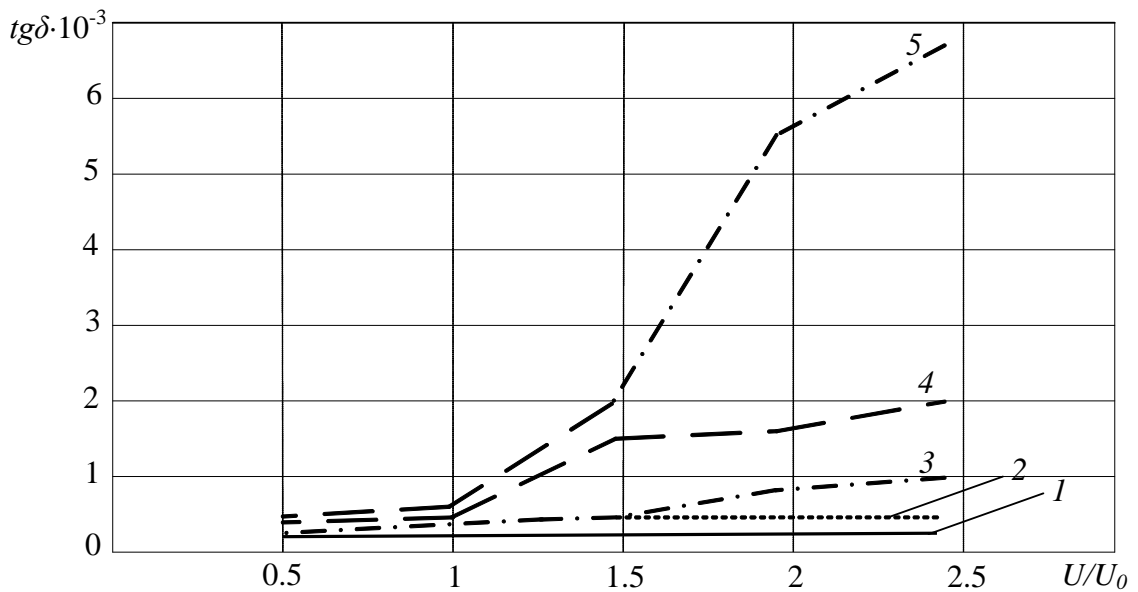
Յուղով լցված տրանսֆորմատորների փաթույթների մեկուսացման $tg\delta$ -ի առավելագույն թույլատրելի արժեքները

Տրանսֆորմատորի լարումը և հզորությունը	$tg\delta$ -ի արժեքները (%) տարբեր ջերմաստիճանների ($^\circ\text{C}$) համար						
	10	20	30	40	50	60	70
Մինչև 35 կՎ, մինչև 6300 կՎԱ ներառյալ	1,2	1,5	2,0	2,6	3,4	4,5	6,0
Մինչև 35 կՎ, 10 000 կՎԱ և ավել	0,8	1,0	1,3	1,7	2,3	3,0	4,0
110 կՎ բոլոր հզորությունների	1,8	2,5	3,5	5,0	7,0	10,0	14,0
220 կՎ բոլոր հզորությունների	1,0	1,3	1,6	2,0	2,5	3,2	4,0

$tg\delta$ -ի չափումը լայնորեն կիրառվում է մալուխային գծերի արատորոշման համար [57, 61]: Այս դեպքում առավելապես օգտագործվում է փորձարկման սինուսոիդային լարում՝ $0,1 < g$ հաճախությամբ: Դա թույլ է տալիս ստանալ ինտեգրալ ինֆորմացիա մալուխների ծերացման վերաբերյալ, բացահայտել առավել հիմնախնդրային մալուխները (նկ. 1.9): $tg\delta$ -ի արժեքը չափվում է տարբեր լարումների դեպքում՝ $U = (1...2)U_F$ տիրույթում, որտեղ $U_F = U_L/\sqrt{3}$, մալուխային գծի ֆազային լարումն է [61]:

Կոնդենսատորների բնութագրերի հսկողությունը պարտադիր կարգով նախատեսում է C_x և $tg\delta$ -ի չափումը: Դրանց ունակությունների հնարավոր արժեքները գտնվում են մոտավորապես 1 μF ...1000 մկՖ սահմաններում: Մեծ ունակության կոնդենսատորները օգտագործվում են ռեակտիվ հզորության համակշռման սարքերում, բարձրավոլտ իմպուլսային տեղակայանքներում, բարձր լարումների իմպուլսային գեներատորներում [107]: Կոնդենսատորի $tg\delta$ -ի արժեքները գտնվում են 0,0005...0,035 սահմաններում [22, 54, 116, 128]: Ամենամեծ կորուստներն ունեն էլեկտրոլիտիկ և թղթե կոնդենսատորները. դրանց կիրառությունը հիմնականում

սահմանափակվում է ցածր հաճախությունների տիրույթով: $tg\delta$ -ի արժեքը կախված է նաև փոփոխական հոսանքի հաճախությունից, որով դա չափվում է, հիմնականում չափում են 1000 Հց-ով, չափման լարումը չպետք է գերազանցի 5 Վ-ը [29]:



Նկ. 1.9. Մալուխային գծերի վիճակի աստիճանավորումը ըստ մեկուսիչի $tg\delta$ -ի արժեքի

Որոշ մեկուսիչ նյութերի, ցածրավոլտ կոնդենսատորների $tg\delta$ -ի և մյուս էլեկտրական բնութագրերի արժեքների, առավել տարածված տրանսֆորմատորների տիպերի փաթույթների մեկուսիչների, բարձրավոլտ ներանցիչների ε և $tg\delta$ -ի նորմավորված արժեքների աղյուսակները ներկայացված են [22, 41, 101, 110, 138] աշխատություններում:

Առանձին խումբ են կազմում միկրոէլեկտրոնային և բարձրհաճախային սարքերում կիրառվող դիէլեկտրական նյութերը՝ այսպես կոչված *բազային նյութերը* (տպասալիկների հիմքերը՝ մոնտաժային տակդիրները, դիէլեկտրական հիմնատակը) [77, 84]: Բազային նյութի էլեկտրական հատկությունները մեծ նշանակություն ունեն բարձր հաճախություններում բարդ տպասալիկների գործառության համար: Տվյալների հաղորդման բարձր արագությունները ($\nabla p/l$), ինչպես նաև բարձր տակտային հաճախությունները դարձնում են բազային նյութերի ε և $tg\delta$ պարամետրերը խիստ կարևոր գործոն բարձրհաճախային թվային սխեմաների գործառության համար: Այդ նյութերի դիէլեկտրական բնութագրերի առանձնահատկությունները, դրանց հաճախային բնութագրերը, դրանց վրա տարբեր կապակցող խեմերի

ազդեցությունները հանգամանորեն հետազոտվել և նկարագրվել են [13, 78, 87, 136, 147] աշխատություններում: Լայն կիրառություն գտած բազային նյութերի ε և $tg\delta$ -ի արժեքները ներկայացված են [78]-ում: $tg\delta$ -ի չափումը կիրառվում է նաև լեռնային ապարների հետազոտություններում [9]:

1.4. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման մեթոդները

Մեկուսացման C_x և $tg\delta$ -ի չափումը կատարվում է որոշակի սարքավորման (մալուխ, էլեկտրական մեքենա, տրանսֆորմատոր, կոնդենսատոր և այլն) ստանդարտների պահանջներին համապատասխան: Չափորոշիչ փաստաթղթերում առաջարկվում են նաև չափման մեթոդներ, եղանակներ, միջոցներ, որոնց մշակման և կիրառման հարցերը հիմնավոր կերպով շարադրված են բազմաթիվ աշխատություններում [19, 29, 32, 46, 48-51, 63, 65, 66, 82, 100, 113, 124, 127, 130, 132]: Չափման մեթոդի ընտրությունը կախված է նախ և առաջ էլեկտրական դաշտի հաճախությունից: Ցածր հաճախությունների տիրույթում (մինչև $10^5 < g$) C_x և $tg\delta$ -ն չափում են ուղղակի կերպափոխման մեթոդով և հավասարակշռող կերպափոխման մեթոդով՝ փոփոխական հոսանքի կամրջակային սխեմայի օգնությամբ [29, 122]: Բարձրհաճախային տիրույթում ($10^5 \dots 10^8 < g$) կիրառում են հիմնականում ռեզոնանսային մեթոդները [117], գերբարձր հաճախությունների (ԳԲՀ) տիրույթում ($10^8 \dots 10^{11} < g$)՝ ռեզոնատորային մեթոդները [62]: Ստորև հակիրճ դիտարկվում են այդ մեթոդները, համապատասխան միջոցները՝ իրենց առավելությունների ու թերությունների վերլուծությամբ:

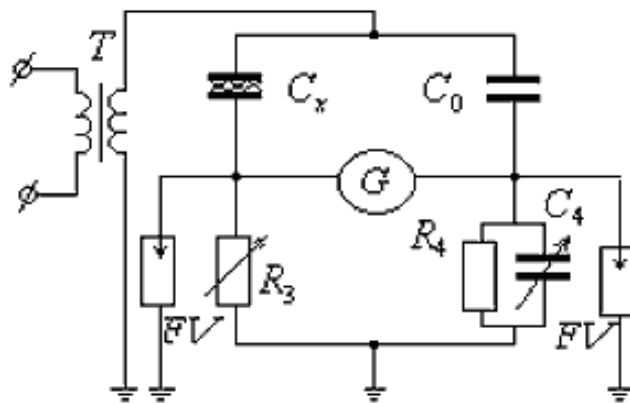
1.4.1. Կամրջակային մեթոդ

Բարձրավոլտ էլեկտրասարքավորման դեպքում C_x և $tg\delta$ -ի չափումը սովորաբար կատարվում է փոփոխական հոսանքի քառաճյուղ կամրջակի օգնությամբ (Շերինգի կամրջակ) [14, 17, 35, 61, 64, 65, 90, 107, 113, 120]: Կամրջակը սնվում է T տրանսֆորմատորի բարձր լարումով ($1 \dots 10$ կՎ) (նկ. 1.10): Կամրջակի բարձրավոլտ ճյուղերում միացված են փորձարկվող C_x դիէլեկտրիկը և բարձրավոլտ նմուշային C_o կոնդենսատորը (օդային կոնդենսատոր՝ փոքր կորուստներով): Մյուս երկու ճյուղերում

միացվում են կարգավորվող նմուշային R_3 ռեզիստորը (դիմադրությունների հավաքատուփ կամ աստիճանավորված ռեոխորդ) և չկարգավորվող R_4 նմուշային ռեզիստորը, որը շունտված է կարգավորվող նմուշային C_4 կոնդենսատորով (ունակությունների հավաքատուփ): Կամրջակի հավասարակշռումը կատարվում է R_3 և C_4 -ի կարգավորումով: Եթե G գալվանոմետրում հոսանքը զրո է, ուրեմն $Z_1 Z_4 = Z_0 Z_3$, որտեղից հետևում է՝

$$C_x = C_0 \cdot \frac{R_4}{R_3}, \quad \operatorname{tg} \delta = \omega R_4 C_4:$$

Ստուգվող դիէլեկտրիկի հնարավոր էլեկտրական ծակման դեպքում կամրջակի ցածրավոլտ մասը պաշտպանելու համար նախատեսված են FV պարպիչները:



Նկ. 1.10. C_x և $\operatorname{tg} \delta$ -ի չափման բարձրավոլտ կամրջակի սկզբունքային սխեման

Օբյեկտի $\operatorname{tg} \delta$ -ն չափում են նրա անվանական լարումով, բայց ոչ ավել 10 կՎ: Եթե օբյեկտի անվանական լարումը փոքր է 6 կՎ-ից, չափումը կատարում են 220 - 380 Վ լարումով: Քանի որ կամրջակի հավասարակշռության պայմանը կախված է հաճախությունից, կամրջակային սխեմաները նախատեսված են որևէ մեկ՝ որոշակի լարումով աշխատելու համար՝ 50, 100, 1000, 10000, 100000 Հց հաճախություններով: Կամրջակի հավասարակշռումը կատարվում է փոփոխական տարրերի մի քանի քայլով հերթով կարգավորումով: Լավ զուգամիտությամբ կամրջակը հավասարակշռվում է հինգից ոչ ավել քայլով: Այս կամրջակները ապահովում են $\operatorname{tg} \delta$ -ի չափման սխալանք 0,5...5% սահմաններում: Կամրջակային մեթոդով չափվող ունակությունների տիրույթն է 10 պՖ-ից մինչև 10...30 մկՖ, $\operatorname{tg} \delta$ -ինը՝ 10^{-3} ...400%: Այս կամրջակների հիմնական

տեխնիկական բնութագրերը բերված են աղյ. 1.3-ում: Լայնորեն օգտագործվում է փոփոխական հոսանքի ցածրավոլտ քառաճյուղ կամրջակային սխեման՝ դիէլեկտրիկների և կոնդենսատորների C_x և $tg\delta$ -ի չափման նպատակով:

Աղյուսակ 1.3

Բարձրավոլտ մեկուսացման կամ տրանսֆորմատորային յուղի C_x և $tg\delta$ -ի չափման փոփոխական հոսանքի կամրջակների հիմնական տեխնիկական բնութագրերը

1	2	3	4
Կամրջակի տիպը	C_x -ի չափման տիրույթը ($\mu\text{Ֆ}$), հիմնական բացարձակ Δ ($\mu\text{Ֆ}$) և հարաբերական γ (%) չափման սխալանքները	$tg\delta$ -ի չափման տիրույթը, հիմնական բացարձակ Δ և հարաբերական γ (%) չափման սխալանքները	Եզրաչափսերը, մմ, զանգվածը, կգ
МД-16 [113]	30...400000 $\gamma = \pm 5\%$	0,005...0,6 1) $tg\delta > 3\%$, $\gamma = \pm 10\%$ 2) $0,5 \leq tg\delta \leq 3\%$, $\gamma = \pm 0,3\%$	283×500×290, 27 կգ
P-525 [113]	40...20 000 $\Delta = \pm(5 + 0,005C_x)$	0,0001...1,0 $\Delta = \pm(6 \cdot 10^{-5} + 1,5 \cdot tg\delta)$	660×400×215, 25 կգ
P-595 [113]	30...10 ⁸ $\gamma = \pm 0,5\%$	0,005...1,0 $\Delta = \pm(0,3 + 0,05 \cdot tg\delta)$	540×390×290, 22 կգ
P-5026 [35, 81]	10...5·10 ⁸ $\gamma = \pm 0,5\%$	0,0001...1,0 $\Delta = \pm(3 \cdot 10^{-3} + 0,05tg\delta)$	540×380×280, 22 կգ Գինը՝ \$1280
BAUR DTL C [7]	$\varepsilon = 1...10$ $\gamma = \pm 1\%$	0,00001...4,0 $\Delta = \pm(8 \cdot 10^{-5} + 0,01tg\delta)$	450×460×500, 32 կգ
MDLT-50 [49]	10 ⁵ ...4·10 ⁶ $\gamma = \pm 10\%$	0,01...0,9 $\Delta = \pm(0,001 + 0,1tg\delta)$	0×0×0, 9 կգ
ТАНГЕНС-3М-3 [126]	5...100 $\Delta = \pm(1,5 + 0,01C_x)$	0,0001...0,3 $\Delta = \pm(5 \cdot 10^{-4} + 0,05tg\delta)$	737×393×192, 21,2 կգ
БЕКТОР-2.0 М [50]	10...10 ⁶ $\gamma = \pm 0,5\%$	0,00001...1,0 $\Delta = \pm(0,003 + 0,01tg\delta)$	300×150×150, 5 կգ
Тангенс-2000 [120]	500...34000 $\Delta = \pm(0,5 + 0,005C_x)$	0,00001...1,0 $\Delta = \pm(2 \cdot 10^{-4} + 0,01tg\delta)$	2Բ՝ 440×270×160, ԿԲ՝ 520×310×260, ՏԲ՝ 270×210×280 Ընդհանուր՝ 50 կգ

1	2	3	4
CA7100-2 [83, 108]	10...440000 $\gamma = \pm 0,05\%$	0,00001...1,0 $\Delta = \pm(2 \cdot 10^{-4} + 0,01tg\delta)$	ՉԲ՝ 120×315×415, ԿԲ՝ 135×27×153, Ընդհանուր՝ 14,55 կգ Գինը՝ \$10560
CA7100-3 [83, 109]	10...440000 $\gamma = \pm 0,05\%$	0,00001...1,0 $\Delta = \pm(2 \cdot 10^{-4} + 0,01tg\delta)$	ՉԲ՝ 120×315×415, ԿԲ՝ 135×27×153, Ընդհանուր՝ 16,55 կգ Գինը՝ \$14760
ИПИ-10 [48]	10...5·10 ⁶ $\Delta = \pm(0,5 + 0,03C_x)$	0,0005...0,3 $\Delta = \pm(5 \cdot 10^{-4} + 0,05tg\delta)$	350×230×300 5,2 կգ Գինը՝ \$5100
ACTS- TVS12k [6]	1...260000 $\Delta = \pm(10 + 0,005C_x)$	0,00001...1,00 $\Delta = \pm(0,0002 + 0,01tg\delta)$	870×565×395 70 կգ

Կամրջակային մեթոդի թերությունները

1) Կամրջակային մեթոդը բարդ է իրականացման առումով, պահանջում է նվազագույնը երկու կարգավորվող և աստիճանավորված տարր՝ սխեման հավասարակշռելու համար: Բացակայում է անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշանը՝ ինֆորմացիայի մշակման ժամանակակից հաշվողական միջոցների հետ համակցելու, կառավարման համակարգերում օգտագործելու համար:

2) Չափման գործընթացն աշխատատար է, անհրաժեշտ է կատարել ձեռքի գործողություններ, պետքական է միայն ստատիկ չափումների համար:

3) Կամրջակային սխեմաների համար պոտենցիալ հիմնախնդիր է այն, որ սնման աղբյուրը, հետազոտման օբյեկտը և ելքային սարքը (G) չունեն ընդհանուր հողանցման կետ, ինչը թույլ չի տալիս արդյունավետ կերպով էկրանացնել սխեման և բացառել պարազիտային ունակությունների ազդեցությունը [12]: Չափումների արդյունքների վրա էական ազդեցություն են գործում նաև պարազիտային հոսանքները, որոնք պայմանավորված են արտաքին մագնիսական և էլեկտրաստատիկ դաշտերով, ստուգվող օբյեկտով առաջացող հոսանքակրուստներով [149]: Դրանց ազդեցությունը փոքրացնելու նպատակաով հուսալիորեն հողանցում են ստուգվող օբյեկտի, տրոնսֆորմատորի, կամրջակի պատյանները: Այս ամենը ստիպում է կիրառել

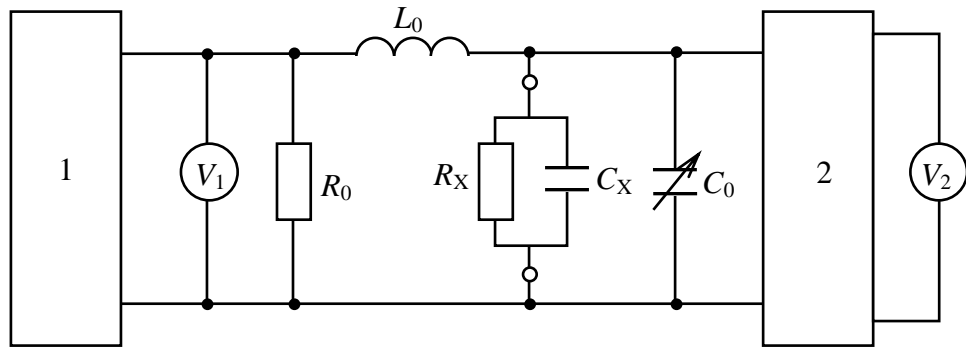
էկրանացման լրացուցիչ միջոցառումներ, ինչը բարդացնում է սխեման, մեծացնում սարքավորման եզրաչափերը, զանգվածը և գինը. վերջինս կարող է հասնել 10.000 – 12.000 ԱՄՆ դոլար ([64], աղ. 1.3):

Այնուամենայնիվ, շահագործման պայմաններում ապահովել չափիչ սարքավորման հուսալի էկրանացում հնարավոր չէ: Ուստի արտաքին ազդեցություններով պայմանավորված չափման սխալանքը փոքրացնելու նպատակով կատարում են երկու չափում՝ ստուգման լարման փուլը 180° -ով փոխելով [35]: Ստացվում են երկու սխալանք՝ տարբեր նշաններով, որոնք միջինացման արդյունքում մասամբ համակշռվում են: Երբեմն, պարազիտային հոսանքները հաշվի առնելու համար, կատարում են օբյեկտի $tg\delta$ -ի չորս չափում՝ շղթային կիրառվող լարման և գալվանոմետրի միացման տարբեր բևեռականությունների դեպքում [149]:

1.4.2. Ռեզոնանսային մեթոդ

Չափումների ռեզոնանսային մեթոդներում օգտագործվում են տատանողական կոնտուրներում և գեներատորներում տեղի ունեցող ֆիզիկական երևույթները: Համապատասխանաբար մեթոդները ստորաբաժանվում են *կոնտուրայինների* և *գեներատորայինների*: Գեներատորային մեթոդները ներկայում, տարբեր պատճառներով, գտնում են սահմանափակ կիրառություն: Կոնտուրային մեթոդների մեծ մասը կիրառվում է ինդուկտիվության և ունակության չափման համար: C_x և $tg\delta$ -ի չափման համար $10^5 \dots 10^8 \text{ } \angle g$ հաճախային տիրույթում ամենալայն կիրառումը գտել է Q - մետրը (բարորակության չափիչ), որում հիմնական չափողական շղթան $L-C$ տատանողական կոնտուրն է [79, 80, 125]: Q - մետրի պարզեցված բլոկ-սխեմայում (նկ. 1.11) 1-ը սինուսոիդային հոսանքի համալարվող գեներատոր է, 2-ը՝ բարձր մուտքային դիմադրությամբ չափողական շղթա, R_0 -ն՝ անհնդուկտիվ ռեզիստոր, L_0 -ն՝ նմուշային ինդուկտիվության կոճ, C_0 -ն՝ աստիճանավորված օդային կոնդենսատոր՝ փոփոխական ունակությամբ, $R_x - C_x$ -ը՝ դիէլեկտրիկի հետազոտվող նմուշ՝ տրված փոխարինման զուգահեռ շղթայով: R_0 ռեզիստորը պետք է ունենա հնարավորինս փոքր դիմադրություն. սովորաբար ընտրում են $R_0 \leq 0,05 \text{ Օմ}$: Մնման գեներատորի

հաճախությունը կարող է փոփոխվել լայն սահմաններում: Մուտքային U_1 լարման մակարդակը անհրաժեշտ է պահպանել անփոփոխ (հսկվում է V_1 վոլտմետրով): Ելքային U_2 լարումը V_2 վոլտմետրով չափելու համար պետք է կիրառել բարձր մուտքային դիմադրությամբ 2 շղթան, որպեսզի ռեզոնանսային կոնտուրը չբեռնավորվի այդ սխեմայի մուտքային շղթայով:



Նկ. 1.11. Q - մետրի պարզեցված բլոկ-սխեման

Ընտրված ω անկյունային հաճախության դեպքում կոնտուրը ռեզոնանսի է բերվում C_0 ունակության փոփոխումով: Ռեզոնանսի վիճակը որոշվում է V_2 վոլտմետրի ցուցմունքով՝ երբ այն համապատասխանում է U_2 լարման առավելագույն արժեքին: Կոնտուրի բարորակությունը որոշվում է $Q = U_2/U_1$ բանաձևով, որտեղ U_2 -ի ռեզոնանսի վիճակի արժեքն է: Քանի որ մուտքային U_1 լարումը պահպանվում է անփոփոխ, V_2 վոլտմետրի սանդղակը աստիճանավորվում է Q -ի միավորներով, այսինքն՝ ռեզոնանսի վիճակը համապատասխանում է Q -ի ամենամեծ արժեքին: Հետևաբար, ստանում ենք $Q = 1/\text{tg}\delta = \omega R_x C_x$ (դիտարկվում է դիէլեկտրիկի զուգահեռ փոխարինման սխեման):

Չափումը կատարվում է հետևյալ կերպ: Սկզբում հետազոտվող օբյեկտը չեն միացնում, ընտրված ω հաճախության համար ձեռքով ընտրում են $C_0 = C_1$ արժեքը, որը կոնտուրը բերում է ռեզոնանսի: Դրան համապատասխանող Q_1 բարորակությունը՝

$$Q_1 = \omega C_1 / g_k \text{ կամ } g_k = \omega C_1 / Q_1, \quad (1.10)$$

որտեղ g_k -ն կոնտուրի սեփական հաղորդականությունն է փոփոխական հոսանքին:

Այնուհետև միացնում են ստուգվող նմուշը, բերում են կոնտուրը ռեզոնանսի $C_0 = C_2$ արժեքով, ստանում են Q_2 արժեքը, ուրեմն՝

$$g_k + g_x = \omega(C_2 + C_x)/Q_2. \quad (1.11)$$

Հետևաբար, $C_2 + C_x = C_1$, ուրեմն՝ $C_x = C_1 - C_2$:

Հանելով (1.11)-ից (1.10)-ը, ստանում ենք օբյեկտի հաղորդականությունը՝

$$g_x = \omega C_1 \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} \right),$$

ուրեմն՝

$$tg\delta = \frac{g_x}{\omega C_x} = \frac{C_1}{C_x} \cdot \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 Q_2}. \quad (1.12)$$

Ռեզոնանսային մեթոդները լայնորեն կիրառվում են դիէլեկտրական չափումներում: Մեթոդը օգտագործվել է ε և $tg\delta$ -ի չափման նպատակով նաև հեղուկ բյուրեղների [104], լեռնային ապարների նմուշների [92], անմիջականորեն տեխնոլոգիական գործընթացում տարբեր նյութերի բարձրհաճախային դիէլեկտրական ջեռուցման կայանքում [134]: Նշենք, որ 0,01-0,05 մկՑ-ից մեծ ունակությունները ռեզոնանսային մեթոդով սովորաբար չեն չափում, քանի որ այդ դեպքում ցածր հաճախություններում տատանողական կոնտուրների ռեզոնանսային կորերը դառնում են բութ, ինչը դժվարացնում է ռեզոնանսի սևեռումը:

Դիէլեկտրական պարամետրերի Q - մետրով չափման սխալանքները ընկած են 1...5% սահմաններում՝ կախված կիրառվող սխեմայից: Սխալանքների պատճառ կարող են հանդիսանալ պարազիտային կապերի ազդեցությունները, գեներատորի կոնտուրի որոշ ազդեցությունը չափողական կոնտուրի պարամետրերի վրա, կողմնակի R_0 դիմադրության առկայությունը, C_0 կոնդենսատորի սանդղակի անճշտությունը, ռեզոնանսի վիճակի ճշգրիտ սևեռման դժվարությունը:

Ռեզոնանսային մեթոդներին հատուկ են նաև կամրջակային մեթոդի որոշ թերություններ. կոնտուրը ռեզոնանսի բերելու համար կարգավորվող և աստիճանավորված տարրի կիրառման անհրաժեշտությունը, ձեռքով գործառույթների կատարման անհրաժեշտությունը, պիտանիությունը միայն ստատիկ չափումների համար, անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշանի բացակայությունը՝

ինֆորմացիայի մշակման ժամանակակից հաշվողական միջոցների հետ համակցելու, կառավարման համակարգերում օգտագործելու համար:

1.4.3. Ռեզոնատորային մեթոդ

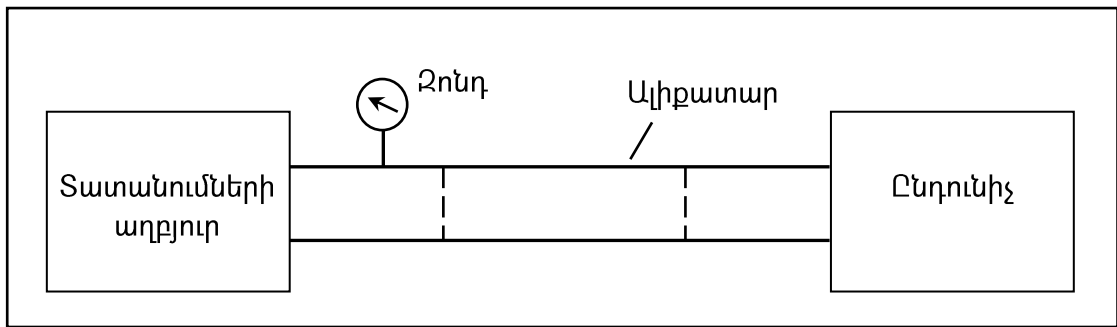
Դիէլեկտրիկների ε և $tg\delta$ -ի՝ ԳԲՀ տիրույթում չափման մեթոդները լայնորեն կիրառվում են ռադիոտեխնիկական սարքավորումներում և էլեկտրասարքերում օգտագործվող նյութերի մեկուսիչ հատկությունները հետազոտելու համար [28, 89, 97]: Դիէլեկտրիկների պարամետրերի չափման ավանդական մեթոդները ԳԲՀ-ում աշխատունակ չեն, քանի որ այդ հաճախություններում չեն կարող ապահովել չափման պահանջվող ճշգրտություն: ԳԲ հաճախություններում դիէլեկտրիկների պարամետրերի չափման մեթոդները կարելի է բաժանել հետևյալ խմբերի՝ ռեզոնատորային, ալիքատարային (ֆիդերային), ռեֆլեկտամետրական (իմպուլսային), ազատ տարածությունում չափումներ [34]: Առավել ճշգրիտ հանդիսանում են ռեզոնատորային մեթոդները, որոնք կառուցված են չափման ռեզոնանսային սկզբունքի վրա: Այդ մեթոդները պահանջում են ԳԲՀ ռեզոնատորի տեսքով չափողական բջիջ, որի իրականացման եղանակից կախված տարբերում են հետևյալ երկու մեթոդը՝ *ծավալային գլանաձև ռեզոնատորի մեթոդ* և *ալիքատարային-դիէլեկտրական ռեզոնատորի մեթոդ* [33, 43, 62, 139]: Ծավալային գլանաձև ռեզոնատորի մեթոդի դեպքում չափում են գլանաձև H_{014} -ռեզոնատորի պարամետրերը առանց դիէլեկտրական նմուշի և նմուշով, որն ունի շարժական անկոնտակտ մխոցի վրա տեղադրված սկավառակի տեսք. երկու չափումն էլ կատարում են անփոփոխ ռեզոնանսային հաճախության դեպքում: Ալիքատարային-դիէլեկտրական ռեզոնատորի մեթոդը հիմնված է «փորձարկվող նմուշ – անդրսահմանյան ալիքատարի հատված» համակարգում H_{018} տեսակի էլեկտրամագնիսական տատանումների գրգռման վրա: Իրականացվում է մալուխային էլեկտրամեկուսիչ նյութերի համար՝ որպես չափողական բջիջ: Մեթոդը թույլ է տալիս կատարել ε և $tg\delta$ -ի չափումներ $0,5...18$ ԳՀց հաճախությունների տիրույթում [62]: Այդպիսի ալիքատարային կայանքի պարզեցված բլոկ-սխեման ներկայացված է նկ. 1.12-ում [33]:

Գազային դիէլեկտրիկների դեպքում չափում են ծավալային ռեզոնատորի ω_0 ռեզոնանսային հաճախությունը և Q_0 բարորակությունը՝ երբ դրանում ստեղծված է

վակուում և այդ նույն ω_ε և Q_ε մեծությունները՝ երբ այն ամբողջությամբ լցված է դիէլեկտրիկով: Հաշվում են ε և $tg\delta$ -ն հետևյալ բանաձևերով՝

$$\varepsilon = \left(\frac{\omega_0}{\omega_\varepsilon} \right)^2, \quad (1.13)$$

$$tg\delta \approx \left(\frac{1}{Q_\varepsilon} - \frac{1}{Q_0} \right): \quad (1.14)$$



Նկ. 1.12. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման ալիքատարային կայանքի բլոկ-սխեման

Հեղուկ և պինդ դիէլեկտրիկների դեպքում, եթե դրանք ամբողջությամբ լցնում են ռեզոնատորը, ստացվում են ռեզոնանսային հաճախության և բարորակության շատ ավելի մեծ փոփոխություններ: Բացի դրանից, եթե դիէլեկտրական կորուստները մեծ են, ապա ռեզոնատորի բարորակությունը ստացվում է չափազանց փոքր: Դա խախտում է (1.13) և (1.14) բանաձևերի ճշմարտացիությունը: Ուստի ռեզոնատորը լրիվ չեն լցնում դիէլեկտրիկով:

ԳԲ հաճախությունների տիրույթում դիէլեկտրական չափումների մյուս մեթոդը կայանում է նրանում, որ ռադիոալիքատարում հաստատվում են վազող կամ կանգուն էլեկտրամագնիսական ալիքներ [33]: Դիէլեկտրիկով լցված ալիքատարի համար ալիքի λ_ε երկարությունը՝

$$\lambda_\varepsilon = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2}}, \quad (1.15)$$

որտեղ λ_0 -ն ալիքի երկարությունն է ազատ տարածությունում, λ_c -ն՝ ալիքի կրիտիկական (սահմանային) երկարությունն է, այն կախված է ալիքների տեսակից և ալիքատարի լայնական հատույթի չափսերից: (1.15)-ից կարելի է որոշել ε -ը:

Ալիքատարում դիէլեկտրիկ մտցնելիս փոխվում են ալիքների տարածման պայմանները և տեղի է ունենում էլեկտրամագնիսական դաշտի էներգիայի կլանում: Դա թույլ է տալիս որոշել $tg\delta$ -ն:

Գոյություն ունի ալիքատարի օգնությամբ ε և $tg\delta$ -ի չափման երկու եղանակ [33]: Առաջինը հիմնված է հայտնի դիմադրությամբ բեռնավորված ալիքատարում կանգուն ալիքների պատկերի դիտման վրա, երկրորդը՝ դիէլեկտրիկով անցնող ալիքների կլանման դիտման վրա: Գազերի դեպքում, որոնց $\varepsilon \approx 1$ և կորուստները փոքր են, ε և $tg\delta$ -ն որոշում են նկ. 1.12 կայանքի օգնությամբ: Ալիքատարի միջին հատվածում, որն առանձնացված է փայլարե պատուհաններով, ստեղծվում է վակուում, այնուհետև այդտեղ ներածվում է գազ: Համաձայն (1.15) բանաձևի, ալիքի երկարությունը փոքրանում է և կանգուն ալիքի մինիմումների դիրքը շեղվում է: Հեղուկների և պինդ մարմինների դեպքում, որոնց $\varepsilon \neq 1$, չափումները բարդանում են օդ - դիէլեկտրիկ սահմանում ալիքների անդրադարձման հետևանքով: Այդ պայմաններում դիտում են կանգուն ալիքների պատկերը դիէլեկտրիկով լի ալիքատարի մուտքում՝ չափողական գծի օգնությամբ [33]: Միլիմետրային, ենթակարմիր և լուսային ալիքների տիրույթում չափում են անդրադարձման կամ բեկման գործակիցը և դիէլեկտրիկի կլանման գործակիցը, որտեղից որոշում են ε և $tg\delta$ -ն:

Դիէլեկտրական թիթեղով բաց ռեզոնատորի միջոցով դիէլեկտրական նյութերում փոքր կորուստների չափման մեթոդակարգը մշակված է [20]-ում, կատարվել է $tg\delta$ -ի չափումը ավմաստե թիթեղներում: Հետազոտվել է [47] երեք սանտիմետրանոց ալիքով լուսավորման ազդեցությունը կենսաբանական նյութի նմուշի $tg\delta$ -ի փոփոխության վրա:

Հասկանալի է, որ ըստ գործողության սկզբունքի, դիէլեկտրական չափումների ռեզոնատորային մեթոդներին հատուկ են ռեզոնանսային մեթոդի բոլոր թերությունները, որոնց ավելանում են հետևյալ յուրահատուկները՝

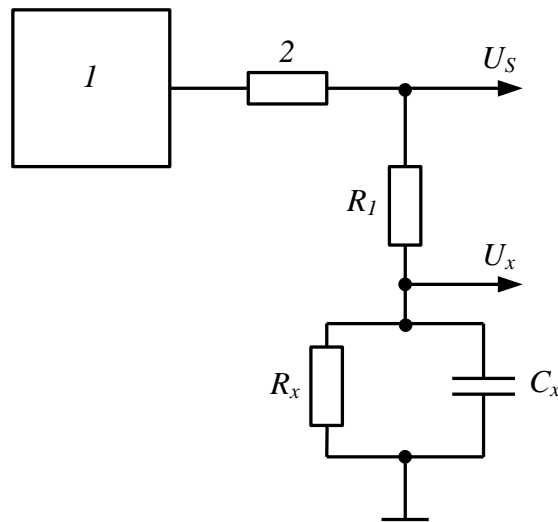
- թույլ չեն տալիս ստանալ տվյալներ հաճախությունների տիրույթում, ուստի անհրաժեշտ է ունենալ չափողական քջիջների հավաքածու՝ հաճախությունների լայն տիրույթում չափումների համար,

- ճշգրիտ չափումների համար անհրաժեշտ են փոքր նմուշներ, ինչը պահանջում է նմուշի պատրաստման բարձր ճշգրտություն,
- վերահամալարման և աստիճանավորման բարդ մեխանիզմ,
- ԳԲՀ ցածրհաճախային մասում ռեզոնատորի չափերը դառնում են չափազանց մեծ,
- դիէլեկտրիկի մեծ կորուստների դեպքում տեղի է ունենում ճշգրտության անկում. չափումների հարաբերական սխալանքի սահմանը ε -ի համար կազմում է 0,5%, իսկ $tg\delta$ -ի համար՝ 20% [62]:

1.4.4. Ուղղակի կերպափոխման մեթոդ

Հայտնի են տեխնիկական լուծումներ, որոնք թույլ են տալիս իրականացնել C_x և $tg\delta$ -ի ցածրհաճախային չափումներ՝ դրանք անմիջականորեն կերպափոխելով էլեկտրական ազդանշանի ինչպես ցածրավոլտ, այնպես էլ բարձրավոլտ չափումների դեպքում: Այդպիսի սարքերում փորձարկվող օբյեկտին հաջորդաբար միացնում են հայտնի դիմադրության ռեզիստոր, այդ միացումով գոյացած չափողական երկբևեռանին որպես լարման բաժանիչ սնում են փոփոխական հոսանքով, մշակում են երկբևեռանու երկու տարբեր տեղամասերի լարումները և որոշում են C_x և $tg\delta$ -ն որոշակի ալգորիթմներով [35, 93-96, 111, 151, 152]: Չափման գործընթացի կառավարումը, ազդանշանների մշակումը և հաշվողական գործառույթները իրականացվում են ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերի միջոցով: Այդ դասի որոշ սարքերում [93, 94, 151, 152] C_x և $tg\delta$ -ի որոշման բանաձևերը պահանջում են ազդանշանների մի քանի պարամետրի չափում, որոնք հիմնականում պոտենցիալային կամ հոսանքային են, ինչը մեծացնում է ապարատային ծախսերը և իջեցնում չափման ճշգրտությունը: Դրանում կարելի է համոզվել՝ դիտարկելով ցածրավոլտ չափումների համար նախատեսված սարքի չափողական շղթան (ՉՇ) (նկ. 1.13) [151]: Դիէլեկտրիկի հետազոտվող նմուշը՝ R_x և C_x պարամետրերով, սնվում է 1 գեներատորի սինուսոիդային հոսանքով՝ 2 հոսանասահմանափակիչ տարրի միջոցով: Հաջորդաբար միացված է R_1 նմուշային դիմադրությունը, որը կազմում է դիէլեկտրիկի հետ լարման բաժանիչ՝ երկու ելքային U_s և U_x լարումներով, որոնց արժեքները և դրանց միջև

փուլային շեղման φ անկյունը կախված են չափվող պարամետրերից: Գեներատորը կարող է ունենալ անդրաձայնային տիրույթի հաճախություն, օրինակ՝ 50 կՀց :



Նկ. 1.13. Սարքի չափողական շղթայի սխեման [151]

ՉՇ-ի վեկտորական դիագրամի վերլուծման միջոցով ստացվել են չափվող պարամետրերի որոշման բանաձևերը՝

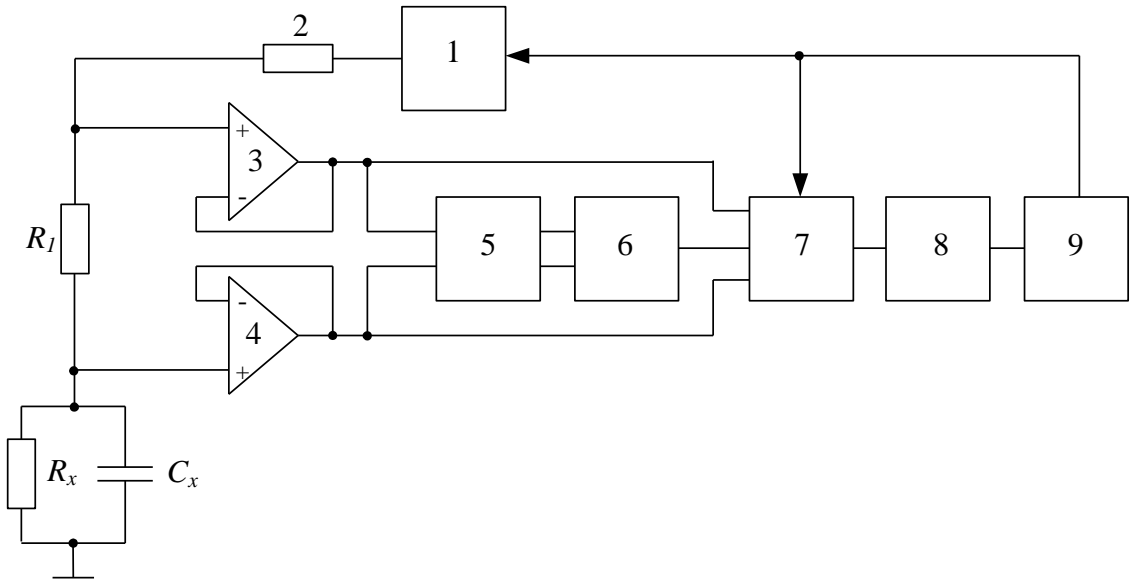
$$C_x = \frac{U_s \sin \varphi}{\omega R_l U_x}, \quad (1.16)$$

$$R_x = \frac{R_l U_x}{U_s \cos \varphi - U_x}, \quad (1.17)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_x C_x} = \frac{U_s \cos \varphi - U_x}{U_s \sin \varphi}: \quad (1.18)$$

Ինչպես հետևում է (1.16) - (1.18) բանաձևերից, խնդիրը հանգում է U_s , U_x լարումների և φ անկյան չափմանը: Ընդ որում, φ -ն անհրաժեշտ է կերպափոխել համեմատական լարման, որպեսզի բոլոր երեք չափվող մեծությունների համար օգտագործվի միևնույն չափիչը: Չափիչի ֆունկցիոնալ սխեման ներկայացված է նկ. 1.14-ում: U_s և U_x լարումները 3 և 4 լարման կրկնիչների (բուֆեր) միջոցով մատուցվում են 5 երկտակած կոմպարատորի մուտքերին, ելքում ստացվում են միաբևեռ ուղղանկյունաձև իմպուլսներ, որոնք մատուցվում են 6 «Բացառող-Կամ» տրամանաբանական տարրի մուտքերին: Ելքում ստացվում է միաբևեռ ուղղանկյունաձև իմպուլսների պարբերական հաջորդականություն, որոնց

տևողությունը ուղիղ համեմատական է φ անկյանը: Բուժերների և 6 տարրի ելքերը 7 մուլտիպլեքսորի միջոցով հաղորդվում են 8 կերպափոխիչին, որը կերպափոխում է իր մուտքում ազդող լարումների միջինքառակուսային արժեքները հաստատուն հոսանքի լարման: 8 կերպափոխիչի ելքը մատուցվում է 9 պրոցեսորին՝ տվյալների մշակման համար: U_s , U_x լարումների և φ անկյան չափման արժեքներով որոշվում են R_x , C_x և $tg\delta$ -ն (1.16) - (1.18) բանաձևերի միջոցով:



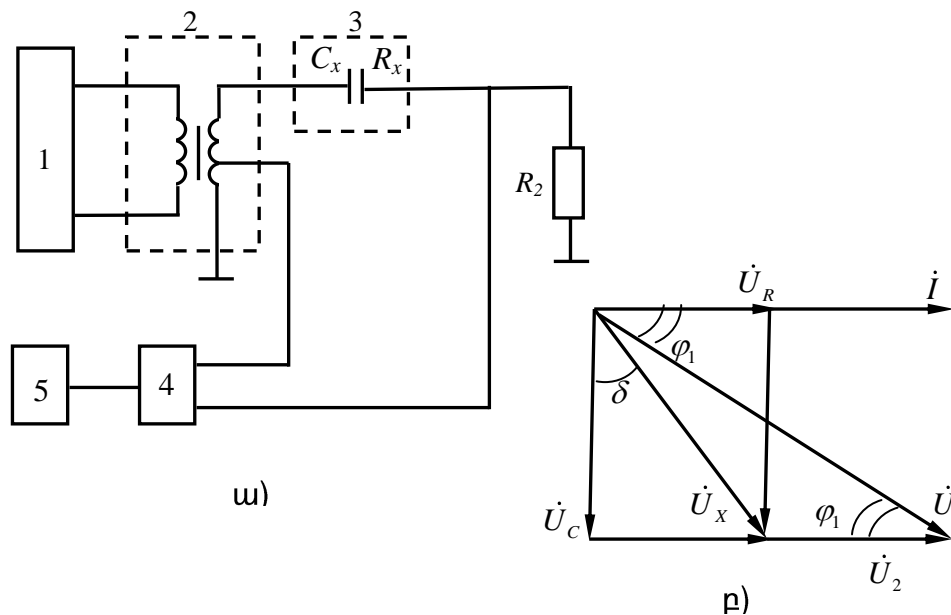
Նկ. 1.14. Սարքի ֆունկցիոնալ սխեման [151]

Նկ. 1.14 սարքի կարևոր առավելությունը կամրջակայինի նկատմամբ այն է, որ այստեղ սնման աղբյուրը, հետազոտման օբյեկտը և ելքային չափողական շղթան ունեն հողանցման ընդհանուր կետ, ինչը թույլ է տալիս արդյունավետ կերպով էկրանացնել սխեման և դրանով իսկ բացառել պարազիտային ունակությունների ազդեցությունը: Սակայն C_x և $tg\delta$ -ի որոշման բանաձևերը բարդ են, պահանջում են չափել երեք մեծություն (U_s , U_x , φ), ինչը մեծացնում է ապարատային ծախսերը և փոքրացնում չափման ճշգրտությունը: Ինչպես վկայում են հետազոտությունները, հատկապես մեծ սխալանք է առաջանում 8 կերպափոխիչի և φ անկյունը անալոգային լարման կերպափոխման եղանակով չափելու պատճառով [70]:

Հայտնի են նաև C_x և $tg\delta$ -ի չափման փուլային մեթոդներ, որոնցում այդ պարամետրերի վերաբերյալ ինֆորմացիայի կրիչ է միայն φ անկյունը [95, 96, 111]: Սարքը [111] նախատեսված է հոսանքի տրանսֆորմատորի հիմնական մեկուսացման և

բարձրավոլտ (330-750 կՎ) ներանցիչների $tg\delta$ -ի չափման համար: Սարքում օգտագործված է վեկտորական համեմատման մեթոդը, որում, կամրջակային մեթոդի նման, օգտագործվում է նաև էտալոնային օբյեկտ: Մեկուսացման $tg\delta$ -ի որոշումը իրականացվում է էտալոնային և հսկվող օբյեկտների հոսանքների սինխրոն գրանցման և դրանց առաջին հարմոնիկների սկզբնական փուլերի տարբերության որոշման միջոցով: Մեթոդի հիմնական թերություն է ճշգրիտ էտալոնային օբյեկտի, ինչպես նաև երկու օբյեկտի հոսանքների սինխրոն գրանցման անհրաժեշտությունը:

Փուլային մեթոդի առավել պարզ իրականացումը կատարված է նկ. 1.15ա սարքում [95]: Սարքն ունի կայուն հաճախության սինուսոիդային լարման 1 աղբյուր, բարձրավոլտ տրանսֆորմատոր՝ 2, հետազոտվող օբյեկտ՝ 3, փուլերի տարբերության չափման երկմուտք սխեմա՝ 4, հաշվողական հարմարանք՝ 5 և լրացուցիչ նմուշային ռեզիստոր՝ 6, որը օբյեկտի հետ կազմում է լարման բաժանիչ:



Նկ. 1.15. $tg\delta$ -ի բարձրավոլտ չափիչի պարզեցված ֆունկցիոնալ սխեման (ա), լարումների վեկտորական դիագրամը (բ)

Լարումների վեկտորական դիագրամը (նկ. 1.15բ) կառուցված է փորձարկվող օբյեկտի փոխարինման հաջորդաբար սխեմայի համար՝ ըստ հետևյալ բանաձևերի. $\dot{U} = \dot{U}_X + \dot{U}_2$, $\dot{U}_X = \dot{U}_R + \dot{U}_C$, $U_R = I \cdot R_X$, $U_C = I \cdot 1/\omega C_X$, $\dot{U}_2 = \dot{I} \cdot R_2$, որտեղ U -ն տրանսֆորմատորի երկրորդային փաթույթի ընդհանուր լարումն է, I -ն՝ չափիչ հոսանքը, φ_1 -ը՝ փուլային շեղման անկյունը չափիչ հոսանքի և տրանսֆորմատորի

երկրորդային փաթույթի լարման միջև. այդ անկյունը չափվում է 4 բլոկով: Սարքում [95] $tg\delta$ -ն որոշվում է

$$tg\delta = tg\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_1 - \gamma\right) \quad (1.19)$$

բանաձևով, որտեղ γ -ն փուլային շեղման անկյունն է \dot{U} և \dot{U}_x լարումների միջև, որը լրացնում է δ և φ_1 անկյունների գումարը մինչև 90° :

Բերված (1.19) արտահայտությունում չափվում է միայն φ_1 անկյունը, իսկ γ անկյունը ընդունվում է որպես հաստատուն մեծություն: Իրականում, ինչպես հետևում է վեկտորական դիագրամից,

$$U_x \cdot \sin \gamma = U_2 \cdot \sin \varphi_1, \text{ կամ } \gamma = \arcsin\left(\frac{U_2}{U_x} \cdot \sin \varphi_1\right):$$

Երևում է, որ γ անկյունը չունի սևեռված արժեք, այն կախված է կորուստների δ անկյունից, որից կախված են ինչպես U_x լարումը, այնպես էլ φ_1 անկյունը: Այդ կախվածության անտեսումը բերում է լրացուցիչ մշտառկա սխալանքի՝ (1.19) բանաձևով $tg\delta$ -ն որոշելիս, ինչը արդարացիորեն նշված է հեղինակի կողմից [96]-ում: Ակնհայտ է, որ նկ. 1.15ա սխեմայով կարելի է կառուցել նաև $tg\delta$ -ի չափիչ՝ ցածրավոլտ չափումների համար:

1.5. Հետազոտության խնդրի առաջադրում

Կատարված գրականության ակնարկը ցույց է տալիս, որ դիէլեկտրական նյութերի և իրերի մեկուսիչ բնութագրերի վիճակի արդյունավետ արատորոշման համար անհրաժեշտ է չափել դրանց էլեկտրական ունակությունը և դիէլեկտրական կորուստների անկյան տանգենսը փոփոխական հոսանքով, ինչի համար առավել լայն կիրառություն են ստացել հավասարակշռող կերպափոխման մեթոդը՝ փոփոխական հոսանքի կամրջակային սխեմաների օգնությամբ, ռեզոնանսային և ռեզոնատորային մեթոդները, ինչպես նաև չափվող պարամետրերը էլեկտրական ազդանշանի ուղղակի կերպափոխման մեթոդը:

Կամրջակային մեթոդը իրականացման տեսակետից բարդ է, պահանջում է նվազագույնը երկու կարգավորվող և աստիճանավորված տարր՝ սխեման հավասարակշռելու համար, պիտանի է միայն ստատիկ չափումների համար, սնման աղբյուրը, հետազոտման օբյեկտը և ելքային սարքը չունեն ընդհանուր հողանցման կետ, ինչը թույլ չի տալիս արդյունավետ կերպով էկրանացնել սխեման և բացառել պարազիտային ունակությունների ազդեցությունը, բացակայում է անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշանը՝ ինֆորմացիայի մշակման ժամանակակից հաշվողական միջոցների հետ համակցելու, կառավարման համակարգերում օգտագործելու համար:

Ռեզոնանսային և ռեզոնատորային մեթոդները կիրառելի են միայն բարձր և գերբարձր հաճախություններում չափումների համար, դրանց նույնպես հատուկ են կամրջակային մեթոդի որոշ թերություններ՝ անհրաժեշտ է օգտագործել կարգավորվող և աստիճանավորված տարր՝ կոնտուրը ռեզոնանսի բերելու համար, պիտանի են միայն ստատիկ չափումների համար, բացակայում է անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշանը՝ ինֆորմացիայի մշակման ժամանակակից հաշվողական միջոցների հետ համակցելու, կառավարման համակարգերում օգտագործելու համար:

Ուղղակի կերպափոխման մեթոդը իրականացման տեսակետից պարզ է, չի պահանջում կարգավորվող և աստիճանավորված տարրեր, պոտենցիալապես խանգարումակայուն է՝ քանի որ թույլ է տալիս արդյունավետորեն էկրանացնել սխեման, ունի անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշան, ինչը թույլ է տալիս համակցել սխեման հաշվողական տեխնիկայի ժամանակակից միջոցների հետ, սակայն գոյություն ունեցող տեխնիկական լուծումներում C_x և $tg\delta$ -ի որոշման բանաձևերը բարդ են, պահանջում են չափել մի քանի մեծություն, այդ թվում նաև պոտենցիալային ու հոսանքային ազդանշաններ, ինչը մեծացնում է ապարատային ծախսերը և իջեցնում ճափման ճշգրտությունը:

Կատարված հետազոտությունները [1, 2, 71, 72, 74, 75, 85, 86, 140-144] ցույց են տալիս, որ ցածրհաճախային ($0,5 \dots 10^5 < g$) չափումների տիրույթում, ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերների օգտագործումով, կարելի է մասամբ վերացնել ուղղակի կերպափոխման մեթոդի վրա հիմնված տեխնիկական լուծումների թերությունները՝ կիրառելով չափման ճշգրտության բարձրացման կառուցվածքային-ալգորիթմական

մեթոդը՝ չափման կապուղու ժամանակային բաժանման եղանակով և չափվող պարամետրերի լայնահիմապուլսային կերպափոխումով, ինչը թույլ կտա ստեղծել դիէլեկտրական պարամետրերի դյուրակիր միկրոկոնտրոլերային չափիչ, որը նպատակադրված է ներկա ատենախոսական աշխատանքում: Նշված նպատակին կարելի է հասնել հետևյալ քայլերի կատարմամբ.

1. Մշակել դիէլեկտրական պարամետրերի լայնահիմապուլսային կերպափոխումով (ԴԷՊԼԻԿ) չափման միկրոկոնտրոլերային դյուրակիր սարքի գործառական սխեման, որը թույլ կտա բացառել գոյություն ունեցող նմանակային սխեմաների թերությունները և ապահովել դիէլեկտրիկների կոմպլեքս էլեկտրական դիմադրության ակտիվ և ռեակտիվ բաղադրիչների անջատ չափում:

2. Մշակել ԴԷՊԼԻԿ չափման սարքի մաթեմատիկական մոդելը, որի միջոցով հիմնավորել առաջադրված պահանջների ապահովումը:

3. Մշակել ԴԷՊԼԻԿ չափման սարքի չափողական տիրույթների ընտրության և պարամետրերի հաշվարկի մեթոդակարգը:

4. Հիմնավորել ԴԷՊԼԻԿ չափման սարքի չափողական շղթայի ելքային ազդանշանի թվային չափման մեթոդի ընտրությունը, իրականացնել սարքի գործառության մոդելավորում LabView ծրագրային միջավայրում:

5. Մշակել ԴԷՊԼԻԿ չափման սարքի սկզբունքային էլեկտրական սխեման, կատարել հանգույցների նախագծումը, տարրերի ընտրությունը, անհատական համակարգչի հետ սարքի համակցումը, միկրոկոնտրոլերի գործառության ծրագրի կազմումը, պատրաստել դյուրակիր սարքի փորձարարական նմուշը:

6. Մշակել ԴԷՊԼԻԿ չափման սարքի չափագիտական բնութագրերի տեսական հետազոտության մեթոդակարգ, իրականացնել սարքի պատրաստած նմուշի համալիր փորձարարական հետազոտություն:

1.6. Առաջին գլխի եզրակացություններ

1. Դիէլեկտրիկների մեկուսիչ բնութագրերի արդյունավետ արատորոշման համար անհրաժեշտ է չափել դրանց էլեկտրական ունակությունը և դիէլեկտրական կորուստների անկյան տանգենսը փոփոխական հոսանքով:

2. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման կամրջակային, ռեզոնանսային և ռեզոնատորային մեթոդները բարդ են, պահանջում են օգտագործել կարգավորվող և աստիճանավորված տարրեր, մեծամասամբ չունեն անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշան՝ ինֆորմացիայի մշակման ժամանակակից հաշվողական միջոցների հետ համակցելու, կառավարման համակարգերում օգտագործելու համար:

3. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման ուղղակի կերպափոխման մեթոդը իրականացման տեսակետից համեմատաբար պարզ է, ունի անմիջական ելքային էլեկտրական ազդանշան, սակայն գոյություն ունեցող տեխնիկական լուծումներում C_x և $tg\delta$ -ի որոշման բանաձևերը բարդ են, պահանջում են չափել մի քանի մեծություն, ինչը մեծացնում է ապարատային ծախսերը, իջեցնում չափման ճշգրտությունը:

4. Չափվող դիէլեկտրական պարամետրերի լայնախմպուլսային կերպափոխումով կարելի է մասամբ վերացնել նմանակային սարքերի թերությունները և ստեղծել դյուրակիր միկրոկոնտրոլերային սարք, որում կապահովվի դիէլեկտրիկների կոմպլեքս էլեկտրական դիմադրության ակտիվ և ռեակտիվ բաղադրիչների անջատ չափում:

ԳԼՈՒԽ 2

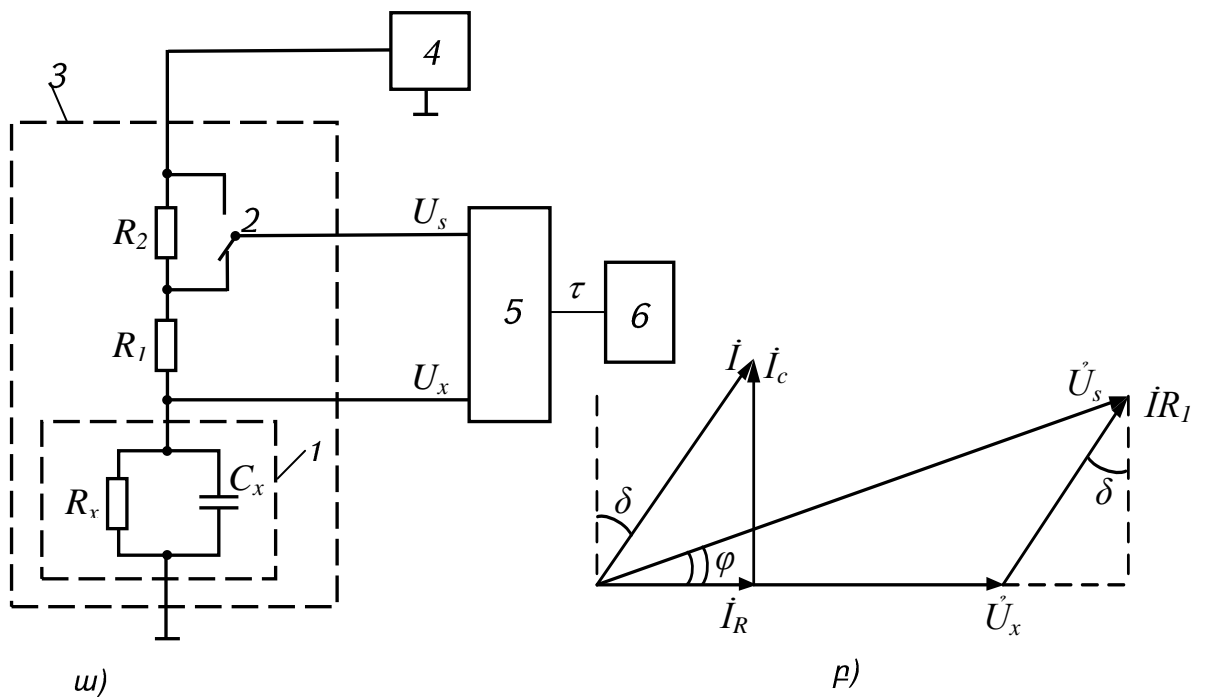
ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԼԱՅՆԱԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽՄԱՆ ՄԵԹՈԴՈՎ ՉԱՓՄԱՆ ՄԻԿՐՈԿՈՆՏՐՈԼԵՐԱՅԻՆ ՍԱՐՔԻ ԳՈՐԾԱՌԱԿԱՆ ՍԽԵՄԱՅԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

2.1. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման լայնահիմալուսային կերպափոխման մեթոդի իրականացման սկզբունքը

Ցածրավոլտ էլեկտրական կոնդենսատորները առավել տարածված սարքերն են, որոնք լայնորեն օգտագործվում են ռադիոէլեկտրոնային սարքավորումներում: Ժամանակակից էլեկտրոնիկայի բուռն զարգացման կապակցությամբ անընդհատ աճում է այդ կոնդենսատորների պահանջարկը, մշակվում են ճշգրիտ կոնդենսատորների նոր տեսակներ՝ անընդհատ բարելավվող բնութագրերով, խստանում են դրանց պարամետրերի չափման միջոցներին ներկայացվող պահանջները: Կոնդենսատորների հիմնական պարամետրերի (C_x և $tg\delta$) չափման մեր կողմից մշակված սարքի հիմքում դրված է դրանց լայնահիմալուսային կերպափոխման մեթոդը, որի շնորհիվ վերանում է պոտենցիալային կամ հոսանքային ազդանշանների օգտագործման անհրաժեշտությունը: Դա հնարավոր է դառնում չափողական կապուղու ժամանակային բաժանման շնորհիվ [1, 2, 53, 71-73, 140-142]: Մշակված տեխնիկական լուծումը կիրառելի է նաև ցանկացած մեկուսիչ նյութի դիէլեկտրական պարամետրերի չափման համար: Ցածրհաճախային ($0,5...10^5 <g>$) չափումների համար նախատեսված սարքի աշխատանքի սկզբունքը պարզաբանվում է սարքի պարզեցված սկզբունքային սխեմայով (նկ. 2.1ա):

Փորձարկվող 1 կոնդենսատորը (կամ դիէլեկտրիկի նմուշը, օրինակ՝ տրանսֆորմատորային յուղը, որը տեղադրված է ունակային կերպափոխիչի շրջադիրների միջտարածությունում), որը ներկայացված է իր C_x ունակությամբ և R_x համարժեք զուգահեռ դիմադրությամբ ($<2>$), իրեն հաջորդաբար միացած R_1 հիմնական, R_2 լրացուցիչ նմուշային ռեզիստորների և էլեկտրոնային փոխանջատիչի (2) հետ կազմում է չափողական երկբևեռանի (3), որը միացված է բարձրհաճախային

սինուսոիդային լարման գեներատորին (4): Երկբևեռանին ունի երկու ելքային լարում սխեմայի ընդհանուր կետի նկատմամբ՝ իր սեղմակների U_s լարումը և փորձարկվող նմուշի U_x լարումը: Այդ լարումները կիրառված են լայնախմբուսային կերպափոխիչի (5) մուտքերին, որում դրանց միջև առկա փուլային շեղման φ անկյունը կերպափոխվում է միաբևեռ ուղղանկյունաձև իմպուլսների τ տևողության: Լայնախմբուսային կերպափոխիչի ելքը միացված է հաշվողական սարքավորմանը (6): Այսպիսով, դիտարկվող սարքում որպես չափվող պարամետրերի վերաբերյալ ինֆորմացիայի կրիչ հանդիսանում է միայն φ անկյունը կամ դրան ուղիղ համեմատական τ ժամանակի տևողությունը:



Նկ. 2.1. Դիէլեկտրական պարամետրերի լայնախմբուսային կերպափոխման մեթոդով չափման սարքի պարզեցված սկզբունքային սխեման (ա), չափողական շղթայի լարումների վեկտորական դիագրամը (բ)

Սարքի չափողական շղթայի լարումների վեկտորական դիագրամը (նկ. 2.1բ) կառուցված է հետևյալ հավասարումներով՝

$$\dot{U}_s = \dot{I}R_1 + \dot{U}_x = \dot{I}R_1 + \dot{I}_R R_x, \quad \dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_C,$$

որտեղ i -ն չափողական հոսանքի վեկտորն է (կոմպլեքսը), i_R և i_C -ն՝ հոսանքների վեկտորները համապատասխանաբար R_X և C_X ճյուղերում:

Գտնենք կապը չափվող պարամետրերի և φ անկյան միջև: Հարկ է նշել, որ շատ հաճախ, բացի C_X և $tg\delta$ -ից անհրաժեշտ է լինում չափել նաև R_X -ը, ուստի սարքը մշակելիս խնդիր է դրվել ապահովել բոլոր այդ երեք պարամետրերի անջատ չափման հնարավորություն: Փոխանջատիչի նախնական դիրքում, երբ R_2 ռեզիստորը միացված չէ լարման բաժանիչին, φ անկյան φ_1 արժեքի համար կարող ենք գրել.

$$tg\varphi_1 = \frac{\text{Im}(\dot{U}_s/\dot{U}_x)}{\text{Re}(\dot{U}_s/\dot{U}_x)} = \frac{\text{Im}\{i[R_1 + R_X/(1 + j\omega R_X C_X)]/i[R_X/(1 + j\omega R_X C_X)]\}}{\text{Re}\{i[R_1 + R_X/(1 + j\omega R_X C_X)]/i[R_X/(1 + j\omega R_X C_X)]\}}, \quad (2.1)$$

որտեղ ω -ն գեներատորի անկյունային հաճախությունն է, I -ն չափողական հոսանքը:

Արդյունքում ստանում ենք

$$tg\varphi_1 = \frac{\omega R_1 R_X C_X}{R_1 + R_X}: \quad (2.2)$$

Փոխանջատիչի երկրորդ դիրքում՝

$$tg\varphi_2 = \frac{\omega(R_1 + R_2)R_X C_X}{R_1 + R_2 + R_X}: \quad (2.3)$$

Բերված (2.2) և (2.3) բանաձևերից կարող ենք գրել՝

$$ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2 = \frac{R_2}{\omega R_1 (R_1 + R_2) C_X},$$

հետևաբար՝

$$C_X = \frac{R_2}{\omega R_1 (R_1 + R_2)} \cdot \frac{1}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}: \quad (2.4)$$

Այժմ բաժանենք (2.3)-ը (2.2)-ի վրա.

$$\frac{tg\varphi_2}{tg\varphi_1} = \frac{(R_1 + R_2) \cdot (R_1 + R_X)}{R_1 [(R_1 + R_2) + R_X]},$$

որտեղից հետևում է

$$R_X = \frac{R_1 (R_1 + R_2) m}{R_2 - R_1 m}, \quad (2.5)$$

որտեղ կատարվել է հետևյալ նշանակումը՝ $m = \frac{tg\varphi_2}{tg\varphi_1} - 1$:

Ձևափոխենք (2.2) և (2.3) բանձները հետևյալ կերպ՝

$$R_1 \cdot ctg\varphi_1 = \frac{R_1 + R_x}{\omega R_x C_x}, \quad (R_1 + R_2) \cdot ctg\varphi_2 = \frac{R_1 + R_2 + R_x}{\omega R_x C_x},$$

$$(R_1 + R_2) \cdot ctg\varphi_2 - R_1 \cdot ctg\varphi_1 = \frac{R_2}{\omega R_x C_x}:$$

Նկատի ունենալով, որ նմուշի փոխարինման զուգահեռ սխեմայի դեպքում

$$tg\delta = \frac{1}{\omega R_x C_x}, \text{ ստանում ենք՝}$$

$$tg\delta = ctg\varphi_2 - \frac{R_1}{R_2}(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2): \quad (2.6)$$

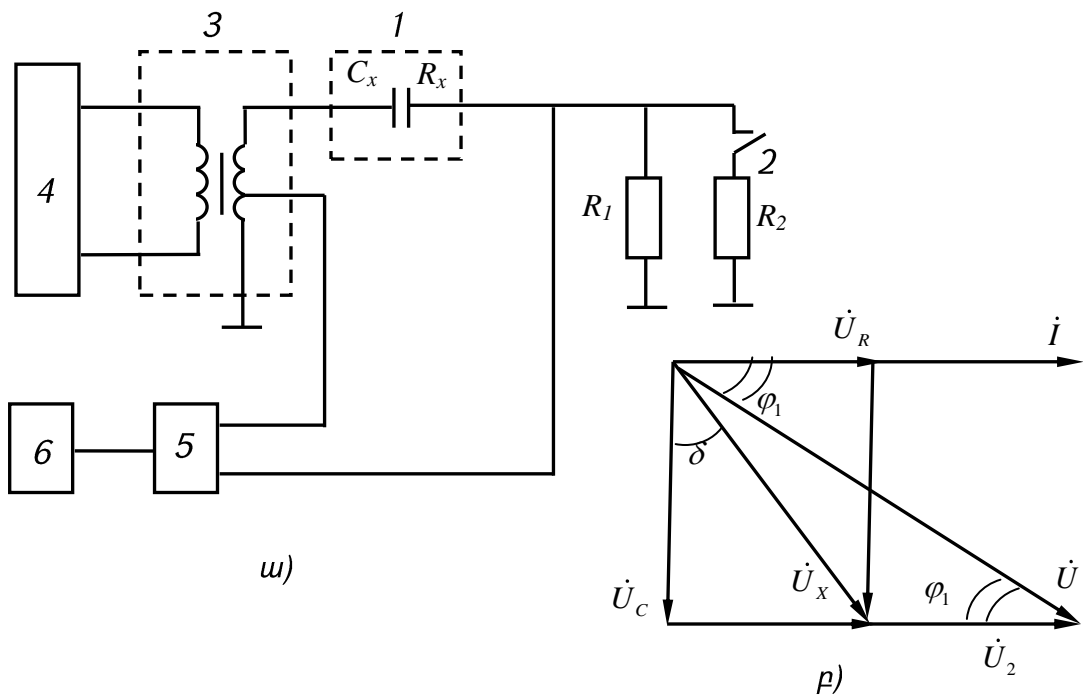
Ստացված (2.4), (2.5), (2.6) բանաձևերից հետևում է, որ դիտարկվող եղանակով կարելի է փոփոխական հոսանքով իրականացնել հետազոտվող օբյեկտի երեք պարամետրերի՝ իրարից անջատ չափում, ինչը եղանակի կարևոր առավելությունն է հայտնիների նկատմամբ: Ընդ որում, անհրաժեշտ է չափել միայն չափողական երկբևեռանու երկու ելքային լարումների միջև փուլային շեղման անկյանը համեմատական τ ժամանակային տևողությունը՝ փոխանջատիչի երկու դիրքերում: Ինչը իրականացվում է բարձր ճշգրտությամբ՝ դիսկրետ հաշվանքի մեթոդով [85]:

Նույն սկզբունքով կառուցված է նաև դիէլեկտրական պարամետրերի բարձրավոլտ փորձարկումների համար նախատեսված սարքը (նկ. 2.2ա) [2, 71, 141]: Այստեղ փորձարկվող օբյեկտը սնվում է բարձրավոլտ տրանսֆորմատորի (3) բարձրավոլտ փաթույթից, որն ունի լրացուցիչ ցածրավոլտ արտանցիչ՝ լայնախմպուլսային կերպափոխիչին (5) միանալու համար: Տրանսֆորմատորի առաջնային (ցածրավոլտ) փաթույթը սնվում է սինուսոիդային փոփոխական լարման աղբյուրից (4): Էլեկտրոնային բանալին (3) նախատեսված է R_2 լրացուցիչ ռեզիստորի միացման համար:

Լարումների վեկտորական դիագրամը (նկ. 2.2բ) կառուցված է փորձարկվող օբյեկտի հաջորդաբար փոխարինման սխեմայի համար՝ բանալու բաց վիճակում, ըստ հետևյալ բանաձևերի.

$$\dot{U} = \dot{U}_X + \dot{U}_2, \dot{U}_X = \dot{U}_R + \dot{U}_C, U_R = I \cdot R_X, U_C = I \cdot 1/\omega C_X, \dot{U}_2 = \dot{I} \cdot R_2,$$

որտեղ U -ն տրանսֆորմատորի երկրորդային փաթույթի ընդհանուր լարումն է, I -ն՝ չափողական հոսանքը, \dot{U}_X -ը՝ օբյեկտի սեղմակների լարումը, \dot{U}_R -ը՝ հիմնական ռեզիստորի լարումը, φ_1 -ը՝ չափողական հոսանքի և տրանսֆորմատորի երկրորդային փաթույթի լարման միջև փուլային շեղման անկյունը, որը լայնախիմալսային կերպափոխիչում կերպափոխվում է միաբևեռ ուղղանկյունաձև իմպուլսների τ տևողության:



Նկ. 2.2. Դիէլեկտրական պարամետրերի բարձրավոր չափիչի պարզեցված սկզբունքային սխեման (ա), լարումների վեկտորական դիագրամը (բ)

Վեկտորական դիագրամից հետևում է, որ փորձարկվող օբյեկտի հաջորդաբար փոխարինման սխեմայի համար

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{U_R}{U_C} = \frac{I \cdot R_X}{I \cdot 1/\omega C_X} = \omega R_X C_X :$$

Բանալու բաց վիճակում

$$\operatorname{ctg} \varphi_1 = \frac{U_R + U_2}{U_C} = \frac{I \cdot R_X + I \cdot R_1}{I \cdot 1/\omega C_X} = \omega C_X (R_X + R_1) : \quad (2.7)$$

Բանալին փակելիս R_1 ռեզիստորին զուգահեռ միանում է R_2 լրացուցիչ ռեզիստորը, φ_1 անկյունը փոխվում է φ_2 -ի, (2.7) բանաձևի փոխարեն ստանում ենք

$$ctg\varphi_2 = \omega C_x \left(R_x + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right); \quad (2.8)$$

Կատարենք (2.7) և (2.8) բանաձևերի ձևափոխություններ.

$$ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2 = \omega C_x \cdot \frac{R_1^2}{R_1 + R_2},$$

հետևաբար՝

$$C_x = \frac{R_1 + R_2}{\omega R_1^2} \cdot (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2), \quad (2.9)$$

$$\frac{ctg\varphi_1}{ctg\varphi_2} = m = \frac{(R_1 + R_2)(R_x + R_1)}{R_x(R_1 + R_2) + R_1 R_2},$$

հետևաբար՝

$$R_x = \frac{1}{m-1} \cdot \left(R_1 - \frac{m R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right), \quad (2.10)$$

$$R_2 \cdot ctg\varphi_1 = \omega C_x (R_2 R_x + R_1 R_2), \quad (R_1 + R_2) ctg\varphi_2 = \omega C_x [(R_1 + R_2) R_x + R_1 R_2],$$

$$(R_1 + R_2) \cdot ctg\varphi_2 - R_2 \cdot ctg\varphi_1 = \omega C_x R_1 R_x,$$

հետևաբար՝

$$tg\delta = ctg\varphi_2 - \frac{R_2}{R_1} (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2): \quad (2.11)$$

Երևում է (2.9) - (2.11) բանաձևերից, որ այս դեպքում նույնպես ապահովվում է օբյեկտի երեք պարամետրերի իրարից անջատ չափում:

2.2. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման տիրույթների հաշվարկի մեթոդակարգը

Դիէլեկտրական պարամետրերի (C_x և $tg\delta$) չափման տիրույթների հաշվարկի մեթոդակարգը մեր կողմից մշակվել է ցածրավոլտ չափումների համար նախատեսված սարքի (նկ. 2.1) համար [75], սակայն առանց էական փոփոխությունների կիրառելի է

նաև բարձրավոլտի (նկ. 2.2) համար: Չափման տիրույթի ընտրությունը կատարվում է սարքի չափողական շղթայի R_1 և R_2 ռեզիստորների դիմադրությունների արժեքներով: Սարքը նախատեսված է հիմնականում ռադիոէլեկտրոնային սարքավորումներում օգտագործվող ցածրավոլտ կոնդենսատորների ունակությունը և $tg\delta$ -ն չափելու համար: Լայնորեն օգտագործվող կերամիկական, պոլիստիրոլե և ֆտորոպլաստե կոնդենսատորների մեկուսացման դիմադրությունը մեծ է $3 \cdot 10^9$ Օմ-ից, իսկ $tg\delta$ -ն գտնվում է 0,0005-ից (ֆտորոպլաստե կոնդենսատորների համար) մինչև 0,035 (կերամիկական կոնդենսատորների համար) սահմաններում [54, 116, 128]: $tg\delta$ -ի արժեքը կախված է նաև փոփոխական հոսանքի հաճախությունից, որով այն չափվում է մշակված սարքում ընտրվել է $f = 1000$ Հց, քանի որ դա տվյալ չափումների համար ամենատարածված հաճախությունն է, ընդ որում սինուսոիդային լարման արժեքը չպետք է գերազանցի 5 Վ [29]: Ելնելով վերը նշվածից, մշակված սարքում ընտրվել են հետևյալ չափման տիրույթները.

- $C_x = 0,001 \dots 0,1$ մկՖ,
- $tg\delta = 0,0005 \dots 0,05$:

Կախված C_x և R_x -ի արժեքներից, φ անկյունը կարող է գտնվել $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ տիրույթի ցանկացած կետում: Ցանկալի է այդ սահմաններում ապահովել չափումների հնարավորինս լայն սանդղակ: Սակայն, հաշվի առնելով տանգենսային և կոտանգենսային ֆունկցիաների առանձնահատկությունները, չափման ընդունելի զգայնություն ապահովելու նպատակով նպատակահարմար է, որպեսզի φ անկյունը դուրս չգա $3^\circ \leq \varphi \leq 87^\circ$ սահմաններից, քանի որ $\varphi = 0^\circ$ և $\varphi = 90^\circ$ արժեքների մոտակայքում $tg\varphi$ -ն կամ $ctg\varphi$ -ն ձգտում են անսահմանության [118], ինչը (2.2) - (2.6) բանաձևերում կարող է բերել անորոշությունների:

Փուլային շեղման φ անկյան սանդղակի ռացիոնալ օգտագործման համար անհրաժեշտ է այն համաձայնեցնել սարքի չափման տիրույթի հետ, ինչը կատարվում է R_1 և R_2 դիմադրությունների համապատասխան ընտրությամբ: Սկզբում դա կատարենք C_x -ի սանդղակի համար՝ օգտվելով (2.2) - (2.4) բանաձևերից:

Ինչպես երևում է (2.2) և (2.3) բանաձևերից, միշտ $\varphi_2 > \varphi_1$, և որքան մեծ է դրանց $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ տարբերությունը, այնքան բարձր է ինչպես C_x -ի, այնպես էլ $tg\delta$ -ի չափման զգայնությունը, իսկ $\Delta\varphi$ -ը այնքան մեծ է, որքան մեծ է $m = R_2/R_1$ հարաբերությունը, որն անվանենք *զգայնության գործակից*: Ներկայացնենք (2.4) բանաձևը հետևյալ տեսքով՝

$$C_x = \frac{m}{\omega R_1 (1+m)} \cdot \frac{1}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2} : \quad (2.12)$$

Հիմնական ռեզիստորի R_1 դիմադրության արժեքը կարելի է որոշել (2.2) բանաձևից: Այլ. 2.1-ում ներկայացված են R_x -ի արժեքները, որոնք որոշվել են

$$tg\delta = \frac{1}{\omega R_x C_x}$$

բանաձևից՝ ընտրված չափման տիրույթների համար, որտեղից երևում է, որ միշտ $R_x \gg X_C = 1/\omega C_x$:

Աղյուսակ 2.1

Հետազոտվող օբյեկտի R_x ՀՁԴ-ի հաշվարկային արժեքները, կախված C_x և $tg\delta$ -ի արժեքներից, $f = 1000$ Հց հաճախության դեպքում

C_x , մկՖ	X_C , կՕմ	R_x , կՕմ, երբ՝					
		$tg\delta = 0,0005$	$tg\delta = 0,001$	$tg\delta = 0,01$	$tg\delta = 0,02$	$tg\delta = 0,04$	$tg\delta = 0,05$
0,001	160	320000	160000	16000	8000	4000	3200
0,002	80	160000	80000	8000	4000	2000	1600
0,004	40	80000	40000	4000	2000	1000	800
0,006	26,66	53333,2	26666	2666,6	1333,3	666,65	533,3
0,008	20	40000	20000	2000	1000	500	400
0,01	16	32000	16000	1600	800	400	320
0,02	8	16000	8000	800	400	200	160
0,04	4	8000	4000	400	200	100	80
0,06	2,66	5333,3	2666,6	266,6	133,3	66,65	53,33
0,08	2	4000	2000	200	100	50	40
0,1	1,6	3200	1600	160	80	40	32

Իր հերթին, R_1 -ը պետք է համաչափելի լինի X_C -ի հետ, հետևաբար պետք է տեղի ունենա $R_X \gg R_1$ պայմանը: Այդ դեպքում (2.2)-ից ստացվում է R_1 -ի որոշման պարզեցված բանաձևը՝

$$tg\varphi_1 = \omega R_1 C_X : \quad (2.13)$$

Փուլային շեղման φ անկյան փոփոխության ընտրված $3^\circ \leq \varphi \leq 87^\circ$ տիրույթից հետևում է, որ $\varphi_2 \leq 87^\circ$, ուստի φ_1 անկյան համար սահմանափակվենք $\varphi_{1\max} = 80^\circ$ արժեքով: Հետևաբար, (2.13)-ից ստանում ենք

$$R_1 = \frac{tg\varphi_{1\max}}{\omega C_{X\max}} = \frac{tg80^\circ}{2\pi f C_{X\max}} = \frac{5,671}{2\pi \cdot 1000 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} \approx 9,0 \text{ կՕմ:}$$

Ըստ R_1 -ի ստացված արժեքի որոշում ենք φ_1 անկյան նվազագույն արժեքը՝

$$tg\varphi_{1\min} = \omega R_1 C_{X\min} = 2\pi \cdot 1000 \cdot 9 \cdot 10^3 \cdot 0,001 \cdot 10^{-6} = 0,0565, \quad \varphi_{1\min} = 3^\circ 14':$$

R_2 դիմադրությունը որոշվում է, ելնելով սանդղակի վերջի համար $\Delta\varphi_E = \varphi_2 - \varphi_1$ չափման պահանջվող զգայնությունից՝ հետևյալ բանաձևի օգնությամբ

$$tg\varphi_{2\max} = \omega(R_1 + R_2)C_{X\max}, \quad (2.14)$$

որը ստացվում է (2.3) բանաձևից՝ $R_X \gg R_1 + R_2$ պայմանի դեպքում: $R_2 = f(\Delta\varphi_E)$ կախվածության հաշվարկի արդյունքները ներկայացված են աղյ. 2.2-ում, որտեղ բերված են նաև սանդղակի սկզբի համար $tg\varphi_{2B} = \omega(R_1 + R_2)C_{X\min}$ և $\Delta\varphi_B = \varphi_{2B} - \varphi_{1\min}$ արժեքները:

Աղյ. 2.2-ի տվյալների վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ դիտարկվող դեպքում նպատակահարմար է ընտրել R_2 -ի այն արժեքը, որի դեպքում ապահովվում է ոչ միայն բարձր զգայնություն ($\Delta\varphi$ -ի մեծ արժեք), այլև մոտավորապես միատեսակ զգայնություն ($\Delta\varphi_B \approx \Delta\varphi_E$) սանդղակի սկզբում և վերջում: Ապահովվենք դա առավելագույն $\Delta\varphi_E = 7^\circ$ արժեքի դեպքում: $\Delta\varphi_B = \Delta\varphi_E = 7^\circ$ պայմանից հետևում է $tg\varphi_{2B} = tg10^\circ 14' = 0,1805$, ինչին համապատասխանում է $tg\varphi_{2B} = \omega(R_1 + R_2)C_{X\min}$ բանաձևից $R_1 + R_2 \approx 29,7$ կՕմ, այսպիսով ընտրում ենք $R_2 = 20$ կՕմ:

$R_2 = f(\Delta\varphi_E)$ կախվածության հաշվարկային արժեքները, երբ $f = 1000 \text{ Հg}$, $R_1 = 9 \text{ կՕմ}$,
 $\varphi_{1\min} = 3^{\circ}14'$, $\varphi_{1\max} = 80^{\circ}$

$\Delta\varphi_E$	1°	2°	3°	4°	5°	6°	7°
$\varphi_{2\max}$	81°	82°	83°	84°	85°	86°	87°
$tg\varphi_{2\max}$	6,314	7,115	8,144	9,514	11,43	14,30	19,08
$R_1 + R_2, \text{ կՕմ}$	10,10	11,38	13,03	15,22	18,29	22,88	30,53
$R_2, \text{ կՕմ}$	1,10	2,38	4,03	6,22	9,29	13,88	21,53
$tg\varphi_{2B}$	0,0631	0,0711	0,0814	0,0951	0,1143	0,1430	0,1908
φ_{2B}	$3^{\circ}37'$	$4^{\circ}4'$	$4^{\circ}40'$	$5^{\circ}26'$	$6^{\circ}31'$	$8^{\circ}8'$	$10^{\circ}48'$
$\Delta\varphi_B$	$23'$	$50'$	$1^{\circ}26'$	$2^{\circ}12'$	$3^{\circ}17'$	$4^{\circ}54'$	$7^{\circ}34'$

R_1 և R_2 -ի ստացված արժեքներով աղյ. 2.3-ում ներկայացված են փոփոխականների արժեքները, որոնք համապատասխանում են չափվող ունակության արժեքներին և հաշվարկվել են (2.2), (2.3) և (2.14) բանաձևերով: Աղյ. 2.3-ի տվյալների վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ առավելագույն զգայնությունը ($\Delta\varphi = 31^{\circ}47'$) տեղի ունի սանդղակի մեջտեղում, $\varphi = 45^{\circ}$ նիշի մոտ, և նվազում է այդ նիշից հեռանալով՝ ընդունելով նվազագույն արժեքը սանդղակի վերջում (նկ. 2.3):

Փուլային շեղման φ անկյան համար ստացված այդ նույն սանդղակի հետ $tg\delta$ -ի չափման տիրույթը համաձայնեցնելու համար պետք է նկատի ունենալ, որ $tg\delta$ -ի մեծացման հետ φ անկյունը փոքրանում է, ինչը ակնառու կերպով երևում է նկ. 2.1բ վեկտորական դիագրամից: Հետևաբար, $tg\delta = (tg\delta)_{\max}$ արժեքին պետք է համապատասխանի սանդղակի $\varphi = \varphi_{1\min}$ նիշը, իսկ $tg\delta = (tg\delta)_{\min}$ արժեքին՝ $\varphi = \varphi_{2\max}$ նիշը: Վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ տվյալ դեպքում նպատակահարմար է պահպանել C_x -ի չափման տիրույթի համար ստացված R_1 , $\varphi_{1\min}$, $\varphi_{1\max}$, $\varphi_{2\max}$ արժեքները (աղյ. 2.3):

Աղյուսակ 2.3

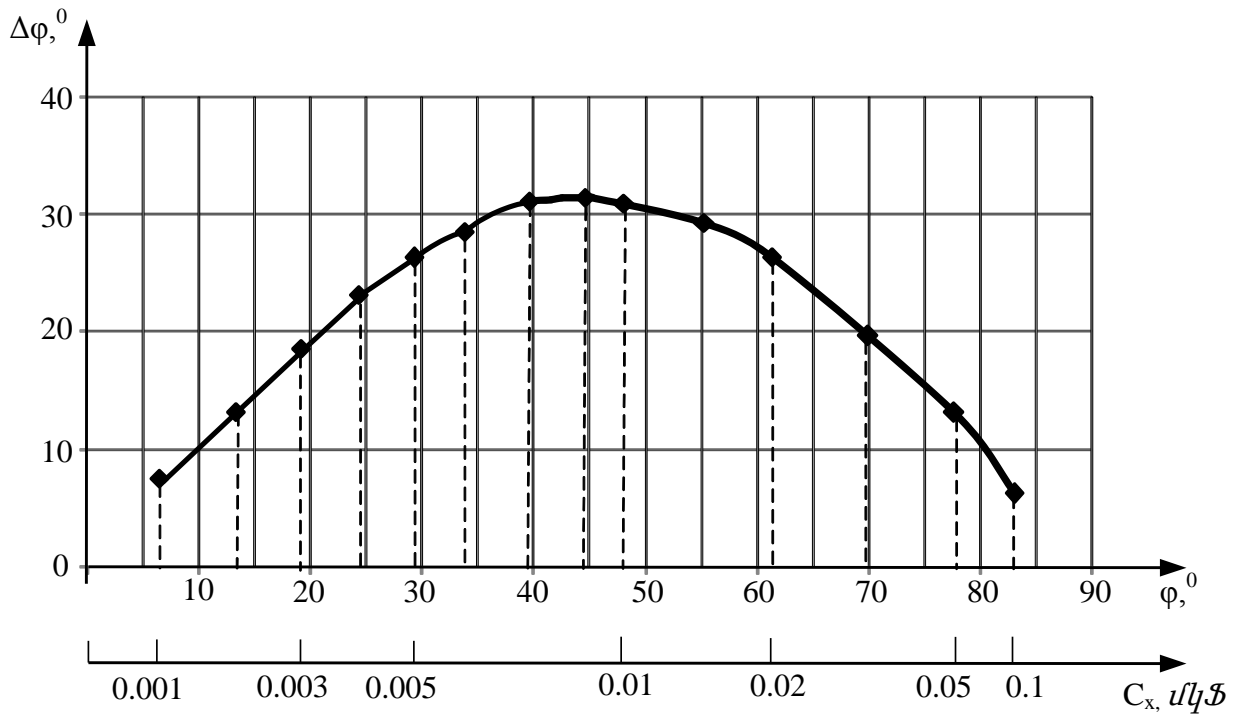
Փոփոխականների արժեքները, երբ $f = 1000 \text{ Հg}$, $R_1 = 9 \text{ կՕմ}$, $R_2 = 20 \text{ կՕմ}$

C_x , մկՖ	$tg\varphi_1$	$tg\varphi_2$	φ_1	φ_2	$\Delta\varphi$
0,001	0,0565	0,1821	3°14'	10°19'	7°5'
0,002	0,1130	0,3642	6°28'	20°1'	13°33'
0,003	0,1696	0,5464	9°39'	28°39'	19°0'
0,004	0,2261	0,7285	12°45'	36°5'	23°20'
0,005	0,2826	0,9106	15°47'	42°19'	26°32'
0,006	0,3391	1,0927	18°44'	47°32'	28°48'
0,007	0,3956	1,2748	21°41'	51°53'	30°12'
0,0075	0,4239	1,3659	22°58'	53°47'	30°49'
0,008	0,4522	1,4569	24°19'	55°32'	31°13'
0,0085	0,4804	1,5480	25°42'	57°5'	31°23'
0,009	0,5087	1,6391	26°58'	58°37'	31°39'
0,0095	0,5369	1,7301	28°14'	59°58'	31°44'
0,01	0,5652	1,8212	29°28'	61°15'	31°47'
0,015	0,8478	2,7318	40°17'	69°49'	29°32'
0,02	1,1304	3,6424	48°30'	74°34'	26°4'
0,05	2,8260	9,1060	70°31'	83°44'	13°13'
0,1	5,6710	14,420	80°	86°2'	6°2'

Դա թույլ կտա օգտագործել φ անկյան ամբողջ սանդղակը, իսկ սարքի չափողական շղթայում փոխել միայն R_2 դիմադրության արժեքը: R_2 -ի պահանջվող արժեքի հաշվարկը կատարվում է (2.11) բանաձևով, որը φ անկյան սանդղակի սկզբի և վերջի համար ընդունում է համապատասխանաբար հետևյալ տեսքերը՝

$$(tg\delta)_{\max} = ctg(\varphi_{2\min}) - \frac{1}{m} \cdot [ctg(\varphi_{1\min}) - ctg(\varphi_{2\min})], \quad (2.15)$$

$$(tg\delta)_{\min} = ctg(\varphi_{2\max}) - \frac{1}{m} \cdot [ctg(\varphi_{1\max}) - ctg(\varphi_{2\max})]: \quad (2.16)$$



Նկ. 2.3. $\Delta\varphi = f_1(C_x)$ կախվածության գրաֆիկը

Բանաձև (2.16)-ից որոշում ենք m -ը՝

$$m = \frac{\operatorname{ctg}(\varphi_{1\max}) - \operatorname{ctg}(\varphi_{2\max})}{\operatorname{ctg}(\varphi_{2\max}) - (\operatorname{tg}\delta)_{\min}} = \frac{\operatorname{ctg}80^\circ - \operatorname{ctg}86^\circ 2'}{\operatorname{ctg}86^\circ 2' - (\operatorname{tg}\delta)_{\min}} = \frac{0,1763 - 0,0693}{0,0693 - 0,0005} = 1,555:$$

Հետևաբար, $R_2 = 1,555R_1 = 1,555 \cdot 9 = 13,997$ կՕմ: Ընտրում ենք $R_2 = 14$ կՕմ, որի արժեքով բանաձև (2.15)-ից գտնում ենք $\varphi_{2\min}$ -ի անհայտ արժեքը՝

$$\operatorname{ctg}(\varphi_{2\min}) = \frac{R_1 \cdot \operatorname{ctg}(\varphi_{1\min}) + R_2 \cdot (\operatorname{tg}\delta)_{\max}}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 \cdot \operatorname{ctg}3^\circ 14' + R_2 \cdot (\operatorname{tg}\delta)_{\max}}{R_1 + R_2} = \frac{9 \cdot 17,7 + 14 \cdot 0,05}{9 + 14} = 6,958,$$

կամ $\varphi_{2\min} = 8^\circ 10'$:

Աղյ. 2.4-ում ներկայացված են $\Delta\varphi = f(\operatorname{tg}\delta)$ կախվածության հաշվարկի արժեքները $C_x = \operatorname{const}$ դեպքում՝ (2.2) և (2.3) բանաձևերի օգնությամբ, որոնք ներկայացված են հետևյալ տեսքերով՝ դրանցում $\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{\omega R_x C_x}$ արտահայտությունը տեղադրելու արդյունքում՝

$$\operatorname{tg}\varphi_1 = \frac{R_1}{(R_1 + R_x)\operatorname{tg}\delta}, \quad \operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{R_1 + R_2}{(R_1 + R_2 + R_x)\operatorname{tg}\delta}:$$

Ընդ որում, R_x -ի համար ընդունում ենք այն արժեքը, որի դեպքում կատարվել է φ անկյան սանդղակի համաձայնեցումը $tg\delta$ -ի չափման տիրույթի հետ, որը ստացվում է

$$tg\varphi_{1max} = \frac{R_1}{(R_1 + R_x) \cdot (tg\delta)_{min}} \text{ պայմանից, այսինքն՝}$$

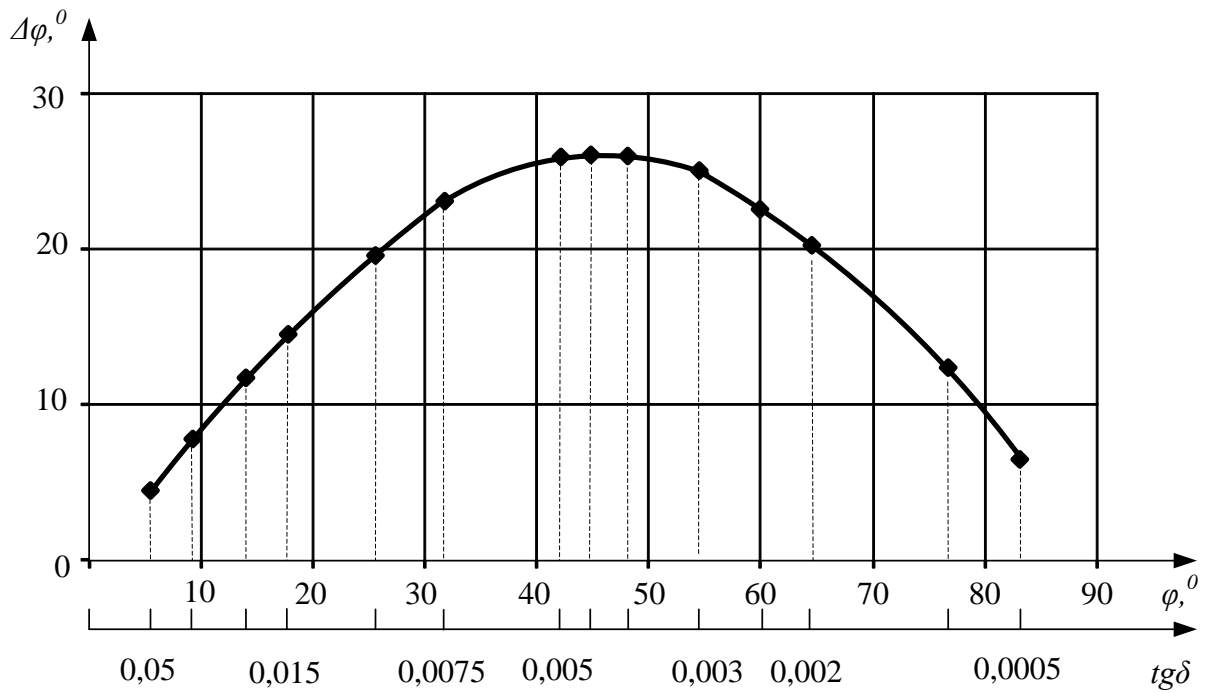
$$R_x = \frac{R_1 \cdot [1 - tg\varphi_{1max} \cdot (tg\delta)_{min}]}{tg\varphi_{1max} \cdot (tg\delta)_{min}} = \frac{R_1 \cdot [1 - tg80^\circ \cdot (tg\delta)_{min}]}{tg80^\circ \cdot (tg\delta)_{min}} = \frac{9 \cdot [1 - 5,671 \cdot 0,0005]}{5,671 \cdot 0,0005} \approx 3170 \text{ կՕմ:}$$

Աղյուսակ 2.4

$\Delta\varphi = f(tg\delta)$ կախվածության հաշվարկային արժեքները
 $R_x = 3170$ կՕմ, $R_1 = 9$ կՕմ, $R_2 = 14$ կՕմ դեպքում

$tg\delta$	$tg\varphi_1$	$tg\varphi_2$	φ_1	φ_2	$\Delta\varphi$
0,0005	5,671	14,43	80°	86°2'	6°2'
0,001	2,8310	7,200	70°33'	82°6'	11°33'
0,002	1,4155	3,600	54°45'	74°28'	19°43'
0,0025	1,1324	2,880	48°33'	70°51'	22°18'
0,003	0,9436	2,400	43°20'	67°23'	24°31'
0,004	0,7077	1,800	35°17'	60°57'	25°40'
0,0045	0,6291	1,600	32°10'	57°59'	25°49'
0,005	0,5662	1,440	29°31'	55°20'	25°49'
0,0075	0,3775	0,960	20°41'	43°50'	23°9'
0,01	0,2831	0,720	15°48'	35°45'	19°57'
0,015	0,1887	0,480	10°41'	25°39'	14°58'
0,02	0,1415	0,360	8°3'	19°48'	11°45'
0,03	0,0944	0,240	5°24'	13°30'	8°6'
0,04	0,0708	0,180	4°3'	10°12'	6°9'
0,05	0,0565	0,144	3°14'	8°10'	4°56'

Աղյ. 2.4-ի տվյալների վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ այս դեպքում նույնպես առավելագույն զգայնությունը ($\Delta\varphi = 25^\circ 49'$) տեղի ունի սանդղակի մեջտեղում, $\varphi = 45^\circ$ նիշում, և փոքրանում է այդ նիշից հեռանալիս: Նվազագույն զգայնությունը այս դեպքում ստացվում է սանդղակի սկզբում (նկ. 2.4):



Նկ. 2.4. $\Delta\varphi = f_2(\text{tg}\delta)$ կախվածության գրաֆիկը

Դիտարկված թվային օրինակը հաստատում է, որ դիէլեկտրական պարամետրերի չափման լայնախմբույսային կերպափոխման մեթոդի հիման վրա կառուցված սարքի չափողական շղթայի պարամետրերի հաշվարկի մշակված մեթոդակարգը հանդիսանում է ճշգրիտ, թույլ է տալիս լավագույն ձևով համաձայնեցնել չափողական շղթայի ելքային լարումների միջև առկա փուլային շեղման անկյան սանդղակը չափվող դիէլեկտրական պարամետրերի փոփոխության տիրույթների հետ: Մեթոդակարգն ընդհանրացված է, կարող է հաջողությամբ օգտագործվել տարրերի ցանկացած փոխդասավորության և փուլային բնութագրով պասսիվ էլեկտրական երկտարր երկբեռանիների պարամետրերի՝ լայնախմբույսային մեթոդի վրա հիմնված չափիչների մշակումներում:

2.3. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափիչի փուլային ազդանշանի չափման մեթոդի ընտրությունը

Մշակված չափիչի (նկ. 2.1ա) չափողական շղթայի ելքային ազդանշան է հանդիսանում միայն U_s և U_x սինուսոիդային լարումների փուլային շեղման φ անկյունը, որը թվային եղանակով չափելու համար կերպափոխվում է τ ժամանակային

միջակայքի տևողության: Դրանց միջև կապը կարելի է արտահայտել φ -ն աստիճաններով՝ $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ$ բանաձևով, կամ ռադիաններով՝ $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 2\pi$ բանաձևով, որտեղ T -ն սինուսոիդային լարման պարբերությունն է:

Բերված արտահայտություններից հետևում է, որ փուլային շեղման անկյան չափման արժեքը կախված չի լինի լարումների հաճախությունից, եթե նույն միջոցներով չափվի նաև սինուսոիդային լարման պարբերությունը: Նկ. 2.5ա-ում բերված է թվային փուլաչափիչի գործառական սխեման, որտեղ լարման մեկ պարբերության ընթացքում ստացվում է չափվող փուլային շեղմանը համապատասխանող մեկ իմպուլսային ազդանշան (միապատիկ չափումով փուլաչափիչ) [103]: Չափողական շղթայի ելքային \dot{U}_s և \dot{U}_x սինուսոիդային լարումները մատուցվում են DA1 և DA2 լարումների համեմատիչների մուտքերին, որոնց ելքերում ստացվում են կարճատև իմպուլսային ազդանշաններ, երբ լարումներն աճելով անցնում են զրոյական մակարդակով: Այդ ազդանշանները տրվում են RS-տրիգերի մուտքերին, որի ելքում ստացվում է τ տևողությամբ U_T իմպուլսային ազդանշանների հաջորդականություն, որոնք համապատասխանում են \dot{U}_s և \dot{U}_x լարումների փուլային շեղման անկյանը (նկ. 2.5բ):

Այդ ժամանակային ազդանշանները տրվում են «2Եվ» տրամաբանական տարրի մուտքերից մեկին, որի մյուս մուտքին մատուցվում են քվանտացնող իմպուլսների գեներատորի (ԲԻԳ) f_0 հաճախությամբ քվանտացնող իմպուլսները, որոնք τ ժամանակամիջոցի ընթացքում մուտք են գործում թվային հաշվիչ (CT):

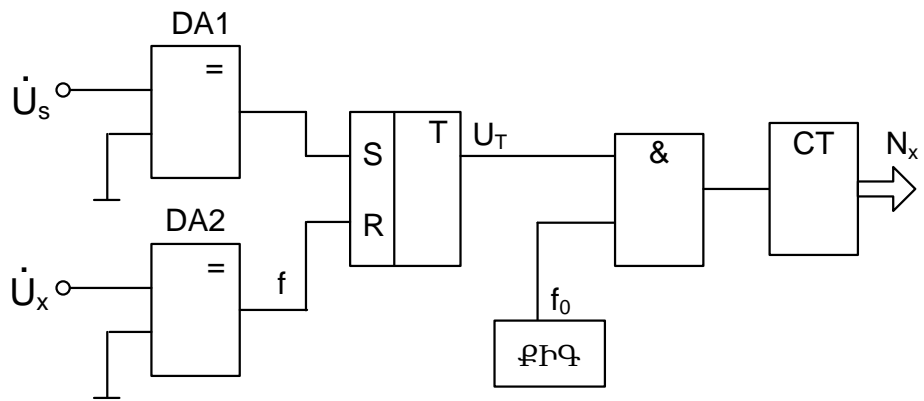
Հետևաբար, յուրաքանչյուր պարբերության ընթացքում թվային հաշվիչ մտած քվանտացնող իմպուլսների քանակը կստացվի՝ $n = \tau f_0 \approx \frac{Tf_0}{360^\circ} \cdot \varphi$:

Փուլային շեղման թվային արժեքը կլինի

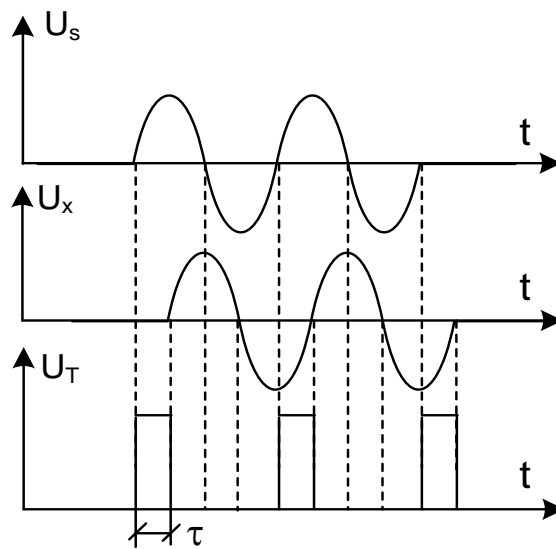
$$\varphi = n \cdot \frac{360^\circ}{Tf_0} = \frac{360^\circ f}{f_0} \cdot n : \quad (2.17)$$

Ժամանակային տևողության չափման քվանտացման սխալանքը որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$\gamma = \pm \frac{1}{n} = \pm \frac{360^\circ}{\varphi Tf_0} = \pm \frac{360^\circ \cdot f}{\varphi f_0} :$$



ա)



բ)

Նկ. 2.5. Միապարտիկ չափումով թվային փուլաչափիչի գործառական սխեման (ա) և ազդանշանների դիագրամը (բ)

Փուլային շեղման չափման բացարձակ սխալանքը, որը պայմանավորված է քվանտացումով, կստացվի՝

$$\Delta\varphi = \gamma\varphi = \frac{f}{f_0} \cdot 360^\circ :$$

Մուտքային լարումների հաստատուն f հաճախության դեպքում, օրինակ, եթե $f_0 = 10^4 \cdot f$, կստանանք

$$\gamma = \pm 10^{-4} \cdot \frac{360^0}{\varphi} = \pm \frac{0,036^0}{\varphi}, \text{ իսկ } \Delta\varphi = \pm 0,036^0:$$

Եթե թվային փուլաչափիչի նույն սխեմայով չափվի նաև սինուսոիդային լարման պարբերությունը, ապա կստանանք $N = Tf_0$, հետևաբար փուլային շեղման համար կստանանք՝

$$\varphi = \frac{n}{N} \cdot 360^0:$$

Նկատի ունենալով, որ քվանտացման սխալանքները առաջանում են թե τ -ի և թե T -ի չափման ժամանակ, ապա փուլային շեղման չափման բացարձակ սխալանքի համար կստանանք՝

$$\Delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial n} \Delta n + \frac{\partial\varphi}{\partial N} \Delta N = \frac{360^0}{N} \Delta n - \frac{360^0}{N^2} n \Delta N:$$

Քվանտացման Δn և ΔN սխալանքները միմյանցից անկախ են ու պատահական, ունեն հավասարաչափ բաշխվածություն: Քանի որ $\Delta n \leq 1$, $\Delta N \leq 1$, ապա դրանց միջին քառակուսային շեղման համար կստանանք՝ $\sigma = 1/\sqrt{3}$ [15]: Հետևաբար փուլային շեղման չափման սխալանքի միջին քառակուսային արժեքի համար կստանանք՝

$$\sigma(\varphi) = \sqrt{[\sigma(n)]^2 + [\sigma(N)]^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{360^0}{N}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{360^0 n}{N}\right)^2 \cdot \frac{1}{N^2}} = \frac{360^0}{\sqrt{3}N} \cdot \sqrt{1 + \frac{n^2}{N^2}}: \quad (2.18)$$

Գտնենք $\sigma(\varphi)$ -ի առավելագույն հնարավոր արժեքը: Քննարկվող խնդրում փուլային շեղումները գտնվում են $10^0 \leq \varphi \leq 80^0$ տիրույթում: Նկատի ունենալով, որ

$$\frac{n}{N} \approx \frac{\tau}{T} = \frac{\varphi}{360^0}, \text{ կստանանք՝ } \frac{\varphi_{min}}{360^0} \leq \frac{n}{N} \leq \frac{\varphi_{max}}{360^0}: \text{ Հետևաբար, վատագույն դեպքում, երբ տեղի}$$

ունի $\frac{n}{N} = \frac{\varphi_{max}}{360^0}$ պայմանը, բանաձև (2.18)-ից կստանանք՝

$$\sigma(\varphi) = \frac{360^0}{\sqrt{3}N} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{80}{360}\right)^2} = \frac{360^0}{\sqrt{3}N} \cdot 1,0244 \approx \frac{213^0}{N}:$$

Հաճախությունների ընտրված արժեքների համար, երբ $f = 1000 < g$, $f_0 = 10^4 \cdot f$, կստանանք $N = f_0/f = 10^4$, հետևաբար՝

$$\sigma(\varphi) = \frac{213^0}{10^4} \approx 0,0213^0: \quad (2.19)$$

Կատարված վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ չափման ավելի բարձր ճշգրտության կարելի է հասնել՝ կիրառելով հաստատուն չափման ժամանակով մեթոդը, որի դեպքում կատարվում է փուլային շեղման միջին արժեքի չափումը որոշակի ժամանակամիջոցում (T_z), որը կախված է չափողական ազդանշանի հաճախությունից [103]: Այդ T_z ժամանակամիջոցում չափողական ազդանշանի պարբերությունների թիվը կլինի $m \approx T_z f$, հետևաբար թվային հաշվիչ մտած իմպուլսների քանակը, հաշվի առնելով n -ի արժեքը բանաձև (2.17)-ից, կստացվի

$$M = z \cdot n \approx \frac{z T f_0}{360^\circ} \cdot \varphi, \quad (2.20)$$

որտեղ φ -ն ներկայացված է անկյունային աստիճաններով, կամ

$$M = \frac{z T f_0}{2\pi} \cdot \varphi,$$

որտեղ φ -ն ներկայացված է ռադիաններով:

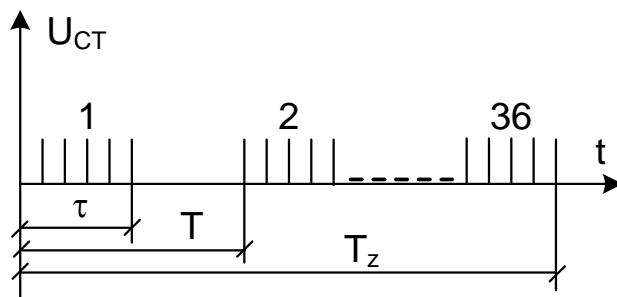
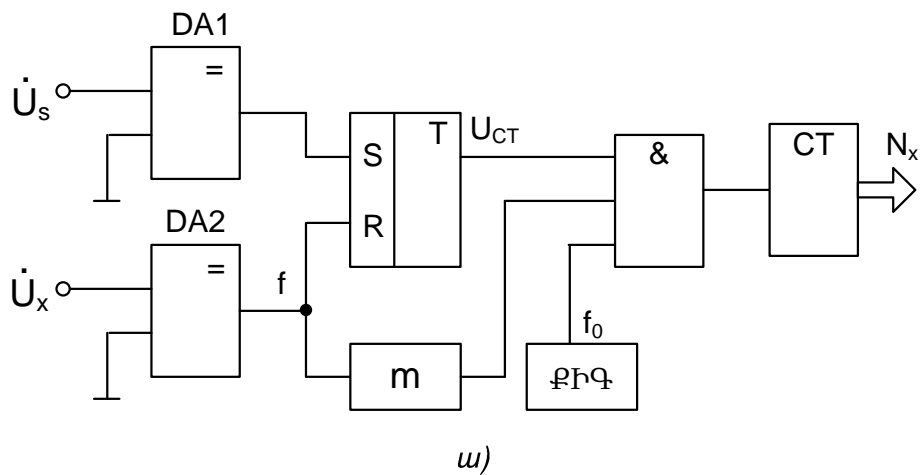
Չափման T_z ժամանակամիջոցի ձևավորման համար կարելի է օգտագործել հենային լարման (չափողական լարման) հաճախության բաժանիչ՝ m գործակցով (նկ. 2.6ա): Այդ սխեմայում լարումների համեմատիչ DA2-ի ելքային իմպուլսային ազդանշանները մատուցվում են նաև m -բաժանման գործակցով հաճախության բաժանիչին, որի ելքում ձևավորվում են T_z տևողությամբ իմպուլսային ազդանշաններ (նկ. 2.6բ): Քանի որ T_z ժամանակամիջոցը ձևավորվել է մուտքային \dot{U}_s և \dot{U}_x լարումներից, ապա $T_z/T = z = const$, իսկ այդ ընթացքում թվային հաշվիչ մուտք գործած իմպուլսների քանակը կստացվի՝

$$M = z \tau f_0 = \frac{T_z}{T} \cdot \frac{T f_0}{360^\circ} \cdot \varphi = \frac{T_z f_0}{360^\circ} \cdot \varphi,$$

որտեղ φ -ն ներկայացված է անկյունային աստիճաններով, կամ

$$M = \frac{T_z f_0}{2\pi} \cdot \varphi,$$

որտեղ φ -ն ներկայացված է ռադիաններով:



Նկ. 2.6. Հասարարուն չափման ժամանակով թվային փուլաչափիչի գործառական սխեման (ա) և CT թվային հաշվիչի մուտքային ազդանշանների դիագրամը (բ)

Նկատի ունենալով, որ նկ. 2.6ա սխեմայում $z = T_z/T = const$ և ունի նախապես ընտրված արժեք, կստանանք (φ -ն ներկայացված է անկյունային աստիճաններով)

$$M = z\tau f_0 = \frac{T_z}{T} f_0 \cdot \frac{T}{360^\circ} \cdot \varphi = \frac{T_z f_0}{360^\circ} \cdot \varphi = \frac{z f_0}{360^\circ} \cdot \varphi : \quad (2.21)$$

Ստացված (2.21) արտահայտությունից հետևում է, որ ընդհանուր դեպքում չափման ճշգրտությունը կախված է \dot{U}_s և \dot{U}_x լարումների f հաճախությունից, հետևաբար դրա փոփոխությունից կառաջանա չափման սխալանք: Այսպես, եթե f հաճախությունը փոխվի և դառնա f_1 , իմպուլսների քանակը (2.21)-ում կդառնա

$$M_1 = \frac{z_1 f_0}{360^\circ \cdot f_1} \cdot \varphi$$

և φ անկյան չափման բացարձակ սխալանքը կլինի

$$\Delta(\varphi) = M_1 - M = \frac{f_0}{360^\circ} \cdot \left(\frac{z_1}{f_1} - \frac{z}{f} \right) \cdot \varphi ,$$

իսկ հարաբերական սխալանքը՝

$$\gamma(\varphi) = \frac{\Delta(\varphi)}{M} \cdot 100\% = \left(\frac{z_1 f}{z f_1} - 1 \right) \cdot 100\% :$$

Քանի որ մեր դեպքում $z_1 = z$, կստանանք՝

$$\gamma(\varphi) = \left(\frac{f}{f_1} - 1 \right) \cdot 100\% :$$

Հետևաբար, անհրաժեշտ է բարձր ճշգրտությամբ կայունացնել մուտքային լարումների f հաճախությունը: Ընտրված $f = 1,0$ $կ < g$ արժեքի դեպքում նպատակահարմար է (2.21) արտահայտությունում ընտրել $z = 36$, որի դեպքում կստանանք $T_z = 36T$,

$$M = \frac{36}{f} \cdot \frac{f_0}{360} \cdot \varphi = 0,1 \cdot \frac{f_0}{f} \cdot \varphi, \text{ որտեղից՝ } \varphi = 10M \frac{f}{f_0} :$$

Օրինակ, եթե $f_0 = 1000 < g$, ապա $f_0 = 10^7 < g$ -ի դեպքում կստանանք $M = 1000\varphi$ (որտեղ φ -ն անկյունային աստիճաններով է):

Փուլային շեղման անկյունը հաստատուն չափման ժամանակի մեթոդով չափելիս ստացվում է φ անկյան միջինացված արժեքը չափման ժամանակի ընթացքում՝

$$\varphi_M = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \varphi_i :$$

Միապատիկ չափման φ_i արդյունքները պատահական են և անկախ: Ուստի կարելի է ընդունել, որ $z = 36$ չափումների միջին արժեքի բաշխման օրենքը մոտ է նորմալ բաշխման օրենքին, հետևաբար սխալանքի քվանտիլային արժեքի համար տրված վստահելիության հավանականությամբ կարելի է ընդունել [88]

$$\Delta\varphi = t_N \cdot \sigma_{cp} = \frac{t_N \sigma_1}{\sqrt{z}},$$

որտեղ t_N - ը նորմալ բաշխման նորմավորված քվանտիլն է, որը $P = 0,95$ արժեքի դեպքում հավասար է $t_N = 1,96$, σ_1 - ը միապատիկ չափման արդյունքի միջինքառակուսային շեղումն է, σ_M - ը՝ φ_M միջին արժեքի միջինքառակուսային շեղումն է [88]:

Մեկ չափման արդյունքի միջինքառակուսային շեղումը հավասար է $\sigma_1 = a/\sqrt{3}$, որտեղ a - ն քվանտացման սխալանքն է, որը $f = 10^3 \ll g$, $f_0 = 10^7 \ll g$ դեպքում հավասար է

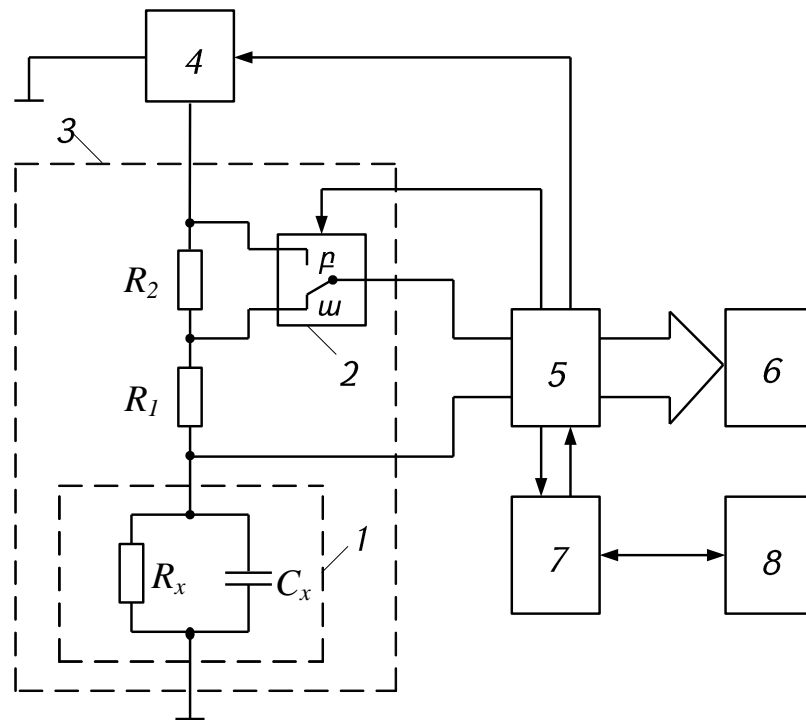
$$a = \varphi_q = \frac{360^\circ f}{f_0} = 0,036^\circ, \text{ որտեմն՝ } \Delta\varphi = 1,96 \cdot \frac{0,036^\circ}{6\sqrt{3}} = 0,007^\circ:$$

Այդ սխալանքը 0,95 վստահելիքության հավանականությամբ ավելի քան 6 անգամ փոքր է միապատիկ չափման սխալանքից: Նկատի ունենալով այս հանգամանքը, մշակված սարքում, որտեղ չափման գործընթացի կառավարումը, սարքի ելքային ազդանշանի թվային մեթոդով չափումը և չափման արդյունքների մշակումը իրականացվում է ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերի կողմից, վերջինիս աշխատանքը ծրագրավորվում է այնպես, որպեսզի φ անկյունը չափվի հաստատուն չափման ժամանակի մեթոդով:

2.4. Դիէլեկտրական պարամետրերի լայնահիմպուլսային կերպափոխումով չափիչի գործառական սխեման

Մշակված սարքի գործառական սխեման պատկերված է նկ. 2.7-ում, որտեղ 5-ը ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերն է, 6 -ը՝ թվային ցուցասարքը, 7-ը՝ ինտերֆեյսի կերպափոխիչը, 8 -ը՝ համակարգիչը: Միկրոկոնտրոլերի (ՄԿ) առկայության պայմաններում առանձին լայնահիմպուլսային կերպափոխիչ չի պահանջվում, այդ կերպափոխումն իրականացվում է անմիջականորեն ՄԿ-ի կողմից, որի անալոգային մուտքերին կիրառված են \dot{U}_s և \dot{U}_x լարումները: Չափման գործընթացում ՄԿ-ն կառավարում է 2 փոխանջատիչի դիրքը, այդ դիրքերում ստացված \dot{U}_s և \dot{U}_x լարումների ակնթարթային արժեքներով կերպափոխում է դրանց փուլային շեղման անկյունները ուղղանկյունաձև իմպուլսների համապատասխանաբար τ_1 և τ_2 տևողությունների, չափում է դրանք, որոշում դրանց համապատասխանող φ_1 և φ_2 արժեքները, տեղադրում դրանք (2.4) - (2.6) բանաձևերում, հաշվում է C_x , R_x , $tg\delta$ պարամետրերի արժեքները և պատկերում չափումների արդյունքները թվային ցուցասարքի վրա: Չափման արդյունքների ստույգությունը բարձրացնելու նպատակով ՄԿ-ն յուրաքանչյուր կետում կատարում է 10 չափում և ցուցասարքի վրա ներկայացնում

դրանց միջին արժեքը: Անհրաժեշտության դեպքում կարելի է ՄԿ-ից φ_1 և φ_2 անկյունների թվայնացված ազդանշանները ինտերֆեյսի կերպափոխիչի (օրինակ, AVR309) միջոցով ուղարկել համակարգիչ, այնտեղ դրանք մշակել և չափումների արդյունքները դուրս բերել համակարգի մոնիտոր, ստեղծել համակարգչում չափումների բազա:



Նկ. 2.2. Դիէլեկտրական պարամետրերի լայնահիմպուլսային կերպափոխումով չափման սարքի գործառական սխեման

Ընդհանուր դեպքում C_x , R_x , $tg\delta$ պարամետրերի արժեքները կախված են նաև չափողական հոսանքի հաճախությունից, ուստի առաջանում է այդ հաճախության բարձր ճշգրտությամբ կայուն պահելու կամ չափման գործընթացում դրա հսկողության խնդիր, ինչը կապված է լրացուցիչ ապարատային ծախսերի հետ: Հաշվի առնելով այս հանգամանքը, որպես չափողական շղթայի սնման աղբյուր օգտագործվել է Analog Devices ֆիրմայի **AD9833** մակնիշի սինուսոիդային ազդանշանների ծրագրավորվող գեներատորի միկրոսխեմա [135]: Դրա առավելությունը կայանում է նրանում, որ հաճախությունը տեղադրվում է ՄԿ-ի կողմից, այդ արժեքը օգտագործվում է չափման տվյալների մշակման և չափման գործընթացի կառավարման համար: Շնորհիվ այդպիսի տեխնիկական լուծման, վերանում է գեներատորի հաճախության

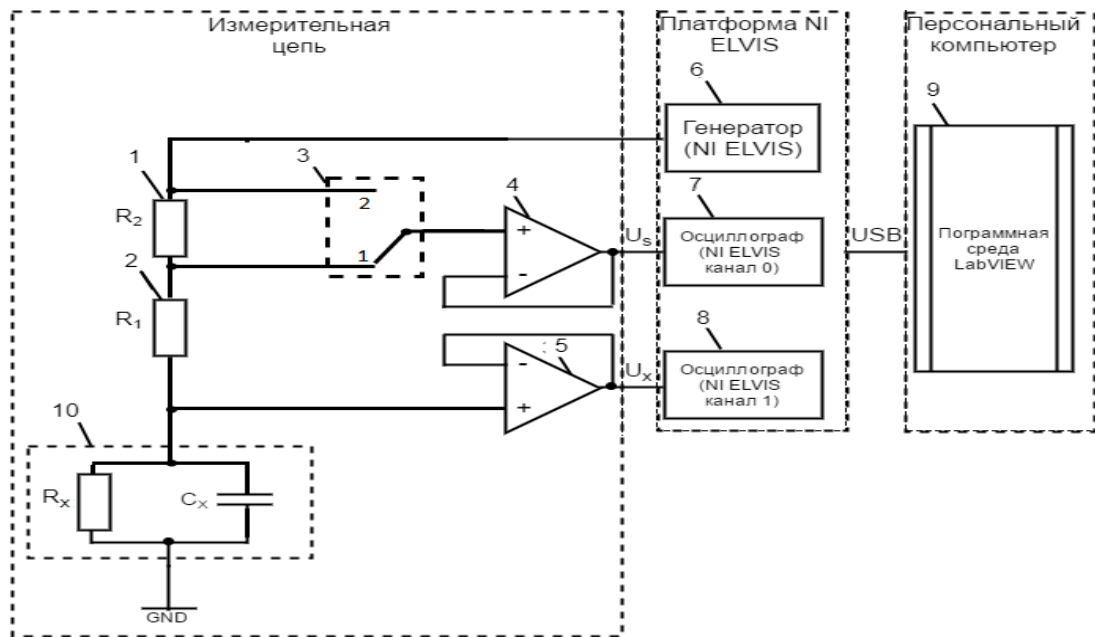
հսկողության անհրաժեշտությունը և բացառվում է գեներատորի հաճախության անկայունությունից առաջացող չափման սխալները:

Չափիչի սկզբունքային էլեկտրական սխեման՝ հանգույցների նկարագրությամբ և տեխնիկական բնութագրերի շարադրանքով, բերված են ատենախոսության Գլուխ 3-ում:

2.5. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման սարքի գործառույթան մոդելավորումը LabView ծրագրային միջավայրում

Իրականացվել է մշակված սարքում օգտագործված մեթոդի և չափման սկզբունքի հետազոտությունը LabView ծրագրային միջավայրում [144]: LabView-ն (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) հանդիսանում է իդեալական ծրագրային միջոց չափողական համակարգերի հետազոտման համար: Այդ միջավայրի առավելությունն այն է, որ, ի տարբերություն նմանատիպ ծրագրային միջավայրերի, որոնցում կատարվում է չափողական սարքերի նմանակում, այս միջավայրում «վիրտուալ» սարքերը կատարում են իրական չափողական ֆունկցիաներ [5, 10, 42, 76]: Հետազոտության համար օգտագործվել է NI ELVIS (National Instruments Educational Laboratory Virtual Instrumentation Suite) հարթակը, որտեղ հավաքվել է նկ. 2.3 սխեման:

Որպես չափման օբյեկտ (10) ընտրվել է նմուշային ունակությունների հավաքատուփ՝ P513 տիպի: Չափողական շղթայում չափման օբյեկտին հաջորդաբար միացված են R_1 և R_2 նմուշային ռեզիստորները: Այդ միացումներով ստացված լարման բաժանիչը 4 և 5 լարման կրկնիչների (OP27 տիպի օպերացիոն ուժեղարար) միջոցով միացված է NI ELVIS հարթակի սինուսոիդային ազդանշանների 6 գեներատորին, որի հաճախությունն է $f = 1$ կՀց: Չափողական շղթայի ելքային \dot{U}_s և \dot{U}_x լարումները մատուցվում են NI ELVIS հարթակի օսցիլոգրաֆի 0 և 1 կապուլիներին: NI ELVIS հարթակից տվյալները USB պորտի միջոցով փոխանցվում են անհատական համակարգչին, որտեղ LabView ծրագրային միջավայրում չափվում է \dot{U}_s և \dot{U}_x լարումների փուլային շեղման անկյունը: LabView ծրագրի բլոկ-դիագրամը ներկայացված է նկ. 2.4-ում:

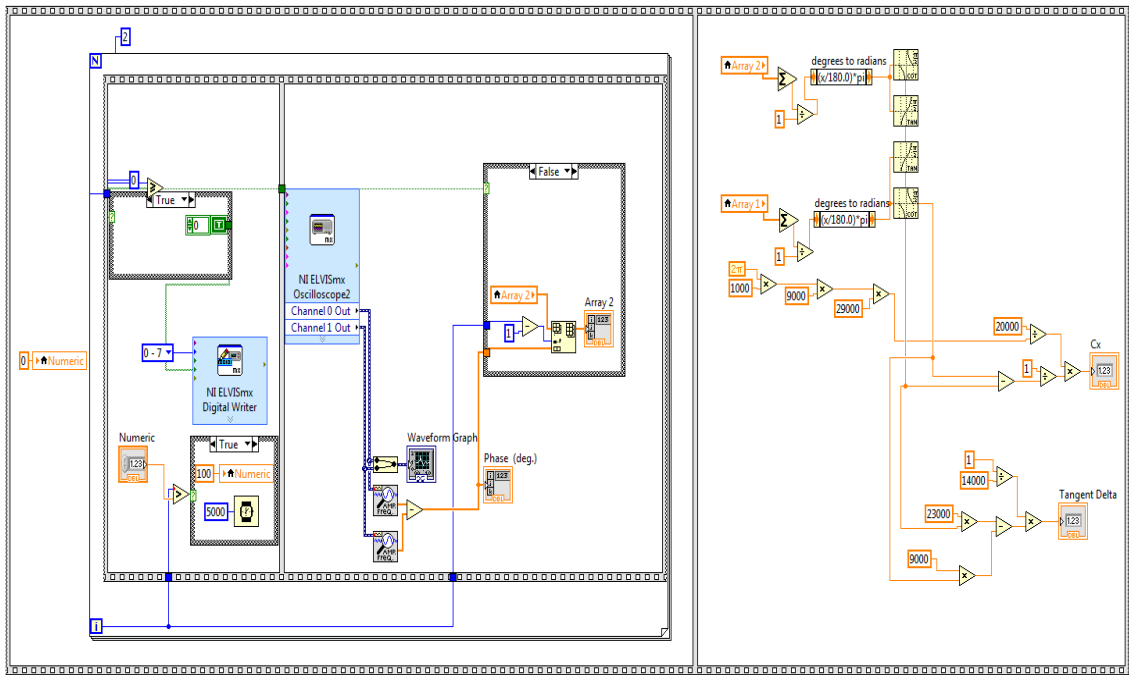


Նկ. 2.3. LabView ծրագրային միջավայրում ԴԷՊԼԻԻ-ի մեթոդի և իրականացման սկզբունքի չափագիտական հետազոտության սխեման

Ազդանշանները LabView միջավայրում ստանալու համար օգտագործվել է «NI ELVIS OSCILLOSCOPE» օժանդակ համակարգչային ծրագրի գործիքակազմը, որը համալարվել է երկկապուղային աշխատանքային ռեժիմում՝ 500000 արդյունք/վայրկյան առավելագույն հաճախությամբ: Այնուհետև սևեռված ազդանշանը մատուցվում է «Phase detection» ֆունկցիայի մուտքին, որի ելքային մեծություն է հանդիսանում ազդանշանի փուլային անկյունը՝ անկյունային աստիճաններով [144]:

Երկու լարումների փուլային շեղման φ_1 անկյունը (նկ. 2.2-ում 2 փոխանջատիչի ω դիրքում) ստանալու համար \dot{U}_x լարման փուլային անկյունը հանվում է \dot{U}_s լարման փուլային անկյունից: Այնուհետև NI ELVIS հարթակը ազդանշան է ուղարկում փոխանջատիչին և փոխանջատում այն ρ դիրք, որից հետո չափվում է փուլային շեղման φ_2 անկյունը: Չափումների ճշգրտությունը բարձրացնելու նպատակով դրանք կատարվել են հետազոտվող լարումների 10 պարբերությունների ընթացքում: Ստացված անկյունների արժեքներով որոշվում են C_x ունակությունը և $tg\delta$ -ն՝ ըստ

$$\text{ստացված ալգորիթմների՝ } C_x = \frac{R_2}{\omega R_1 (R_1 + R_2)} \cdot \frac{1}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}, \quad tg\delta = ctg\varphi_2 - K_2 (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2):$$



Նկ. 2. 4. LabView ծրագրի բլոկ-դիագրամը

Սարքավորման դիմային պանելի վրա գտնվում են թվային ցուցասարքը՝ C_x և $tg\delta$ -ի չափման արդյունքները արտապատկերելու համար, և ազդանշանների գրաֆիկը, որտեղ օգտվողը կարող է իրական ժամանակում տեսնել ազդանշանների տեսքը և դրանց փուլային շեղումը: Պանելի արտաքին տեսքը ներկայացված է նկ. 2.5-ում:

Չափման օբյեկտի C_x -ի չափումը: Ունակության չափման $C_x = 0,001...0,1$ մկՖ տիրույթի և չափողական հոսանքի $f = 1$ կՀց հաճախության համար ընտրվել են չափողական շղթայի ռեզիստորների $R_1 = 9$ կՕմ և $R_2 = 20$ կՕմ արժեքները: C_x -ի արժեքները տեղադրվել են P513 ունակության տուփի վրա, որոնք համարվել են չափվող ունակության իրական արժեքներ՝ C_0 : Ընտրվել են չափման հինգ կետ՝ C_{01} , C_{02} , C_{03} , C_{04} , C_{05} (աղյ. 2.5): Չափման սխալանքը գնահատելու համար յուրաքանչյուր կետում կատարվել է $n = 30$ չափում և սարքավորման N_i ցուցմունքներով, համաձայն [23]-ի, որոշվել են.

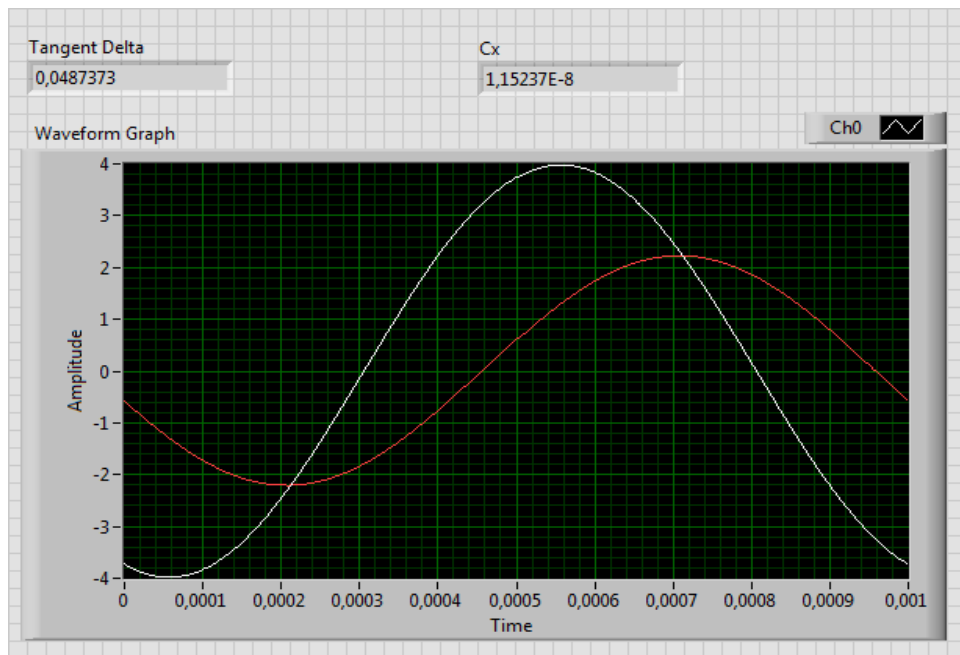
- չափման արդյունքների միջին արժեքը՝ $N_0 = \sum N_i / 30$,
- չափման մշտառկա բացարձակ սխալանքը՝ $\Delta_0 = N_0 - C_0$,

- առանձին չափումների միջինքառակուսային շեղումները միջին արժեքից՝

$$\sigma(N_i) = \sqrt{\frac{\sum(N_i - N_0)^2}{n-1}},$$

- ունակության չափման թույլատրելի բացարձակ սխալանքի սահմանային արժեքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ՝ $\Delta_C = \pm(\Delta_0 + 2\sigma)$,

- ունակության չափման թույլատրելի հարաբերական սխալանքի սահմանային արժեքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ՝ $\gamma_C = \frac{\Delta_C}{C_0} \cdot 100\%$:



Նկ. 2.5. Չափիչ սարքավորման դիմային պանելը

Չափումների և հաշվարկների արդյունքները ներկայացված են աղյ. 2.5-ում:

Չափման օբյեկտի $tg\delta$ -ի չափումը: Սարքի $tg\delta$ -ի չափման տիրույթում՝ $tg\delta = 0,0005...0,05$ հետազոտվող օբյեկտի վրա $tg\delta$ -ի տարբեր արժեքների տեղադրումը կատարվում է P513 ունակության հավաքատուփին զուգահեռ դիմադրություններ միացնելով, ինչի համար օգտագործվել է P054.1 մակնիշի նմուշային դիմադրությունների հավաքատուփը (տեղադրվող դիմադրությունների տիրույթը՝ $1...10^7$ Օմ): Դրանով փոփոխվել է օբյեկտի R_x

ՀՁԴ-ի արժեքը, հետևաբար և $tg\delta = \frac{1}{\omega R_x C_x}$ արժեքը: $tg\delta$ -ի չափումը կատարվել է

չափողական հոսանքի $f = 1$ կՀց հաճախության, ռեզիստորների $R_1 = 9$ կՕմ, $R_2 = 14$

կՕՄ արժեքների, ունակությունների տուփի հաստատուն ունակության դեպքում, քանի որ ունակությունները փոխելիս փոխվում է նաև R_x ՀԶԴ-ի արժեքը:

Աղյուսակ 2.5

C_x -ի չափման արդյունքները

i	$C_{01} = 0,001$ մկՖ	$C_{02} = 0,005$ մկՖ	$C_{03} = 0,01$ մ կՖ	$C_{04} = 0,05$ մկՖ	$C_{05} = 0,1$ մկՖ
1	0,0010091	0,005004	0,009988	0,049934	0,099592
2	0,0010028	0,005012	0,010038	0,049965	0,099902
3	0,0010011	0,004997	0,010002	0,049962	0,098918
4	0,0010091	0,005012	0,009998	0,049871	0,099589
5	0,0009908	0,005013	0,010028	0,049881	0,100002
6	0,0010011	0,004991	0,010012	0,049892	0,099811
7	0,0010035	0,004993	0,009989	0,049861	0,099693
8	0,0009921	0,005002	0,009989	0,049884	0,099613
9	0,0009991	0,005007	0,010018	0,049892	0,099792
10	0,0010028	0,005019	0,010048	0,049878	0,099702
...
...
21	0,0010011	0,004997	0,010023	0,049939	0,099709
22	0,0009997	0,004991	0,009992	0,049867	0,099866
23	0,0010028	0,004982	0,010029	0,049899	0,099763
24	0,0010091	0,005011	0,010018	0,049833	0,099785
25	0,0009928	0,005012	0,010021	0,050012	0,099759
26	0,0010021	0,005001	0,010012	0,049951	0,099112
27	0,0010021	0,005004	0,009998	0,049890	0,099666
28	0,0009925	0,005009	0,010011	0,049881	0,099896
29	0,001010	0,004997	0,009978	0,049901	0,099881
30	0,001002	0,004992	0,010029	0,049831	0,099976
N_0 , մկՖ	0,0010024	0,0050035	0,0100104	0,049902	0,099702
$\Delta_0 = N_0 - C_0$, մկՖ	$2,4 \cdot 10^{-6}$	$3,5 \cdot 10^{-6}$	$10,44 \cdot 10^{-6}$	$-98 \cdot 10^{-6}$	$-298 \cdot 10^{-6}$
$\sigma(N_i)$, մկՖ	0,0000032	0,000013	0,000021	0,000072	0,000290
$\Delta_C = \pm(\Delta_0 + 2\sigma)$, մկՖ	$8,8 \cdot 10^{-6}$	$29,5 \cdot 10^{-6}$	$52,44 \cdot 10^{-6}$	$242 \cdot 10^{-6}$	$878 \cdot 10^{-6}$
$\gamma_C = \frac{\Delta_C}{C_0} \cdot 100$, %	0,88	0,6	0,52	0,48	0,878

Սկզբում չափվել է ունակությունների հավաքատուփի $tg\delta$ -ն՝ առանց դրան զուգահեռ դիմադրություն միացնելու: C_x -ի կարգավորումով տեղադրվել է $tg\delta = tg\delta_1 = 0,01$ արժեքը. դա ստացվել է $C_x = 0,0044$ մկՖ արժեքի դեպքում, որը ամբողջ չափումների ընթացքում պահպանվել է անփոփոխ: Որոշվել է ունակության այդ արժեքի դեպքում P513 տուփի ներքին ՀՁԴ-ն՝

$$R_{x1} = \frac{1}{\omega C_x tg\delta_1} = 3618992 \text{ Օմ:}$$

Աղյուսակ 2.6

$tg\delta$ -ի չափման արդյունքները (R_x -ի արժեքները բերված են Օմ-երով)

N	$tg\delta_1 = 0,01$ $R_{x1} = 3618992$	$tg\delta_2 = 0,02$ $R_{x2} = 1809496$	$tg\delta_3 = 0,03$ $R_{x3} = 1206331$	$tg\delta_4 = 0,04$ $R_{x4} = 904748$	$tg\delta_5 = 0,05$ $R_{x5} = 723798$
1	0,00998	0,01981	0,02992	0,03972	0,04972
2	0,01001	0,01975	0,02912	0,03986	0,04984
3	0,01012	0,01997	0,03007	0,03981	0,04959
4	0,01022	0,02011	0,02981	0,03979	0,04963
5	0,00987	0,01976	0,02998	0,03974	0,04988
6	0,01009	0,01988	0,02995	0,04002	0,04952
7	0,01025	0,01991	0,02983	0,03977	0,04964
8	0,00966	0,01971	0,02999	0,03985	0,04992
9	0,01034	0,01992	0,02997	0,03992	0,04951
...
...
22	0,00945	0,01994	0,02994	0,03983	0,04964
23	0,01016	0,01975	0,02988	0,03971	0,04997
24	0,01041	0,01996	0,02971	0,03975	0,04953
25	0,00942	0,02001	0,02996	0,04005	0,04977
26	0,00953	0,01974	0,03004	0,03973	0,04974
27	0,01008	0,01977	0,02974	0,03989	0,04968
28	0,00955	0,01982	0,02988	0,03982	0,04947
29	0,00942	0,01981	0,03008	0,03974	0,04999
30	0,01004	0,01973	0,02977	0,03971	0,04967
N_0	0,01	0,01985	0,02988	0,03982	0,04969
$\Delta_0 = N_0 - tg\delta$		-0,00012	-0,00018	-0,00031	-0,00015
$\sigma(N_i)$		0,00010	0,00018	0,00022	0,00047
$\Delta_{tg\delta} = \pm(\Delta_0 + 2\sigma)$		0,00032	0,00054	0,00075	0,00109
$\gamma_{tg\delta} = \frac{\Delta_{tg\delta}}{tg\delta} \cdot 100, \%$		1,6	1,8	1,875	2,18

Ընդ որում, չափումների հուսալիության նպատակով տվյալ չափումը կատարվել է 30 անգամ և որոշվել R_{x1} -ի միջին արժեքը: Այնուհետև P513 տուփին զուգահեռ միացվել են և հերթականորեն ավելացվել մեկական $R_{x1} = 3618992$ Օմ մեծությամբ դիմադրություններ՝ ապահովելով ունակության հավաքատուփի ՀՁԴ-ի հետևյալ արժեքներ՝ $R_{x2} = R_{x1}/2$, $R_{x3} = R_{x1}/3$, $R_{x4} = R_{x1}/4$, $R_{x5} = R_{x1}/5$: Այդ արժեքների համար չափվել են $tg\delta$ -ի արժեքները՝ կատարելով յուրաքանչյուր կետում նույնպես $n = 30$ չափում: Չափումների և հաշվարկների արդյունքները ներկայացված են աղյ. 2.6-ում:

Աղյուսակ 2.5 և 2.6-ի տվյալները վկայում են, որ մշակված սարքում օգտագործված մեթոդը և չափման սկզբունքը կարելի է կիրառել LabView ծրագրային միջավայրում ցածրավոլտ կոնդենսատորների ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի չափումներ կատարելու նպատակով: Այդ չափումների հիմնական հարաբերական սխալանքի սահմանային արժեքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ չի գերազանցում համապատասխանաբար 0,88% և 2,18% արժեքները, ընդ որում սխալանքները հետզհետե մեծանում են՝ սանդղակների ծայրամասերին մոտենալիս:

Մշակված սարքում օգտագործված մեթոդը և չափման սկզբունքը օգտագործվել են նաև ունակային առաջնային կերպափոխիչի ունակության չափման համար [140], որը նույնպես մոդելավորվել է LabView ծրագրային միջավայրում [86]:

2.6. Երկրորդ գլխի եզրակացություններ

1. Մշակվել են դիէլեկտրական պարամետրերի լայնախիմապուլսային կերպափոխումով չափիչներ, որոնցում իրականացված չափման կապուղու ժամանակային բաժանման շնորհիվ բացառվել է պոտենցիալային և հոսանքային անալոգային ազդանշանների օգտագործման անհրաժեշտությունը:

2. Կատարվել է մշակված չափիչների գործառության տեսական հետազոտություն, ստացվել են չափվող դիէլեկտրական պարամետրերի որոշման ալգորիթմներ, որոնք թույլ են տալիս, չափելով միայն երկու սինուսոիդային լարումների փուլային շեղման անկյուն, իրականացնել այդ պարամետրերի անջատ չափումներ,

ինչպես նաև տեսականորեն հետազոտել մշակված սարքերի չափագիտական բնութագրերը:

3. Մշակվել է սարքի չափողական շղթայի պարամետրերի հաշվարկի մեթոդակարգ, որն ապահովում է փուլային շեղման անկյան սանդղակի ռացիոնալ օգտագործում, միևնույն սանդղակը հետազոտվող դիէլեկտրիկի ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի պահանջվող տիրույթների հետ համաձայնեցում:

4. Կատարվել է մշակված չափիչի ելքային լայնախիմպուլսային ազդանշանների թվային եղանակով չափման մեթոդների համեմատական չափագիտական հետազոտություն, որի արդյունքով հիմնավորվել է հաստատուն չափման ժամանակով իրականացվող մեթոդի ընտրության նպատակահարմարությունը:

5. Մշակվել է չափիչի գործառական սխեման, որում չափողական գործընթացի կառավարումը, չափման տիրույթների ընտրությունը, փուլային շեղման անկյունը ժամանակային տևողության կերպափոխումը, չափման արդյունքների մշակումն ըստ ստացված ալգորիթմների իրականացվում է ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերի միջոցով, ինչը թույլ է տալիս էապես կրճատել ապարատային ծախսերը:

6. Իրականացվել է մշակված սարքի գործառության մոդելավորումը LabView ծրագրային միջավայրում, արդյունքները ցույց են տալիս, որ սարքում օգտագործված մեթոդի և չափման սկզբունքի կիրառությամբ LabView միջավայրում ցածրավոլտ կոնդենսատորների ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի չափումներ կատարելիս հիմնական հարաբերական սխականքի սահմանային արժեքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ չի գերազանցում համապատասխանաբար 0,88% և 2,18%, ընդ որում ամենամեծ սխալանքները ստացվում են սանդղակների ծայրամասերում:

ԳԼՈՒԽ 3

ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԼԱՅՆԱԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽՈՒՄՈՎ ՉԱՓԻՉԻ ԳՈՐԾԱՌԱԿԱՆ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐԻ ԵՎ ՍԿՁԲՈՒՆՔԱՅԻՆ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՍԽԵՄԱՅԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

ԴԵՊԼԻԿ սարքը բաղկացած է չորս հիմնական հանգույցներից.

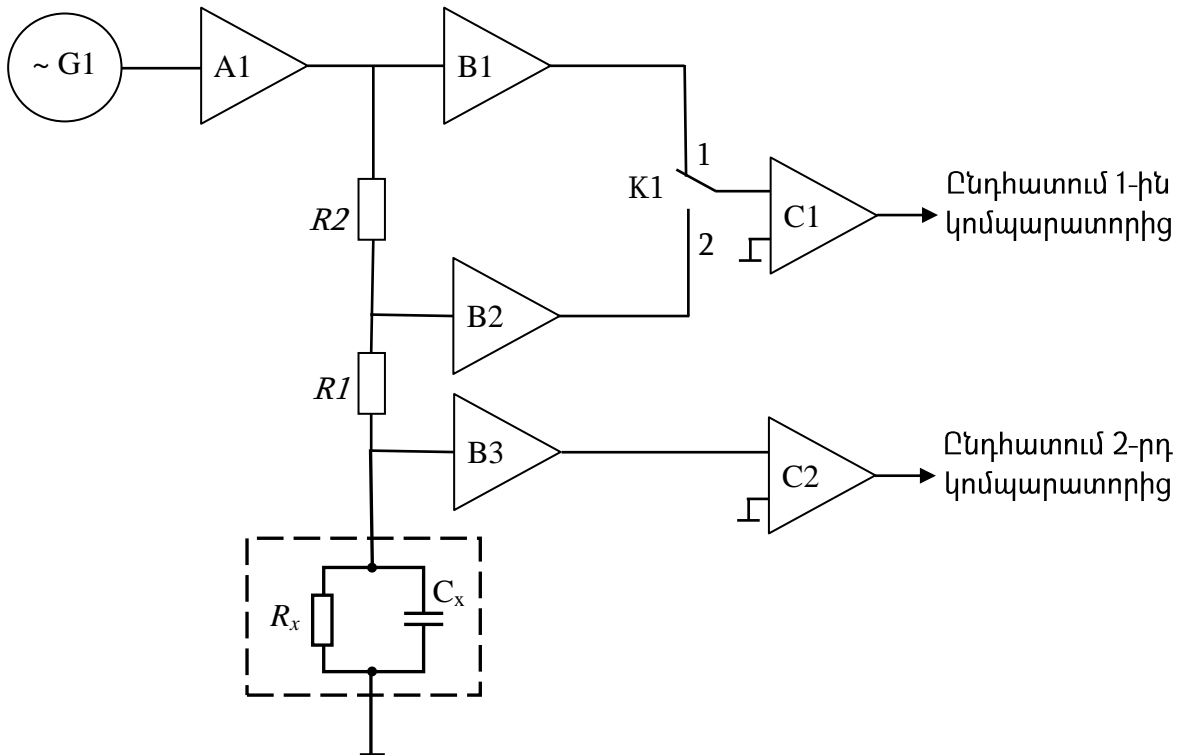
- չափողական շղթա,
- ազդանշանի մշակման հանգույց,
- ցուցանշման հանգույց,
- սնուցման հանգույց:

3.1. Չափողական շղթա

Չափողական շղթան կազմված է հենանիշային գեներատորից (G), լարման բաժանիչից (չափման օբյեկտ, ռեզիստորներ), էլեկտրոնային փոխանջատիչից (K1) և երեք բուֆերից (լարման կրկնիչ) (B1, B2, B3) (նկ. 3.1): C1, C2 կոմպարատորները և K2 կոմուտատորը ներկառուցված են միկրոկոնտրոլերում (ՄԿ):

Չափողական շղթայի սկզբունքային էլեկտրական սխեման պատկերված է նկ. 3.2-ում: Ինչպես նշվել է գլուխ 2-ում, դիէլեկտրական պարամետրերի չափման արդյունքը կախված է չափման սինուսոիդային հոսանքի հաճախությունից: Ուստի առաջանում է այդ հաճախության կայունացման կամ չափման գործընթացում դրա հսկողության խնդիր: Հաշվի առնելով այս հանգամանքը, որպես ՉՇ-ի սնման աղբյուր օգտագործվել է **AD9833** մակնիշի սինուսոիդային ազդանշանների ծրագրավորվող գեներատորի միկրոսխեմա [135]: Դրա առավելությունը կայանում է նրանում, որ հաճախությունը տեղադրվում է միկրոկոնտրոլերի կողմից, որն օգտագործվում է մշակված սարքում չափման գործընթացի կառավարման և չափումների արդյունքների մշակման համար: Շնորհիվ այդպիսի տեխնիկական լուծման, վերանում է գեներատորի հաճախության հսկողության անհրաժեշտությունը և բացառվում է չափողական շղթան սնող գեներատորի հաճախության անկայունությունից առաջացող չափման սխալանքը: Միկրոսխեմայի հիմնական հնարավորությունները՝

- թվային ինտերֆեյսի միջոցով հաճախության և փուլի ծրագրավորում,
- ցածր էներգասպառողություն՝ 12,65 մՎտ սնման 3 Վ լարման դեպքում,
- ելքային հաճախության ընդգրկույթը՝ 0...12,5 ՄՀց,
- 28 – բիտային լուծողունակություն ըստ հաճախության,
- սնման լարման ընդգրկույթը՝ 2,3...5,5 Վ,
- գրեթե չի պահանջում արտաքին սարքամասեր,
- եռահաղորդալար հաջորդական ինտերֆեյս SPI, որը կարող է աշխատել մինչև 40 ՄՀց հաճախությամբ,
- ընդլայնված ջերմաստիճանային ընդգրկույթ՝ - 40°C...+ 105°C:



Նկ. 3.1. Սարքի չափողական շղթայի գործառական սխեման

Միկրոսխեմայի մուտքին ՄԿ-ից մատուցվում է “MCLK” տակտային 5 ՄՀց հաճախություն, և “SDATA, SCLK, FSYNC” ազդանշանների օգնությամբ ՄԿ-ն բեռնավորում է միկրոսխեմայի ռեգիստրում համապատասխան գործակիցներ: Արդյունքում, միկրոսխեմայի ելքում ձևավորվում է հենանիշային հաճախությամբ սինուսոիդային տեսքի լարում՝ պահանջվող 1000 Հց հաճախությամբ և 1,5 Վ ամպլիտուդային արժեքով: OP27 մակնիշի միկրոսխեմայի վրա կատարված

Մի շարք ճշգրիտ ԳՈՒ-ների միկրոսխեմաների հիմնական բնութագրերը

Պարամետրի անվանումը	Միկրոսխեմայի տիպը						
	AD8597 AD8599	OP27	OP285	OP275	OP467	AD8519 AD8529	LF355
Սնուցման լարումը, Վ	9-36	8-44	9-36	9-44	9-36	2,7-12	3-16
Զրոյի շեղման մուտքային լարումը, մկՎ	120	10	250	1000	500	1100	3000
Զրոյի շեղման լարման ջերմաստիճանային դրեյֆը, մկՎ/°C	0,8	0,2	1	2	3,5	2	5
Հաճախությունների շերտը, ՄՀց	10	8	9	9	28	8	4
Առավելագույն ծախսվող հոսանքը (մեկ ուժեղարարի), մԱ	5,7	5,7	2,5	2,5	2,5	1,2	4
Աղմուկային լարման սպեկտրալ խտությունը (1 կՀց-ի դեպքում), նՎ.Հց ^{1/2}	1,07	3,2	6	6	6	10	6
Աղմուկային հոսանքի սպեկտրալ խտությունը (1 կՀց-ի դեպքում), պԱ.Հց ^{1/2}	2,3	0,4	0,005	0,8	0,4	0,4	1,2
Մուտքային դիմադրությունը (1 կՀց-ի դեպքում), Օհմ	465	8000	6667	4000	7500	25000	10 ¹²

Աղյ. 3.1-ի ցուցանիշների բազմակողմանի վերլուծության արդյունքում մշակվող սարքի բուֆերների համար որպես ԳՈՒ ընտրվել է դաշտային տրանզիստորներով մուտքային կասկադ ունեցող **LF355** միկրոսխեման [145]:

Չափողական շղթայի էլեկտրական սխեմայում (նկ. 3.2) K1 փոխանջատիչը կառավարվում է ՄԿ-ի կողմից “SWCX” ազդանշանով և իրականացնում է R2 ռեզիստորի փոխանջատումը՝ իրականացնելով φ_1 կամ φ_2 անկյան չափման ռեժիմ: Չափողական շղթայի ելքային ազդանշանները B1 (կամ B2) և B3 բուֆերների (DA4, DA5, DA6) միջոցով մատուցվում են ՄԿ-ում ներկառուցված C1 և C2 կոմպարատորների մուտքերին: Աղյուսակ 3.2-ում բերված է չափողական շղթայի էլեկտրական սխեմայում օգտագործված տարրերի ցանկը:

Աղյուսակ 3.2

Չափողական շղթայի էլեկտրական սխեմայի տարրերի ցանկը

Նշանակումը	Անվանումը	Մակնիշը	Հիմնական պարամետրի անվանական արժեքը
DD1	Սինուսոիդային լարման կառավարվող գեներատոր	AD9833	
DA3	Գործուֆ. ուժեղարար	OP27	
DA4, DA5, DA6	Գործուֆ. ուժեղարար	LF355	
VD2, VD3, VD4	Դիոդ	BAT54S	
R1	Ռեզիստոր	ՄՊՏ-0125	8,2 կՕմ
R2'	Ռեզիստոր	ՄՊՏ-0125	19,1 կՕմ
R1V, R2V'	Ռեզիստոր	СП5-2В5	2 կՕմ
R3	Ռեզիստոր	RES-SMD-0805	10 կՕմ
R4	Ռեզիստոր	RES-SMD-0805	7,5 կՕմ
R5	Ռեզիստոր	RES-SMD-0805	30 կՕմ
R6, R7, R8	Ռեզիստոր	RC-0805	2 կՕմ
C4, C6, C7, C15, C16, C17, C18, C19, C20, C21. C22	Կոնդենսատոր	GRM-0805	0,1 մկՖ
C5	Կոնդենսատոր	GRM-0805	0,01 մկՖ
C8	Կոնդենսատոր	GRM-0805	0,005 մկՖ
C13	Կոնդենսատոր	GRM-0805	750 պկՖ

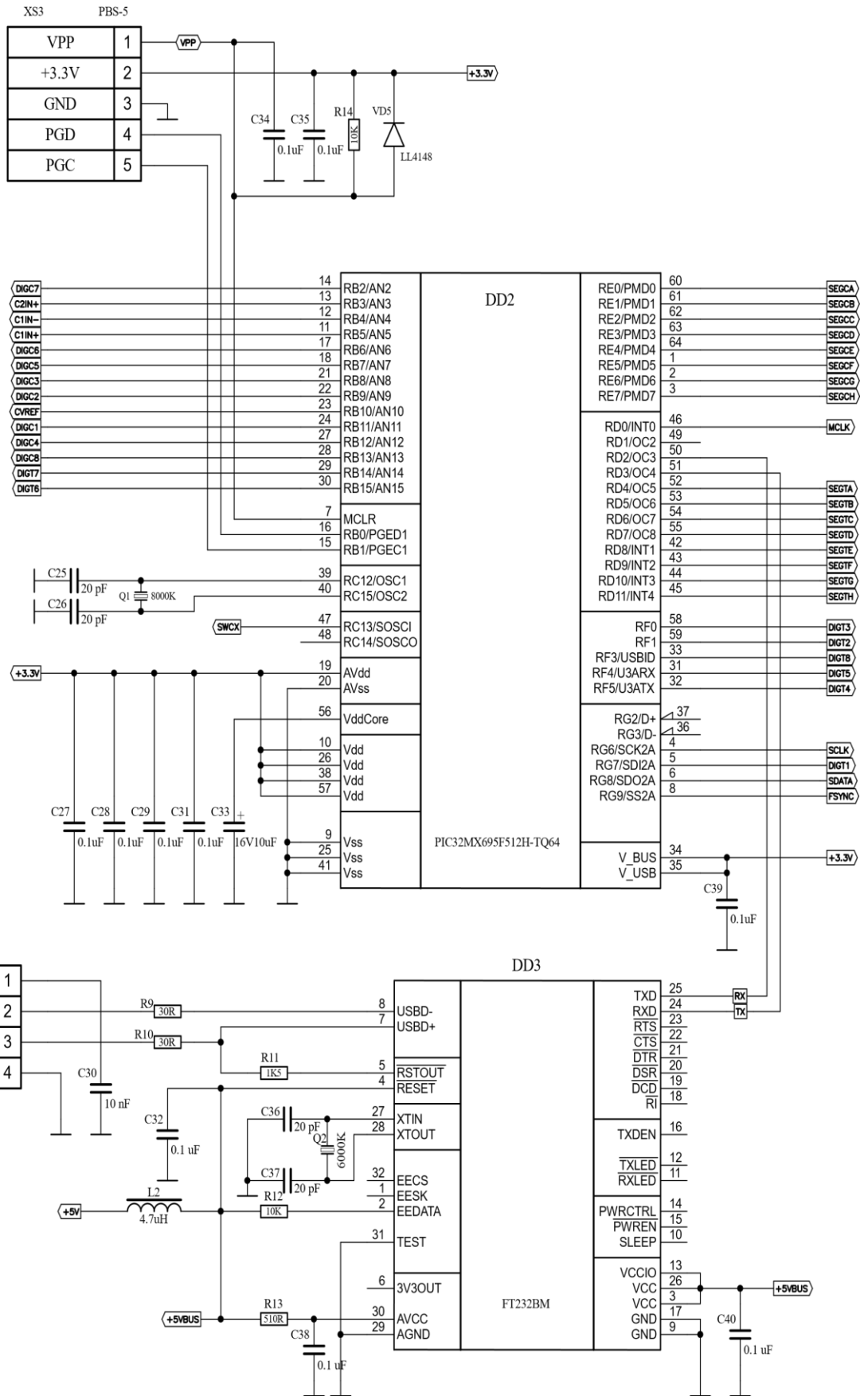
3.2. Ազդանշանի մշակման հանգույց

Ազդանշանի մշակման հանգույցը կատարված է PIC32MX695F512H մակնիշի ՄԿ-ի վրա (նկ. 3.3, DD2 միկրոսխեմա), որի հիմնական պարամետրերը ներկայացված են աղյ. 3.3-ում [146]:

Աղյուսակ 3.3

PIC32MX695F512H միկրոկոնտրոլերի հիմնական պարամետրերը

Կենտրոնական պրոցեսոր. Միջուկ	PIC32
Կենտրոնական պրոցեսոր. Հաճախություն, ՄՀց	0...80
Հիշողություն. Flash, կԲայթ	512
Հիշողություն. RAM, կԲայթ	128
Մուտք/Ելք (I/O) (max), <i>հայր</i>	53
Թայմերներ. 16-բիթ , <i>հայր</i>	5
Թայմերներ. Լայնախմբային մոդուլացման կապուլիներ , <i>հայր</i>	5
Թայմերներ. Real-Time Clocks (RTC)	Այո
Ինտերֆեյսներ. Universal asynchronous receiver/transmitter (UART) , <i>հայր</i>	6
Ինտերֆեյսներ. Serial Peripheral Bus (SPI) , <i>հայր</i>	3
Ինտերֆեյսներ. Inter-Integrated Circuit (I²C) , <i>հայր</i>	4
Ինտերֆեյսներ. Universal Serial Bus (USB) , <i>հայր</i>	1
Ինտերֆեյսներ. Ether-Network (Ethernet) , <i>հայր</i>	1
Ինտերֆեյսներ. Direct Memory Access (DMA) , <i>հայր</i>	8
Անալոգային մուտքեր. ԱԹԿ-ի կարգեր , <i>բիթ</i>	10
Անալոգային մուտքեր. ԱԹԿ-ի կապուլիներ , <i>հայր</i>	16
Անալոգային մուտքեր. ԱԹԿ-ի արագագործությունը , կերպափոխում/վայրկյան	10 ⁶
Անալոգային մուտքեր. Անալոգային կոմպարատոր , <i>հայր</i>	2
Սնուցման լարումը, <i>Վ</i>	2,3...3,6
Հոսանքի ծախսը, <i>մԱ</i>	36
Շահագործման ջերմաստիճանային տիրույթը, °C	-40...+85



Նկ. 3.3. Ազդանշանի մշակման հանգույցի սկզբունքային էլեկտրական սխեման

ՄԿ-ի տակտային ազդանշանի ճշգրտության բարձրացման նպատակով սխեմայում նախատեսված է արտաքին Q1 կվարցային ռեզոնատորը՝ 8 ՄՀg հաճախությամբ: ՄԿ-ի ներսում այդ հաճախությունը բազմապատկվում է 10-ով, ստացվում է 80 ՄՀg, որով աշխատում են ՄԿ-ն, միջուկը, հաշվիչները և ամբողջ ծայրամասային սարքերը: Դա այն առավելագույն հաճախությունն է, որով կարող է աշխատել տվյալ ՄԿ-ն (աղյ. 3.3):

ՄԿ-ն իր կազմում ունի երկու կոմպարատոր՝ ըստ մուտքերի փոխանջատման սարքավորումներով: Երկու կոմպարատորի համար էլ հենանիշային լարումը ձևավորվում է ՄԿ-ում: Այդ նույն լարումը տրվում է հենանիշային հաճախության ուժեղարարի դրական մուտքին (“CVREF” ազդանշան): Դրանով իսկ հենանիշային հաճախության ազդանշանը շեղվում է հենանիշային լարման չափով: Շնորհիվ դրան, կոմպարատորների գործարկումը իրականացվում է սինուսոիդային ազդանշանի զրոյական կետում: Առաջին կոմպարատորից ստացվող ընդհատման ազդանշանով թողարկվում է ՄԿ-ի ներսում հաշվիչը և սկսվում է իմպուլսների հաշվարկը 80 ՄՀg հաճախության տակտային գեներատորից: Երկրորդ կոմպարատորի գործարկումից ստացվող ընդհատումով հաշվիչը կանգնում է, և հաշվիչի ցուցմունքի թիվը արտապատկերում է երկրորդ կոմպարատորի ազդանշանի հապաղումը առաջինի նկատմամբ: Հաշվի առնելով, որ մեկ իմպուլսի տևողությունը 12,5 նանովայրկյան է, հենանիշային հաճախության (f) և հապաղման ժամանակի (τ) արժեքներով հաշվվում է երկրորդ կոմպարատորի ազդանշանի փուլը առաջինի նկատմամբ: Փուլային շեղման φ_1 անկյունը չափելիս առաջին կոմպարատորի մուտքին ազդում է DA5 բուֆերի ազդանշանը, իսկ երկրորդ կոմպարատորի մուտքին՝ DA6 բուֆերինը: Փուլային շեղման φ_2 անկյունը չափելիս առաջին կոմպարատորի մուտքին ազդում է DA4 բուֆերի ազդանշանը, իսկ երկրորդ կոմպարատորի մուտքին՝ DA6 բուֆերինը: Փուլերի չափումն իրականացվում է երկու ցիկլով: Յուրաքանչյուր ցիկլում կատարվում է 1000 չափում և ընտրվում է միջին արժեքը, որպեսզի փոքրացվի հաջորդական չափումների փոփոխակումը, որոնք առաջանում են կողմնակի և ներքին աղմուկներից:

Առաջին ցիկլի ընթացքում չափողական շղթայում K1 փոխանջատիչը տեղադրվում է 2 դիրքում (նկ. 3.1): Չափվում է φ_1 անկյունը:

Երկրորդ ցիկլում չափողական շրթայում K1 փոխանջատիչը տեղադրվում է 1 դիրքում: Չափվում է φ_2 անկյունը: Փուլային շեղման անկյունների չափված արժեքներով (2.4) և (2.6) ալգորիթմների միջոցով ՄԿ-ն հաշվում է օբյեկտի ունակության և $tg\delta$ -ի արժեքները: Նկատի ունենալով, որ մեկ չափման ժամանակը կազմում է 1 միլիվայրկյան (հենանիշային հաճախության մեկ պարբերություն), ինֆորմացիայի նորացման ժամանակը կազմում է 2,0 վ (2 ցիկլ x 1000 չափում): Միկրոկոնտրոլերի աշխատանքային ծրագրի վերնագրային ֆայլը բերված է Հավելված 1.1-ում, ծրագիրը՝ Հավելված 1.2-ում: Աղ. 3.4-ում ներկայացված է ազդանշանի մշակման հանգույցի էլեկտրական սխեմայի տարրերի ցանկը:

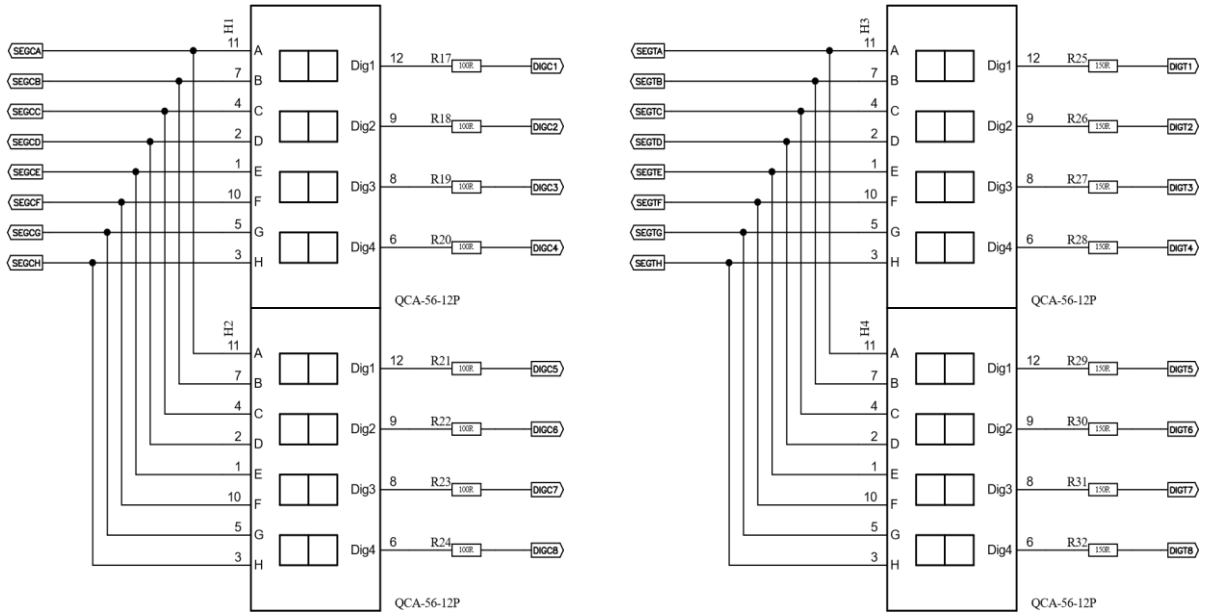
Աղյուսակ 3.4

Ազդանշանի մշակման հանգույցի էլեկտրական սխեմայի տարրերի ցանկը

Նշանակումը	Անվանումը	Մակնիշը	Հիմնական պարամետրի անվանական արժեքը
DD2	Միկրոկոնտրոլեր	PIC32MX695F512H	
DD3	Ինտերֆեյսի սխեմա	FT232BM	
Q1	Կվարցային ռեզոնատոր		8000 կՀց
Q2	Կվարցային ռեզոնատոր		6000 կՀց
VD5	Դիոդ	LL4148	
L2	Ինդուկտիվություն	EC-24	4.7 մկՀն
XS2	Խցակային հարակցիչ	USB-B	
XS3	Խցակային հարակցիչ	PBS-5	
R9, R10	Ռեզիստոր	RC-0805	30 Օմ
R11	Ռեզիստոր	RC-0805	1,5 կՕմ
R12, R14	Ռեզիստոր	RC-0805	10 կՕմ
R13	Ռեզիստոր	RC-0805	510 Օմ
C25, C26, C36, C37	Կոնդենսատոր	GRM-0805	20 պկՖ
C27, C28, C29, C31, C32, C34, C35, C38, C39, C40	Կոնդենսատոր	GRM-0805	0,1 մկՖ
C30	Կոնդենսատոր	GRM-0805	0,01 մկՖ
C33	Կոնդենսատոր	16 վ	10 մկՖ

3.3. Ցուցանշման հանգույց

Սարքի չափման արդյունքի ցուցանշման համար օգտագործված է յոթսեգմենտային լուսադիոդային ցուցասարք (նկ. 3.4, աղ. 3.5):



Նկ. 3.4. Ցուցանշման հանգույցի էլեկտրական միացումների սխեման

Սարքի դիմային պանելի վրա տեղադրված է երկու ցուցասարք՝ յուրաքանչյուրը 8 թվային դիրքով: Առաջին ցուցասարքը լուսավորում է կանաչ լույսով, նախատեսված է ունակության ցուցանշման համար: Երկրորդ ցուցասարքը լուսավորում է կարմիր լույսով, նախատեսված է կորուստների անկյան տանգենսի ցուցանշման համար: Երկու ցուցասարքն էլ կառավարվում են ՄԿ-ի կողմից:

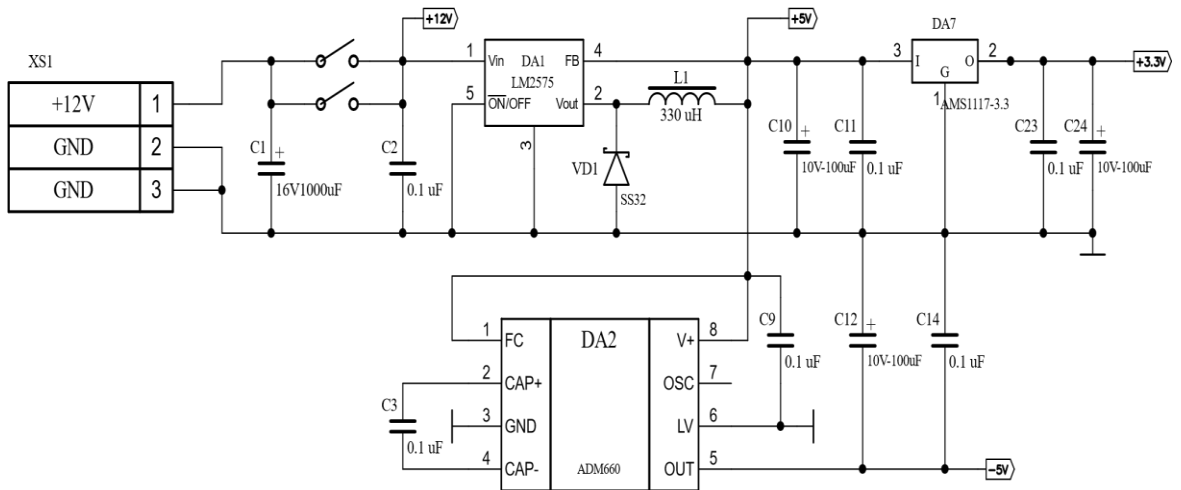
Աղյուսակ 3.5

Ցուցանշման հանգույցի էլեկտրական սխեմայի տարրերի ցանկը

Նշանակումը	Անվանումը	Մակնիշը	Հիմնական պարամետրի անվանական արժեքը
H1, H2	Ցուցասարք	QCA-56	Կանաչ լույս
H3, H4	Ցուցասարք	QCA-56	Կարմիր լույս
R17 – R24	Ռեզիստոր	RC-0805	100 Օմ
R25 – R32	Ռեզիստոր	RC-0805	150 Օմ

3.4. Սնուցման հանգույց

Սարքի սնուցումն իրականացվում է 12 Վ հաստատուն լարումով: Սարքը փոփոխական 220 Վ լարումով, 50 Հg հաճախությամբ արդյունաբերական էլեկտրական ցանցին միացվում է HD-020A-12WF մակնիշի կերպափոխիչի միջոցով, որը 100...240 Վ լարումը կերպափոխում է հաստատուն 12 Վ-ի՝ ապահովելով մինչև 2 Ա սնուցման հոսանք: Սնուցման հանգույցի սխեման բերված է նկ. 3.5-ում, օգտագործված տարրերի ցանկը՝ աղյ. 3.6-ում:



Նկ. 3.5. Սնուցման հանգույցի էլեկտրական սխեման

Աղյուսակ 3.6

Սնուցման հանգույցի էլեկտրական սխեմայի տարրերի ցանկը

Նշանակումը	Անվանումը	Մակնիշը	Հիմնական պարամետրի անվանական արժեքը
DA1	Լարման կայունարար	LM2575H	
DA2	Ինվերտոր	ADM660	
DA7	Լարման կայունարար	AMS1117-3.3	
VD1	Դիոդ	SS32	
L1	Ինդուկտիվություն	RCH-R	330 մկՀն
C1	Կոնդենսատոր		1000 մկՖ
C2, C3, C9, C11, C14, C23	Կոնդենսատոր	GRM0805	0,1 մկՖ
C10, C12, C24	Կոնդենսատոր		100 մկՖ
XS1	Խցակային հարակցիչ	DJK01	

Լարման DA1 “LM2575” կայունարարը ձևավորում է +5 Վ լարում: Այդ լարումով սնվում է հենանիշային լարման գեներատորը: Երկրորդ կայունարարը՝ DA7 “AMS1117-3.3”, ձևավորում է +3,3 Վ լարում՝ ՄԿ-ի սնուցման համար: DA2 “ADM660” ինվերտորը ձևավորում է -5 Վ լարում՝ գործութային ուժեղարարների երկբևեռ սնուցման համար:

3.5. Սարքի համակցումը անհատական համակարգչի հետ

DD3 “FT232BM” միկրոսխեմայի վրա կազմված է սխեմա ազդանշանի մշակման հանգույցը համակարգչի USB պորտին միացնելու համար (նկ. 3.3): Սխեմայում օգտագործվել է արտաքին Q2 կվարցային ռեզոնատոր՝ 6 ՄՀց հաճախությամբ, որը միացված է «USB պորտ – COM պորտ» կերպափոխիչին՝ համակարգչի հետ կապի համար: Քանի որ USB սարքերը աշխատում են 48 ՄՀց տակտային հաճախությամբ, կվարցային ռեզոնատորի հաճախությունը բազմապատկվում է 8-ով: Այդ նույն հաճախությունն օգտագործվում է COM պորտի տակտավորման համար՝ տվյալների հաղորդման 9600 բիթ/վ արագություն ապահովելու համար:

Կազմվել է հատուկ ծրագիր, որի միջոցով կարելի է համակարգչի էկրանին դուրս բերել մանրամասն տեղեկություն չափումների և հաշվարկների վերաբերյալ (նկ. 3.6): Ստորև բերված է սարքի Windows օպերացիոն համակարգում աշխատանքային ծրագրի վերնագրային ֆայլը, աշխատանքային ծրագիրը բերված է Հավելված 1.3-ում:

Windows օպերացիոն համակարգում չափիչ սարքի աշխատանքային ծրագրի վերնագրային ֆայլը

```
// CxMeterDlg.h : header file
//
#pragma once
#include "afxcmn.h"
#include <fstream>
#include <string>
#include "afxwin.h"
using namespace std;
#define GetResp          0x00 // Get Respect code
#define GetID            0x01 // Get ID Code
#define GetVers          0x02 // Get Hardware version
#define GetConStatus     0x03 // Get Communication Status
#define Respect          0x54 // Respect code
#define IdCode           0x12 // ID Code
#define Version          0x11 // Hardware version
```

```

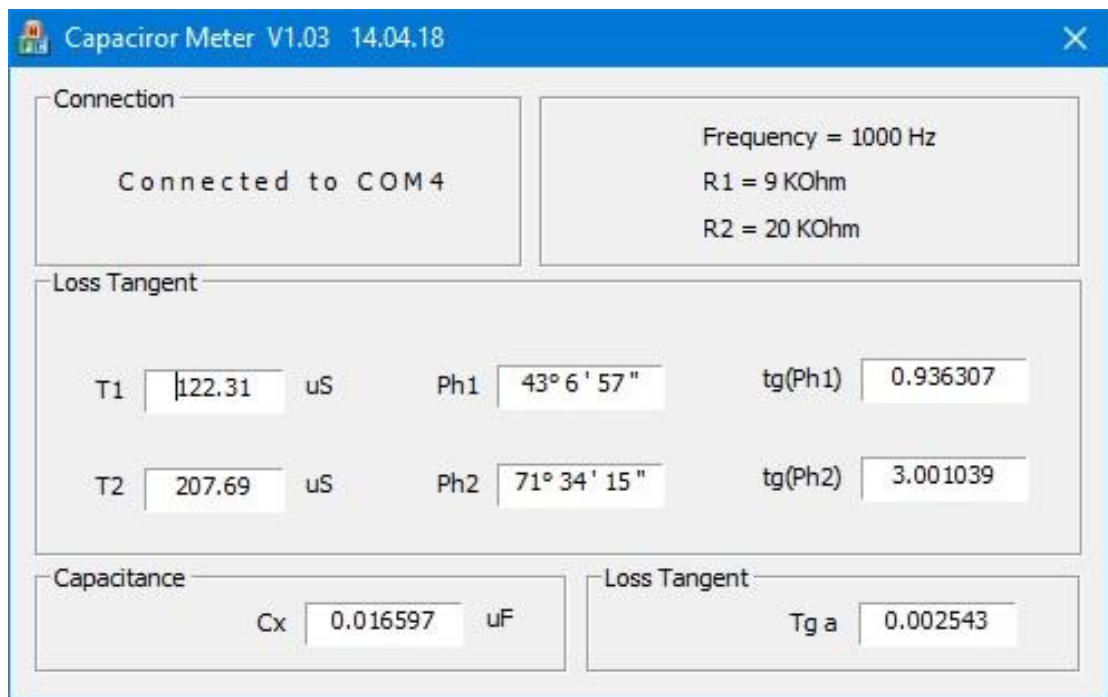
#define ConStatus      0xA5 // Communication Status Code
#define AllDev         0x10 // All Devices
#define SetFrequency   0x80 // Set Frequency Code
#define GetFrequency   0x80 // Get Frequency Code
#define GetT1          0x81 // Get Cx Phase 1 Time
#define GetT2          0x82 // Get Cx Phase 2 Time
#define GetPh1         0x85 // Get Cx Phase 1
#define GetPh2         0x86 // Get Cx Phase 2
#define GetCx          0x89 // Get Capacitance
#define GetTa          0x8A // Get Loss Tangent
#define Time           20 // Timer Period ms
#define pi             3.1415926535897932384626433832795
// CCxMeterDlg dialog
class CCxMeterDlg : public CDialog
{
// Construction
public:
    CCxMeterDlg(CWnd* pParent = NULL); // standard constructor
// Dialog Data
    enum { IDD = IDD_CxMeter_DIALOG };
protected:
    virtual void DoDataExchange(CDataExchange* pDX); // DDX/DDV
support
    virtual void OnOK();
    virtual void OnCancel();
// Implementation
protected:
    HICON m_hIcon;
// Generated message map functions
    virtual BOOL OnInitDialog();
    afx_msg void OnSysCommand(UINT nID, LPARAM lParam);
    afx_msg void OnPaint();
    afx_msg HCURSOR OnQueryDragIcon();
    DECLARE_MESSAGE_MAP()
public:
    HANDLE hPort;
    afx_msg void OnClose();
    afx_msg void OnTimer(UINT_PTR nIDEvent);
public:
    unsigned char TimerCounter;
//CProgressCtrl m_CapProgress;
//CProgressCtrl m_TgProgress;
    bool PortConnected;
    bool RS232Err;
    void ReadFrquency(void);
    void ReadT1(void);
    void ReadT2(void);
    void ReadPh1(void);
    void ReadPh2(void);
    void ReadCx(void);
    void ReadTa(void);

```

```

bool RS232Transfer(byte Device, byte ID, unsigned int Addr,
byte Length);
void Byte_CRC(char NextByte);
bool SetComStatus(CString sPort);
bool SetTimeOut();
bool CheckConnection(void);
bool Connect(void);
CString Port;
byte CRC_Hi, CRC_Lo;
unsigned char RS232Buf[256];
//int m_iFr50Radio, m_iFr100Radio, m_iFr1000Radio;
bool DataUpdate;
//afx_msg void OnBnClickedFr50Radio();
//afx_msg void OnBnClickedFr100Radio();
//afx_msg void OnBnClickedFr1000Radio();
//
afx_msg void OnBnClickedFreqbutton();
double Frequency;
};

```



Նկ. 3.6. Սարքի ծրագրի գլխավոր պատուհանի տեսքը Windows օպերացիոն համակարգում

3.6. Երրորդ գլխի եզրակացություններ

1. Մշակվել են ԴԷՊԼԻՉ-ի գործառական հանգույցները և սկզբունքային էլեկտրական սխեման, հիմնավորվել է հանգույցների տարրերի ընտրությունը, որպես չափողական շղթայի սնուցման աղբյուր ՄԿ-ի կողմից ծրագրային կառավարումով

սինուսոիդային ազդանշանների գեներատորի կիրառումը թույլ է տվել բացառել աղբյուրի հաճախության փոփոխման ազդեցությունը չափման արդյունքի վրա:

2. Կազմվել է միկրոկոնտրոլերի աշխատանքային ծրագիրը, իրականացվել է սարքի համակցումը անհատական համակարգչի հետ, կազմվել է Windows օպերացիոն համակարգում սարքի աշխատանքային ծրագիրը, որի միջոցով կարելի է համակարգչի էկրանին դուրս բերել մանրամասն տեղեկություն չափումների և հաշվարկների ընթացքի ու արդյունքների վերաբերյալ:

ԳԼՈՒԽ 4

ԴԻԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԼԱՅՆԱԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽՈՒՄՈՎ ՉԱՓՄԱՆ ՍԱՐՔԻ ՉԱՓԱԳԻՏԱԿԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆԸ

4.1. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափման սարքի չափագիտական բնութագրերի տեսական հետազոտությունը

Սարքի գլխավոր չափագիտական բնութագիրը դիէլեկտրիկի ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի չափման սխալանքի սահմանն է, քանի որ դրանք հանդիսանում են հետազոտվող դիէլեկտրիկի մեկուսիչ հատկությունների չափանիշ: Այդ սխալանքը պայմանավորված է (2.4) և (2.6) ալգորիթմներում առկա պարամետրերի կայունությամբ: Այդ ալգորիթմները ներկայացնենք հետևյալ տեսքով՝

$$C_x = \frac{K_1}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}, \quad (4.1)$$

$$tg\delta = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) ctg\varphi_2 - \frac{R_1}{R_2} ctg\varphi_1 = (1 + K_2) ctg\varphi_2 - K_2 ctg\varphi_1 = ctg\varphi_2 - K_2 (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2), \quad (4.2)$$

որտեղ φ_1 -ը φ անկյան արժեքն է փոխանջատիչի ω - դիրքում, φ_2 -ը՝ ρ - դիրքում,

$$K_1 = \frac{R_2}{\omega R_1 (R_1 + R_2)}, \quad K_2 = \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{նկ. 2.2}):$$

Բերված (4.1) և (4.2) արտահյտությունների աջ մասերում գտնվող մեծությունների հնարավոր շեղումների հայտնի արժեքների միջոցով կարելի է տեսականորեն գնահատել սխալանքների սահմանները, որոնք կարող են առաջանալ այդ սարքով չափումներ կատարելիս [3]: Ատենախոսական աշխատանքում մշակվել է այդ սխալանքի տեսական եղանակով հաշվարկի մեթոդակարգ [143]:

Փուլային շեղման φ անկյունը միկրոկոնտրոլերում (ՄԿ) կերպափոխվում է τ ժամանակային միջակայքի: ՄԿ-ում չափվում են τ և T (չափողական շղթայի սնուցման գեներատորի լարման պարբերությունը) ժամանակային միջակայքները դիսկրետ հաշվանքի մեթոդով՝ լցնելով դրանք քվանտացնող իմպուլսների գեներատորի նմուշային f_0 հաճախության իմպուլսներով, օգտագործելով ՄԿ-ի ինտեգրված թայմեր-հաշվիչը: Չափողական շղթայի R_1 և R_2 ռեզիստորների դիմադրությունների հաշվարկի

մեթոդակարգը շարադրված է [75]-ում, այդ դիմադրությունների արժեքներով ապահովվում են հետագոտվող դիէլեկտրիկի (կամ կոնդենսատորի) ունակության և տանգենս դելտայի չափման պահանջվող տիրույթները:

Ակնհայտ է, որ C_x և $tg\delta$ -ի որոշման ճշգրտությունը պայմանավորված է (4.1) և (4.2) ալգորիթմների կայունությամբ և φ անկյան չափման ճշգրտությամբ: Այդ ալգորիթմներում առկա մեծությունների հնարավոր շեղումների հայտնի արժեքներով և φ անկյան չափման ճշգրտությամբ կարելի է տեսականորեն գնահատել սխալանքների սահմանները, որոնք կարող են առաջանալ տվյալ սարքով C_x և $tg\delta$ -ն չափելիս:

C_x ունակության չափման բացարձակ սխալանքը որոշվում է (4.1) ֆունկցիայի լրիվ աճով՝ պայմանավորված դրանում մասնակցող պարամետրերի անկայունությամբ (այդ թվում և թույլտվածքներով)

$$\Delta C_x = \frac{\partial C_x}{\partial \omega} \cdot \Delta \omega + \frac{\partial C_x}{\partial R_1} \cdot \Delta R_1 + \frac{\partial C_x}{\partial R_2} \cdot \Delta R_2 + \frac{\partial C_x}{\partial (ctg \varphi_1)} \cdot \Delta (ctg \varphi_1) + \frac{\partial C_x}{\partial (ctg \varphi_2)} \cdot \Delta (ctg \varphi_2): \quad (4.3)$$

Մասնակի ածանցյալները որոշելիս հարկ է նկատի ունենալ, որ որպես չափողական շղթայի սնուցման աղբյուր օգտագործված է սինուսոիդային ազդանշանների ծրագրավորվող գեներատոր՝ **AD9833** մակնիշի միկրոսխեմա [135], որի հաճախությունը՝ $f = 1000 \ll g$, առաջադրվում է ՄԿ-ի կողմից: Յուրաքանչյուր չափում կատարելիս ՄԿ-ն առաջադրում է գեներատորի հաճախության արժեքը և օգտագործում է այդ արժեքը (4.1) բանաձևով C_x -ը հաշվելիս, որի հետևանքով գեներատորի հաճախության փոփոխությունը չի ազդում C_x -ի չափման ճշգրտության վրա, այսինքն՝ $\Delta(\omega) = 0$:

Գտնենք (4.3) ում մասնակցող մասնակի ածանցյալները:

$$\frac{\partial C_x}{\partial R_1} = -\frac{2R_1 + R_2}{R_1^2 (R_1 + R_2)^2} \cdot \frac{R_2}{\omega} \cdot \frac{1}{ctg \varphi_1 - ctg \varphi_2}, \quad \frac{\partial C_x}{\partial R_2} = \frac{1}{\omega (R_1 + R_2)^2} \cdot \frac{1}{ctg \varphi_1 - ctg \varphi_2},$$

$$\frac{\partial C_x}{\partial (ctg \varphi_1)} = \frac{-K_1}{(ctg \varphi_1 - ctg \varphi_2)^2}, \quad \frac{\partial C_x}{\partial (ctg \varphi_2)} = \frac{K_1}{(ctg \varphi_1 - ctg \varphi_2)^2}:$$

Հաշվի առնելով մասնակի աշանցյալների ստացված արտահայտությունները, (4.3)-ից գտնում ենք ունակության որոշման հարաբերական սխալանքի արտահայտությունը՝

$$\gamma(C_x) = \frac{\Delta C_x}{C_x} = \gamma_R(C_x) + \gamma_\varphi(C_x), \quad (4.4)$$

որտեղ՝

$$\gamma_R(C_x) = -\left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \cdot \gamma(R_1) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \gamma(R_2) \quad (4.5)$$

-ը C_x -ի որոշման մասնակի սխալանքն է՝ պայմանավորված ռեգիստրների դիմադրությունների անճշգրտությամբ,

$$\gamma_\varphi(C_x) = -\frac{ctg\varphi_1 \cdot \gamma(ctg\varphi_1) - ctg\varphi_2 \cdot \gamma(ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2} \quad (4.6)$$

-ը C_x -ի որոշման մասնակի սխալանքն է՝ պայմանավորված $ctg\varphi_1$ և $ctg\varphi_2$ -ի որոշման սխալանքով, $\gamma(R_1) = \Delta R_1 / R_1$, $\gamma(R_2) = \Delta R_2 / R_2$ - ը ռեգիստրների դիմադրությունների հարաբերական փոփոխություններն են (ներառյալ թույլտվածքները) շահագործման պայմաններում, $\gamma(ctg\varphi_1) = \Delta(ctg\varphi_1) / ctg\varphi_1$ և $\gamma(ctg\varphi_2) = \Delta(ctg\varphi_2) / ctg\varphi_2$ - ը համապատասխանաբար $ctg\varphi_1$ և $ctg\varphi_2$ -ի որոշման հարաբերական սխալանքներն են, որոնք իրենց հերթին կախված են φ_1 և φ_2 փուլային շեղման անկյունների չափման ճշգրտությունից:

Կատարենք նույնանման գործողություններ (4.2) արտահայտության հետ.

$$\Delta(tg\delta) = \frac{\partial(tg\delta)}{\partial R_1} \cdot \Delta R_1 + \frac{\partial(tg\delta)}{\partial R_2} \cdot \Delta R_2 + \frac{\partial(tg\delta)}{\partial(ctg\varphi_1)} \cdot \Delta(ctg\varphi_1) + \frac{\partial(tg\delta)}{\partial(ctg\varphi_2)} \cdot \Delta(ctg\varphi_2),$$

$$\frac{\partial(tg\delta)}{\partial R_1} = -\frac{1}{R_2}(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2), \quad \frac{\partial(tg\delta)}{\partial R_2} = \frac{R_1}{R_2^2}(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2), \quad \frac{\partial(tg\delta)}{\partial(ctg\varphi_1)} = -K_2,$$

$$\frac{\partial(tg\delta)}{\partial(ctg\varphi_2)} = 1 + K_2,$$

$$\Delta(tg\delta) = \Delta_R(tg\delta) + \Delta_\varphi(tg\delta), \quad (4.7)$$

$$\Delta_R(tg\delta) = K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)[\gamma(R_2) - \gamma(R_1)], \quad (4.8)$$

$$\Delta_\varphi(tg\delta) = -K_2 ctg\varphi_1 \cdot \gamma(ctg\varphi_1) + (1 + K_2) ctg\varphi_2 \cdot \gamma(ctg\varphi_2),$$

$$\gamma(tg\delta) = \frac{\Delta(tg\delta)}{tg\delta} = \gamma_R(tg\delta) + \gamma_\varphi(tg\delta), \quad (4.9)$$

$$\gamma_R(\operatorname{tg} \delta) = \frac{\Delta_R(\operatorname{tg} \delta)}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{K_2(\operatorname{ctg} \varphi_1 - \operatorname{ctg} \varphi_2) [\gamma(R_2) - \gamma(R_1)]}{\operatorname{ctg} \varphi_2 - K_2(\operatorname{ctg} \varphi_1 - \operatorname{ctg} \varphi_2)},$$

$$\gamma_\varphi(\operatorname{tg} \delta) = \frac{\Delta_\varphi(\operatorname{tg} \delta)}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{-K_2 \operatorname{ctg} \varphi_1 \cdot \gamma(\operatorname{ctg} \varphi_1) + (1 + K_2) \operatorname{ctg} \varphi_2 \cdot \gamma(\operatorname{ctg} \varphi_2)}{\operatorname{ctg} \varphi_2 - K_2(\operatorname{ctg} \varphi_1 - \operatorname{ctg} \varphi_2)}.$$

Որպես R_1 և R_2 ռեզիստորներ անհրաժեշտ է ընտրել փոքր թույլտվածքով և փոքր դիմադրության ջերմաստիճանային գործակցով ռեզիստորներ: Սկզբում դիտարկենք այդ նպատակով առավել տարածված ճշգրիտ բարակթաղանթային C2-29B տիպի ռեզիստորների օգտագործման հնարավորությունը: Դրանք արտադրվում են $\pm 0,1\%$ նվազագույն թույլտվածքով և $\alpha_t = \pm 25 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ դիմադրության ջերմաստիճանային գործակցով [102]: Որոշենք R_1 և R_2 ռեզիստորների դիմադրությունների թույլատրելի փոփոխությունը նորմալ պայմաններում ($20 \pm 5 \text{ } ^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանում), նկատի ունենալով, որ եթե սարքը համալարվում է $15 \text{ } ^\circ\text{C}$ կամ $25 \text{ } ^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանում, ապա ջերմաստիճանի փոփոխությունը կարող է լինել $\Delta t = \pm 10 \text{ } ^\circ\text{C}$: Հետևաբար, ռեզիստորի դիմադրության ջերմաստիճանային փոփոխությունը կլինի՝

$$\Delta R_t = \alpha_t \cdot \Delta t \cdot R_N = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 10 R_N = \pm 2,5 \cdot 10^{-4} R_N, \quad (4.10)$$

որտեղ R_N -ը ռեզիստորի անվանական դիմադրությունն է:

Ուրեմն, ընտրված ռեզիստորի դիմադրության գումարային բացարձակ փոփոխությունը շահագործման պայմաններում թույլտվածքի տրված արժեքի դեպքում ($\pm 0,1\%$) կլինի՝

$$\Delta R_\Sigma = 0,001 R_N + \Delta R_t = \pm 12,5 \cdot 10^{-4} R_N: \quad (4.11)$$

Հետևաբար, ռեզիստորների դիմադրությունների հարաբերական փոփոխությունները՝ $\gamma(R) = \Delta R_\Sigma / R_N$ կլինեն ոչ ավելի $\pm 0,125\%$: Նկատի ունենալով, որ ռեզիստորների դիմադրությունների $\gamma(R_1)$ և $\gamma(R_2)$ փոփոխությունները իրարից անկախ պատահական մեծություններ են՝ գործնականորեն նորմալ բաշխման օրենքով, ապա 0,95 վստահելիության հավանականությամբ կարելի է ընդունել $\Delta R_\Sigma = 2\sigma_R$, որտեղ σ_R -ը ռեզիստորի դիմադրության միջինքառակուսային շեղումն է [88]: Հետևաբար, մեր դեպքի համար կունենանք՝ $\sigma_{R_1} = \sigma_{R_2} = 0,5 \Delta R_\Sigma = 6,25 \cdot 10^{-4} R_N$, իսկ

ռեգիստորների դիմադրությունների հարաբերական փոփոխությունների միջինքառակուսային շեղումների համար կստանանք՝

$$\sigma[\gamma(R_1)] = \sigma[\gamma(R_2)] = \sigma[\gamma(R)] = 6,25 \cdot 10^{-4}:$$

Ուստի, նկատի ունենալով (4.5) արտահայտությունը, ռեգիստորների դիմադրությունների փոփոխությամբ պայմանավորված C_x -ի որոշման մասնակի սխալանքի միջինքառակուսային շեղման համար կստանանք

$$\sigma[\gamma_R(C_x)] = \sigma[\gamma(R)] \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)^2 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)^2} = \sigma[\gamma(R)] \cdot \sqrt{1 + \frac{2R_1}{R_1 + R_2} + \frac{2R_1^2}{(R_1 + R_2)^2}}:$$

Հետևաբար, C_x -ի որոշման հարաբերական մասնակի սխալանքը, որն առաջանում է R_1 և R_2 ռեգիստորների դիմադրությունների փոփոխությունից, 0,95 վստահելիության հավանականությամբ կլինի՝

$$\gamma_R(C_x) \approx 2\sigma[\gamma_R(C_x)] = 2\sigma[\gamma(R)] \sqrt{1 + \frac{2R_1}{R_1 + R_2} + \frac{2R_1^2}{(R_1 + R_2)^2}} = 2 \cdot 6,25 \cdot 10^{-4} \sqrt{1 + \frac{2R_1}{R_1 + R_2} + \frac{2R_1^2}{(R_1 + R_2)^2}}$$

Ունակության սանդղակի համար՝ $C_x = 0,001 \dots 0,1$ մկՖ, ռեգիստորների դիմադրությունների արժեքներն են՝ $R_1 = 9$ կՕմ, $R_2 = 20$ կՕմ, ուրեմն՝

$$\gamma_R(C_x) \approx 12,5 \cdot 10^{-4} \cdot 1,36 \approx 17 \cdot 10^{-4}: \quad (4.12)$$

Հետևաբար, նպատակահարմար է նախքան սխեմայում միացնելը որոշել ռեգիստորների դիմադրության ճշգրիտ արժեքները, հակառակ դեպքում C_x -ի որոշման հարաբերական մասնակի սխալանքը, որն առաջանում է R_1 և R_2 ռեգիստորների դիմադրությունների փոփոխությունից, 0,95 վստահելիության հավանականությամբ կլինի 0,17%-ի կարգի:

Համանման ձևով, օգտվելով (4.8) բանաձևից, գտնում ենք $tg\delta$ -ի որոշման մասնակի սխալանքը, որն առաջանում է R_1 և R_2 ռեգիստորների դիմադրությունների փոփոխությունից: Քանի որ անկախ պատահական մեծությունների գումարի միջինքառակուսային շեղումը հավասար է

$$\sigma[\gamma(R_2) - \gamma(R_1)] = \sqrt{\sigma^2[\gamma(R_2)] + \sigma^2[\gamma(R_1)]} = \sqrt{2\sigma^2[\gamma(R)]},$$

ապա $\gamma(R_2) - \gamma(R_1)$ բաղադրիչի միջինքառակուսային շեղման համար կստանանք՝

$$\sigma[\gamma(R_2) - \gamma(R_1)] = 1,41\sigma[\gamma(R)] = 1,41 \cdot 6,25 \cdot 10^{-4} = 8,8 \cdot 10^{-4}: \quad (4.13)$$

Հետևաբար, $tg\delta$ -ի որոշման բացարձակ մասնակի սխալանքը, որն առաջանում է R_1 և R_2 ռեզիստորների դիմադրությունների փոփոխությունից, 0,95 վստահելիության հավանականությամբ կլինի՝

$$\Delta_R(tg\delta) = K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2) \cdot 2\sigma[\gamma(R_2) - \gamma(R_1)] = 17,6 \cdot 10^{-4} K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2),$$

իսկ համապատասխան հարաբերական սխալանքը կլինի՝

$$\gamma_R(tg\delta) = \frac{\Delta_R(tg\delta)}{tg\delta} = \frac{17,6 \cdot 10^{-4} K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_2 - K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}: \quad (4.14)$$

$tg\delta$ -ի սանդղակի համար ռեզիստորների դիմադրությունների արժեքներն են՝ $R_1 = 9$ կՕմ, $R_2 = 14$ կՕմ, ուրեմն՝ $K_2 = R_1/R_2 \approx 0,643$, հետևաբար՝

$$\gamma_R(tg\delta) = \frac{1,13 \cdot 10^{-3} \cdot (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_2 - 0,643 \cdot (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}: \quad (4.15)$$

Աղյ. 4.1-ում ներկայացված են (4.15) բանաձևով $\gamma_R(tg\delta)$ -ի հաշվարկի արդյունքները մշակված սարքի համար՝ $tg\delta = 0,0005 \dots 0,05$ չափման տիրույթով: Աղյ. 4.1-ի տվյալները վկայում են, որ դիէլեկտրիկների և կոնդենսատորների պարամետրերի չափման լայնահիմադրությամբ կերպափոխման մեթոդը չափազանց զգայուն է R_1 և R_2 ռեզիստորների դիմադրությունների կայունության նկատմամբ. նույնիսկ C2-29B տիպի ռեզիստորների կիրառության դեպքում, որոնք բավականին ճշգրիտ են, դրանց դիմադրությունների փոփոխությունը թույլատրելի սահմաններում առաջացնում է անթույլատրելի մեծ չափման սխալանք՝ ոչ պակաս 20%: Նույնիսկ եթե C2-29B տիպի R_1 և R_2 ռեզիստորներն ընտրել ճշգրիտ հայտնի դիմադրություններով, միևնույն է, դրանց ջերմաստիճանային փոփոխությունները արդեն առաջացնում են $tg\delta$ -ի չափման գործնականորեն անթույլատրելի սխալանքներ: Ուստի նպատակահարմար է որպես R_1 և R_2 ռեզիստորներ ընտրել առավել բարձր ճշգրտության մետաղաթաղանթային ռեզիստորներ՝ C5-61 տիպի [106]: Դրանք արտադրվում են միայն 0,25 Վր հզորության, անվանական դիմադրությունից $\pm 0,005\%$ նվազագույն թույլատրելի շեղումով և $\alpha_t = \pm 10 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ նվազագույն դիմադրության

ջերմաստիճանային գործակցով: Այդ ռեզիստորների անվանական դիմադրությունների միջանկյալ արժեքները համապատասխանում են E192 շարքի՝ ըստ ГOCT 28884-90 [30]:

Աղյուսակ 4.1

$\gamma_R(tg\delta)$ սխալանքի հաշվարկային արժեքները $tg\delta = 0,0005...0,05$ չափման տիրույթի համար, երբ $R_1 = 9$ կՕմ, $R_2 = 14$ կՕմ և ռեզիստորների երկու տիպերի համար

$tg\delta$	φ_1	φ_2	$ctg\varphi_1$	$ctg\varphi_2$	$ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2$	$\gamma_R(tg\delta)$, %	
						նեզիստորների նշված տիպերի դեպքում	
						C2-29B	C5-61
0,0005	80°	86°2'	0,1763	0,0693	0,1070	24,22	1,55
0,001	70°33'	82°6'	0,3532	0,1389	0,2143	21,91	1,40
0,002	54°45'	74°28'	0,7065	0,2778	0,4287	22,57	1,44
0,0025	48°33'	70°51'	0,8831	0,3472	0,5359	23,14	1,48
0,003	43°20'	67°23'	1,0598	0,4167	0,6431	22,80	1,43
0,004	35°17'	60°57'	1,4130	0,5555	0,8575	23,48	1,50
0,0045	32°10'	57°59'	1,5896	0,6250	0,9646	22,89	1,46
0,005	29°31'	55°20'	1,7662	0,6944	1,0718	23,14	1,48
0,0075	20°41'	43°50'	2,6490	1,0417	1,6073	22,13	1,41
0,01	15°48'	35°45'	3,5323	1,3889	2,1434	22,64	1,45
0,015	10°41'	25°39'	5,2994	2,0833	3,2161	23,68	1,51
0,02	8°3'	19°48'	7,0671	2,7778	4,2893	23,62	1,51
0,03	5°24'	13°30'	10,5932	4,1667	6,4265	21,07	1,35
0,04	4°3'	10°12'	14,1243	5,5555	8,5688	21,16	1,35
0,05	3°14'	8°10'	17,6991	6,9444	10,7547	20,65	1,32

Բանաձևեր (4.10) - (4.15)-ի վերահաշվարկն ըստ C5-61 տիպի ռեզիստորների պարամետրերի բերում է հետևյալ արդյունքների.

$$\Delta R_i = \alpha_i \cdot \Delta t \cdot R_N = 3 \cdot 10^{-6} \cdot 10 R_N = \pm 3 \cdot 10^{-5} R_N, \quad (4.10a)$$

$$\Delta R_\Sigma = 5 \cdot 10^{-5} R_N + \Delta R_i = \pm (5 \cdot 10^{-5} + 3 \cdot 10^{-5}) R_N = \pm 8 \cdot 10^{-5} R_N, \quad (4.11a)$$

$$\sigma_{R_1} = \sigma_{R_2} = \sigma_R = 0,5 \Delta R_\Sigma = 4 \cdot 10^{-5} R_N,$$

$$\sigma[\gamma(R_1)] = \sigma[\gamma(R_2)] = \sigma[\gamma(R)] = 4 \cdot 10^{-5},$$

$$\gamma_R(C_X) \approx 2\sigma[\gamma_R(C_X)] = 2\sigma[\gamma(R)] \sqrt{1 + \frac{2R_1}{R_1 + R_2} + \frac{2R_1^2}{(R_1 + R_2)^2}} = 2 \cdot 4 \cdot 10^{-5} \sqrt{1 + \frac{2R_1}{R_1 + R_2} + \frac{2R_1^2}{(R_1 + R_2)^2}},$$

$$\gamma_R(C_X) \approx 8 \cdot 10^{-5} \cdot 1,36 = 10,88 \cdot 10^{-5}, \quad (4.12\text{ա})$$

$$\sigma[\gamma(R_2) - \gamma(R_1)] = \sigma[\gamma(R)] \cdot \sqrt{2} = 1,41\sigma[\gamma(R)] = 1,41 \cdot 4 \cdot 10^{-5} = 5,64 \cdot 10^{-5}, \quad (4.13\text{ա})$$

$$\Delta_R(tg\delta) = K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2) \cdot 2\sigma[\gamma(R_2) - \gamma(R_1)] = 11,28 \cdot 10^{-5} K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2),$$

$$\gamma_R(tg\delta) = \frac{\Delta_R(tg\delta)}{tg\delta} = \frac{11,28 \cdot 10^{-5} K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_2 - K_2(ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}, \quad (4.14\text{ա})$$

$$\gamma_R(tg\delta) = \frac{7,25 \cdot 10^{-5} \cdot (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}{ctg\varphi_2 - 0,643 \cdot (ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2)}: \quad (4.15\text{ա})$$

Բանաձև (4.15ա)-ով $\gamma_R(tg\delta)$ -ի հաշվարկի արդյունքները ներկայացված են այդ նույն աղյ. 4.1-ում՝ համեմատության նպատակով: Երևում է, որ C5-61 տիպի ռեզիստորների կիրառման դեպքում R_1 և R_2 դիմադրությունների փոփոխությունից առաջացող $tg\delta$ -ի որոշման մասնակի սխալանքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ կարելի է ապահովել ոչ ավելի, քան $\gamma_R(tg\delta) = 1,55\%$, իսկ C_X -ի որոշմանը՝ $\gamma_R(C_X) \approx 0,011\%$, որը երևում է (4.12ա) բանաձևից:

Բանաձև (4.6)-ով C_X -ի որոշման $\gamma_\varphi(C_X)$ մասնակի սխալանքը և բանաձև (4.9)-ով $tg\delta$ -ի որոշման $\gamma_\varphi(tg\delta)$ մասնակի սխալանքը կախված են $ctg\varphi_1$ և $ctg\varphi_2$ -ի որոշման ճշգրտությունից, որոնք էլ իրենց հերթին կախված են միայն φ_1 և φ_2 անկյունների չափման ճշգրտությունից: Փուլային շեղման φ անկյան չափման հարաբերական սխալանքն ունի երկու բաղադրիչ. φ անկյունը τ ժամանակային միջակայքի կերպափոխման $\gamma(\tau)$ սխալանքը և իմպուլսային ազդանշանի տևողության չափման $\gamma(\varphi)$ սխալանքը՝ $\gamma_\Sigma(\varphi) = \gamma(\tau) + \gamma(\varphi)$: Ժամանակային միջակայք τ -ի ձևավորման $\gamma(\tau)$ սխալանքը կախված է համեմատիչների (կոմպարատոր) զրոյի շեղման լարումից: Այդ սխալանքը գործնականորեն կարելի է վերացնել՝ օգտագործելով փուլաչափիչի երկբևեռ սխեման, որում τ -ն որոշվում է սինուսոիդի երկու ուղղությամբ զրոյական արժեքների անցման չորս պահերի միջոցով (մուտքային լարման մեկ պարբերության ընթացքում ստացվում են երկու τ ժամանակային միջակայք) [91]: Հետևաբար, $ctg\varphi$ -ի

որոշման հարաբերական սխալանքը կախված կլինի միայն փուլային շեղման φ անկյան չափման ճշգրտությունից:

$ctg\varphi$ -ի որոշման հարաբերական սխալանքը կարելի է հաշվել հետևյալ արտահայտությամբ՝

$$\gamma(ctg\varphi) = \frac{\Delta(ctg\varphi)}{ctg\varphi} = \frac{1}{ctg\varphi} \cdot \frac{\partial(ctg\varphi)}{\partial\varphi} \cdot \Delta\varphi = -\frac{\varphi}{ctg\varphi \cdot \sin^2\varphi} \cdot \frac{\Delta\varphi}{\varphi} = -\frac{\varphi \cdot \gamma(\varphi)}{\sin\varphi \cdot \cos\varphi} = -\frac{2\varphi \cdot \gamma(\varphi)}{\sin 2\varphi},$$

կամ

$$\gamma(ctg\varphi) = -\frac{2\pi\varphi \cdot \gamma(\varphi)}{180 \cdot \sin 2\varphi} = -\frac{0,035\varphi \cdot \gamma(\varphi)}{\sin 2\varphi} = \beta \cdot \gamma(\varphi), \quad (4.16)$$

որտեղ $\beta = -\frac{0,035\varphi}{\sin 2\varphi}$, φ -ն արտահայտված է ռադիաններով, $\gamma(\varphi) = \Delta\varphi/\varphi$ -ը՝ փուլային

շեղման անկյան չափման հարաբերական սխալանքն է:

$$\text{Հետևաբար՝ } \gamma(ctg\varphi_1) = \beta_1 \cdot \frac{\Delta\varphi_1}{\varphi_1} = \beta_1 \cdot \gamma(\varphi_1), \quad \gamma(ctg\varphi_2) = \beta_2 \cdot \frac{\Delta\varphi_2}{\varphi_2} = \beta_2 \cdot \gamma(\varphi_2):$$

$\gamma(ctg\varphi_1)$ և $\gamma(ctg\varphi_2)$ սխալանքները պատահական են և անկախ, ուստի 0,95 վստահելիության հավանականությամբ կարելի է ընդունել, որ $\gamma(ctg\varphi_1) = 2\sigma_{\gamma(ctg\varphi_1)}$, $\gamma(ctg\varphi_2) = 2\sigma_{\gamma(ctg\varphi_2)}$: Քանի որ անկախ պատահական մեծությունների գումարի միջինքառակուսային շեղումը հավասար է

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2},$$

ապա, հաշվի առնելով (4.6) արտահայտությունը, պատահական սխալանքների գումարի հարաբերական փոփոխության համար կստանանք՝

$$\gamma_{\varphi}(C_x) = \frac{\sqrt{\gamma^2(ctg\varphi_1) \cdot ctg^2\varphi_1 + \gamma^2(ctg\varphi_2) \cdot ctg^2\varphi_2}}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2} = \frac{\sqrt{\beta_1^2 \cdot \gamma^2(\varphi_1) \cdot ctg^2\varphi_1 + \beta_2^2 \cdot \gamma^2(\varphi_2) \cdot ctg^2\varphi_2}}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}:$$

Քանի որ φ_1 և φ_2 անկյունները չափվում են միևնույն ապարատային միջոցներով՝ գործնականորեն միաժամանակ, ապա կարելի է ընդունել, որ $\gamma(\varphi_1) \approx \gamma(\varphi_2) = \gamma(\varphi)$, հետևաբար՝

$$\gamma_{\varphi}(C_x) = \frac{\gamma(\varphi) \sqrt{\beta_1^2 \cdot ctg^2\varphi_1 + \beta_2^2 \cdot ctg^2\varphi_2}}{ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2}: \quad (4.17)$$

Հաշվի առնելով β -ի արտահայտությունը, կարող ենք գրել՝

$$\beta_1 \cdot ctg \varphi_1 = -0,0175 \cdot \frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}, \quad \beta_2 \cdot ctg \varphi_2 = -0,0175 \cdot \frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2},$$

հետևաբար, (4.17)-ից կստանանք՝

$$\gamma_\varphi(C_x) = \frac{0,0175 \cdot \gamma(\varphi)}{ctg \varphi_1 - ctg \varphi_2} \cdot \sqrt{\left(\frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}\right)^2 + \left(\frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}\right)^2} : \quad (4.18)$$

Կատարելով նույնանման գործողություններ (4.9) արտահայտության հետ, վերջնականորեն ստանում ենք՝

$$\gamma_\varphi(tg \delta) = \frac{0,0175 \cdot \gamma(\varphi)}{ctg \varphi_2 - K_2(ctg \varphi_1 - ctg \varphi_2)} \cdot \sqrt{(1 + K_2)^2 \cdot \left(\frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}\right)^2 + K_2^2 \cdot \left(\frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}\right)^2} : \quad (4.19)$$

Հարաբերական սխալանքները (4.18) և (4.19) բանաձևերով հաշվելու համար անհրաժեշտ է գտնել $\gamma(\varphi)$ -ի արժեքը: Փուլային շեղման φ անկյան թվային չափումը հիմնված է τ ժամանակային միջակայքի թվային մեթոդով չափման վրա, ընդ որում $\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ$, որտեղ T -ն սինուսոիդային լարման պարբերությունն է: ՄԿ-ում τ և T ժամանակային միջակայքները չափվում են դիսկրետ հաշվանքի մեթոդով, դրանք ՄԿ-ի տակտային գեներատորի f_0 նմուշային հաճախության իմպուլսներով լցնելու եղանակով՝ օգտագործելով ՄԿ-ի ինտեգրված թայմեր-հաշվիչը: Հաշվիչի ցուցմունքը կլինի՝

$$\varphi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ = \frac{nT_0}{NT_0} \cdot 360^\circ = \frac{n}{N} \cdot 360^\circ, \quad (4.20)$$

որտեղ n և N -ը իմպուլսների քանակն է, որոնք մտնում են հաշվիչ համապատասխանաբար τ և T ժամանակում:

Ինչպես երևում է (4.20)-ից, φ անկյան չափված արժեքը կախված չէ հաճախությունից, եթե միաժամանակ չափվում է նաև սինուսոիդային ազդանշանի պարբերությունը: φ անկյան չափման սխալանքը որոշվում է հիմնականում τ և T -ի քվանտացման սխալանքներով, քանի որ քվանտացնող իմպուլսների f_0 հաճախությունը, որը ձևավորվում է ՄԿ-ի տակտային գեներատորի կողմից, պահվում է հաստատուն բարձր ճշգրտությամբ, բացի դրանից, f_0 -ի փոփոխությունը միատեսակ է ազդում (4.20) արտահայտության համարիչի և հայտարարի վրա: Քվանտացման

սխալանքը գոյանում է դիսկրետության պատահական սխալանքից՝ n և N թվերում մեկական հաշվանքի իմպուլսի կորուստի հնարավորությունից: Ընդ որում, φ անկյան չափման բացարձակ սխալանքը

$$\Delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial n}\Delta n + \frac{\partial\varphi}{\partial N}\Delta N = \left(\frac{\Delta n}{N} - \frac{n}{N^2}\Delta N\right) \cdot 360^\circ,$$

իսկ հարաբերական սխալանքը՝

$$\gamma(\varphi) = \frac{\Delta\varphi}{\varphi} = \frac{\Delta n}{n} - \frac{\Delta N}{N}:$$

Վատագույն դեպքը տեղի ունի, երբ $\Delta n = 1$, $\Delta N = -1$ ՝

$$\gamma(\varphi) = \frac{1}{n} + \frac{1}{N} = \frac{T_0}{nT_0} + \frac{T_0}{NT_0} = T_0 \left(\frac{1}{\tau} + \frac{1}{T} \right) = \frac{f}{f_0} \left(1 + \frac{360^\circ}{\varphi} \right): \quad (4.21)$$

Բանաձև (4.21)-ը ցույց է տալիս, որ φ անկյան չափման սխալանքը այնքան մեծ է, որքան մեծ է չափողական շղթայի սնուցման գեներատորի $f = 1/T$ հաճախությունը, փոքր է ՄԿ-ի գեներատորի տակտային հաճախությունը և փոքր է չափվող φ անկյունը: Սարքում իրականացված $f = 1$ կՀց, $f_0 = 80$ ՄՀց արժեքների դեպքում

$$\gamma(\varphi) = \pm 1,25 \cdot 10^{-5} \cdot \left(1 + \frac{360^\circ}{\varphi} \right): \quad (4.22)$$

Աղյ. 4.2-ում ներկայացված են փոփոխականների և $\gamma_\varphi(C_x)$ սխալանքի արժեքները, որոնք համապատասխանում են ունակության չափման $C_x = 0,001 \dots 0,1$ մկՑ տիրույթին և հաշվարկվել են (4.18) և (4.22) բանաձևերով, որտեղ կատարվել են հետևյալ նշանակումները՝

$$A = ctg\varphi_1 - ctg\varphi_2, \quad B_1 = \sqrt{\left(\frac{\varphi_1}{\sin^2\varphi_1}\right)^2 + \left(\frac{\varphi_2}{\sin^2\varphi_2}\right)^2},$$

իսկ (4.22) բանաձևում տեղադրվել են $\varphi = \varphi_1$ արժեքները, քանզի միշտ $\varphi_1 < \varphi_2$, իսկ մեզ հետաքրքրում է չափման թույլատրելի սխալանքի սահմանը: Աղյ. 4.2-ից երևում է, որ սխալանքը նվազագույնն է φ անկյան սանդղակի միջին մասում և մեծանում է այդ սանդղակի ծայրամասերում:

Աղյուսակ 4.2

Փոփոխականների և $\gamma_\varphi(C_x)$ սխալանքի հաշվարկային արժեքները ունակության չափման $C_x = 0,001 \dots 0,1$ մկՖ տիրույթի համար, երբ $f = 1000 < g$, $f_0 = 80 \cdot 10^6 < g$, $R_1 = 9$ կՕմ, $R_2 = 20$ կՕմ

C_x , մկՖ	φ_1	φ_2	$ctg\varphi_1$	$ctg\varphi_2$	A	$\frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}$	$\frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}$	B_1	$1 + \frac{360^0}{\varphi_1}$	$\gamma(\varphi) \times 10^4$	$\gamma_\varphi(C_x) \times 10^3$ %
0,001	3°14'	10°19'	17,6991	5,4915	12,2076	17,7305	5,5492	18,5786	112,3402	14,0425	3,749
0,002	6°28'	20°1'	8,8495	2,7458	6,1037	8,8967	2,9803	9,3826	56,6701	7,0837	2,010
0,003	9°39'	28°39'	5,8962	1,8301	4,0661	5,9843	2,1738	6,3669	38,3057	4,7882	2,136
0,004	12°45'	36°5'	4,2228	1,3727	2,8501	4,5701	1,8142	4,9170	29,2353	3,6544	1,102
0,005	15°47'	42°19'	3,5386	1,0982	2,4404	3,7210	1,6288	4,0618	23,8089	2,9761	0,868
0,006	18°44'	47°32'	2,9490	0,9151	2,0339	3,1676	1,5187	3,5128	20,2171	2,5271	0,765
0,007	21°41'	51°53'	2,5278	0,7844	1,7434	2,7716	1,4624	3,1337	17,6026	2,2003	0,693
0,0075	22°58'	53°47'	2,3590	0,7321	1,6269	2,6338	1,4413	3,0023	16,6749	2,0843	0,690
0,008	24°19'	55°32'	2,2114	0,6864	1,5250	2,5015	1,4253	2,8790	15,8046	1,9756	0,651
0,0085	25°42'	57°5'	2,0816	0,6460	1,4356	2,3833	1,4133	2,7708	15,0078	1,8759	0,633
0,009	26°58'	58°37'	1,9658	0,6101	1,3557	2,2872	1,4026	2,6830	14,3498	1,7937	0,621
0,0095	28°14'	59°58'	1,8625	0,5780	1,2845	2,2004	1,3984	2,6071	13,7509	1,7188	0,611
0,01	29°28'	61°15'	1,7693	0,5491	1,2202	2,1242	1,3902	2,5386	13,3569	1,6696	0,608
0,015	40°17'	69°49'	1,1795	0,3661	0,8134	1,6807	1,3830	2,1765	9,9367	1,2421	0,581
0,02	48°30'	74°34'	0,8846	0,2745	0,6101	1,4045	1,4001	1,9817	8,4227	1,0528	0,599
0,05	70°31'	83°44'	0,3538	0,1098	0,2440	1,3842	1,4781	2,0251	6,1052	0,7631	1,108
0,1	80°	86°2'	0,1763	0,0693	0,1070	1,4389	1,5080	2,0843	5,5000	0,6875	2,344

Աղյ. 4.3-ում ներկայացված են փոփոխականների և $\gamma_\varphi(tg\delta)$ -ի արժեքները $tg\delta$ -ի չափման տիրույթի համար, որոնք հաշվարկվել են (4.19) և (4.22) բանաձևերով, որտեղ

կատարվել է $B = \sqrt{(1 + K_2)^2 \cdot \left(\frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}\right)^2 + K_2^2 \cdot \left(\frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}\right)^2}$ նշանակումը: Աղյուսակից երևում

է, որ այս դեպքում ևս սխալանքը նվազագույնն է φ անկյան սանդղակի միջին մասում և մեծանում է այդ սանդղակի ծայրամասերում:

Փոփոխականների և $\gamma_\varphi(tg\delta)$ սխալանքի հաշվարկային արժեքները $tg\delta = 0,0005...0,05$
 չափման տիրույթի համար, երբ $R_1 = 9$ կՕմ, $R_2 = 14$ կՕմ, $K_2 = R_1/R_2 \approx 0,643$

$tg\delta$	φ_1	φ_2	$ctg\varphi_1$	$ctg\varphi_2$	A	$\frac{\varphi_1}{\sin^2 \varphi_1}$	$\frac{\varphi_2}{\sin^2 \varphi_2}$	B_2	$1 + \frac{360^\circ}{\varphi_1}$	$\gamma(\varphi) \times 10^4$	$\gamma_\varphi(tg\delta) \%$
0,0005	80°	86°2'	0,1763	0,0693	0,1070	1,4390	1,5080	2,6445	5,5000	0,6875	0,636
0,001	70°33'	82°6'	0,3532	0,1389	0,2143	1,3844	1,4598	2,5581	6,1028	0,7628	0,341
0,002	54°45'	74°28'	0,7065	0,2778	0,4287	1,4323	1,3921	2,4655	7,5753	0,9469	0,204
0,0025	48°33'	70°51'	0,8831	0,3472	0,5359	1,5072	1,3849	2,4729	8,4150	1,0519	0,182
0,003	43°20'	67°23'	1,0598	0,4167	0,6431	1,6052	1,3795	2,4895	9,3077	1,1635	0,169
0,004	35°17'	60°57'	1,4130	0,5555	0,8575	1,8572	1,3912	2,5787	11,2031	1,4004	0,158
0,0045	32°10'	57°59'	1,5896	0,6250	0,9646	1,9800	1,4074	2,6394	12,1917	1,5239	0,156
0,005	29°31'	55°20'	1,7662	0,6944	1,0718	2,1215	1,4271	2,7124	13,1965	1,6495	0,156
0,0075	20°41'	43°50'	2,6490	1,0417	1,6073	2,8933	1,5945	3,2129	18,4053	2,3006	0,172
0,01	15°48'	35°45'	3,5323	1,3889	2,1434	3,7193	1,8271	3,8378	23,7848	2,9731	0,199
0,015	10°41'	25°39'	5,2994	2,0833	3,2161	5,4186	2,3876	5,2643	34,6973	4,3372	0,266
0,02	8°3'	19°48'	7,0671	2,7778	4,2893	7,1633	3,0113	6,7592	45,7205	5,7151	0,338
0,03	5°24'	13°30'	10,5932	4,1667	6,4265	10,7045	4,3211	9,8876	67,6667	8,4583	0,488
0,04	4°3'	10°12'	14,1243	5,5555	8,5688	14,1300	5,6656	13,0066	89,8889	11,2361	0,639
0,05	3°14'	8°10'	17,6991	6,9444	10,7547	17,6250	7,0544	16,2090	112,3402	14,0425	0,796

Աղյ. 4.2 և 4.3-ում ներկայացված հաշվարկների արդյունքները ցույց են տալիս, որ φ անկյան չափման սխալանքով պայմանավորված C_x -ի որոշման մասնակի սխալանքը չի գերազանցում $\gamma_\varphi(C_x) \approx 0,00375\%$ արժեքը, իսկ $tg\delta$ -ինը՝ $\gamma_\varphi(tg\delta) = 0,796\%$ արժեքը:

C_x և $tg\delta$ -ի որոշման լրիվ սխալանքները հավասար են համապատասխանաբար $\gamma_R(C_x)$ և $\gamma_\varphi(C_x)$, $\gamma_R(tg\delta)$ և $\gamma_\varphi(tg\delta)$ մասնակի սխալանքների գումարին: Նկատի ունենալով, որ այդ մասնակի սխալանքները պատահական են և անկախ, թույլատրելի լրիվ հիմնական հարաբերական սխալանքների սահմանների համար 0,95 վստահելիության հավանականությամբ ստանում ենք՝

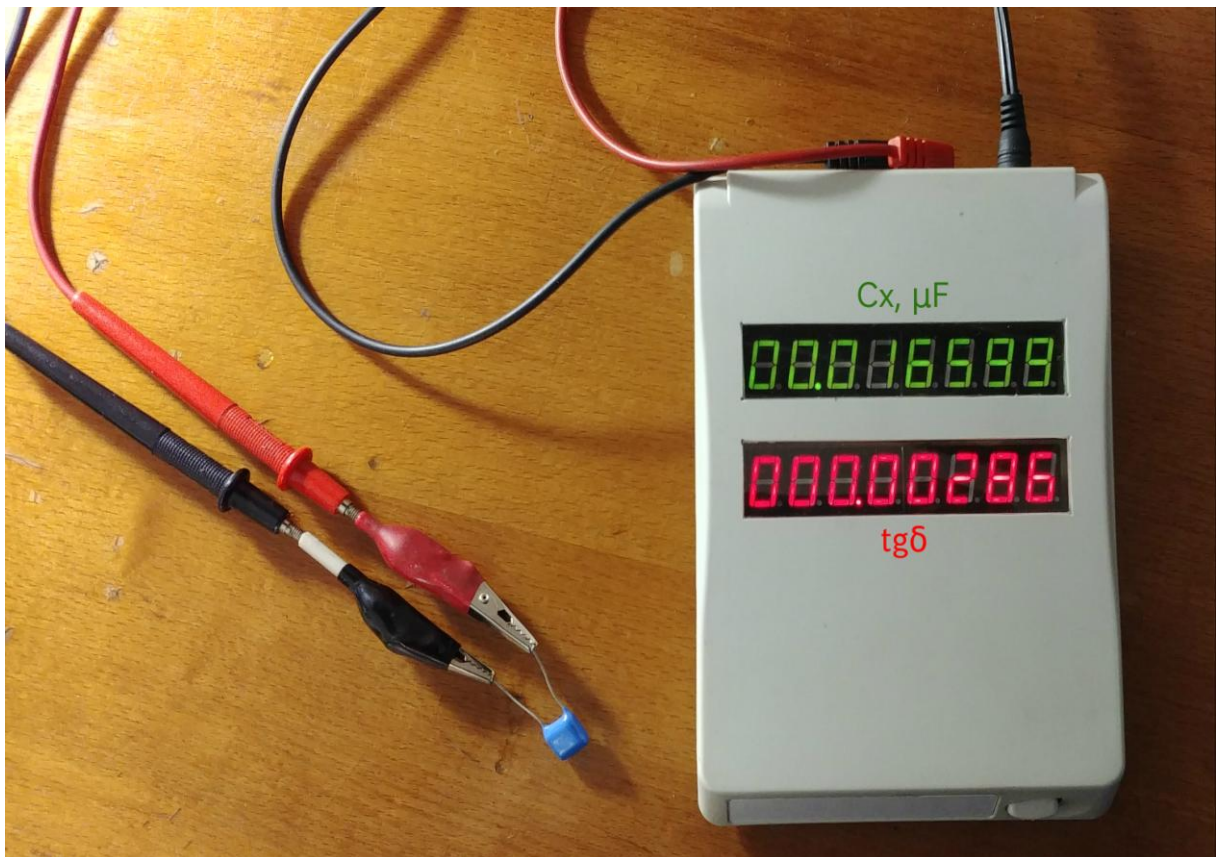
$$\gamma(C_x) = \sqrt{[\gamma_R(C_x)]^2 + [\gamma_\varphi(C_x)]^2} = \sqrt{0,011^2 + 0,00375^2} \approx 0,012\% ,$$

$$\gamma(\operatorname{tg}\delta) = \sqrt{[\gamma_R(\operatorname{tg}\delta)]^2 + [\gamma_\varphi(\operatorname{tg}\delta)]^2} = \sqrt{1,55^2 + 0,796^2} \approx 1,75\% :$$

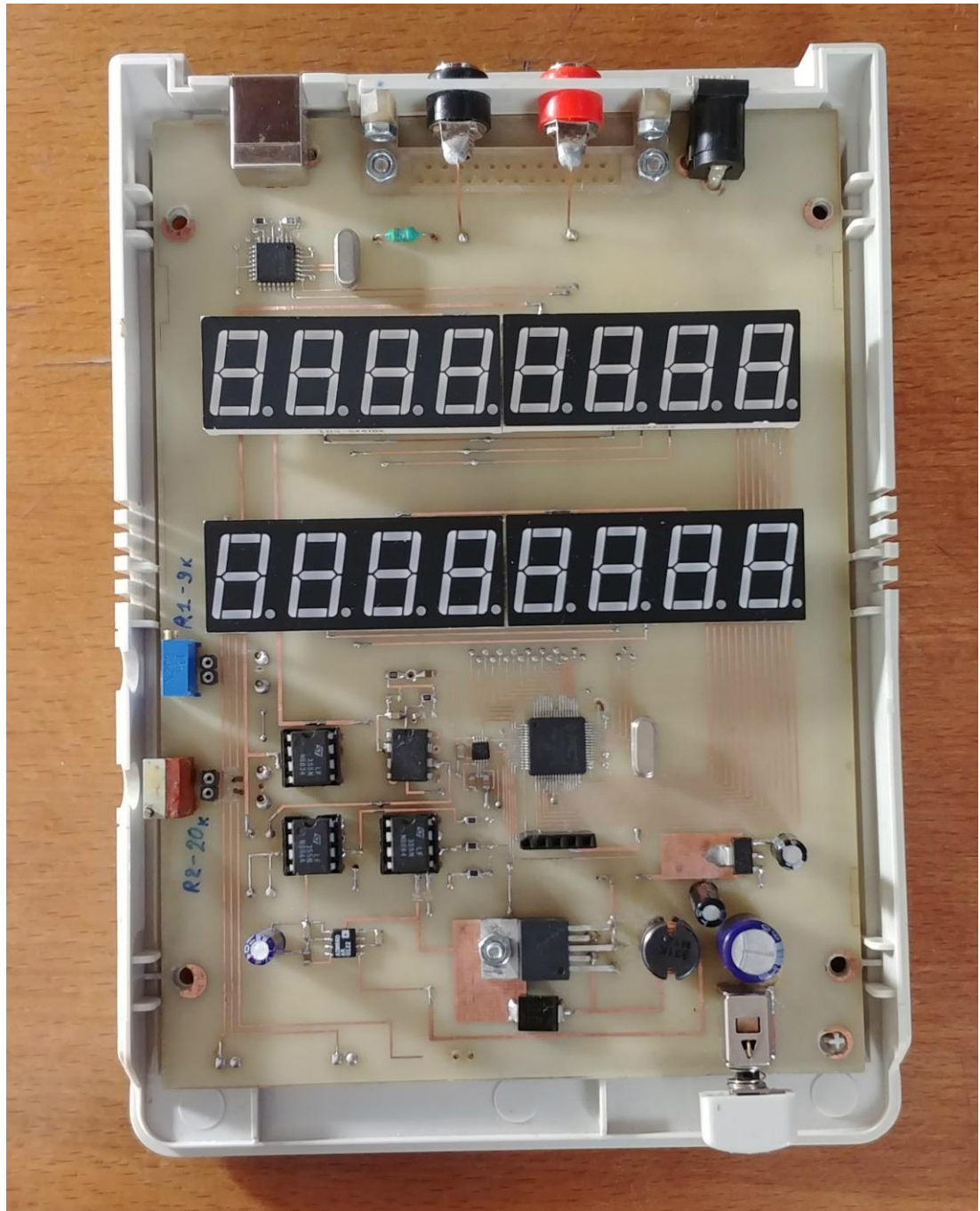
Նկատենք, որ այս սխալանքները կարելի է փոքրացնել՝ սեղմելով ծայրամասերից φ անկյան սանդղակը:

4.2. ԴԷՊԼԻՉ սարքի փորձանմուշը, գործառույթը, չափման գործընթացի ավտոմատացված կառավարումը

Պատրաստվել է մշակված ԴԷՊԼԻՉ սարքի փորձնական նմուշը (նկ. 4.1 և նկ. 4.2), որը նախատեսված է մինչև 0,1 մկՖ ունակությամբ կոնդենսատորների ունակությունն ու $\operatorname{tg}\delta$ -ն և դիէլեկտրիկ նյութերի $\operatorname{tg}\delta$ -ն՝ 100 $\mu\text{Ֆ}$ -ից մինչև 1000 $\mu\text{Ֆ}$ ունակությունների դեպքում չափելու համար՝ $f = 1000 \text{ Հգ}$ հաճախության հոսանքով:

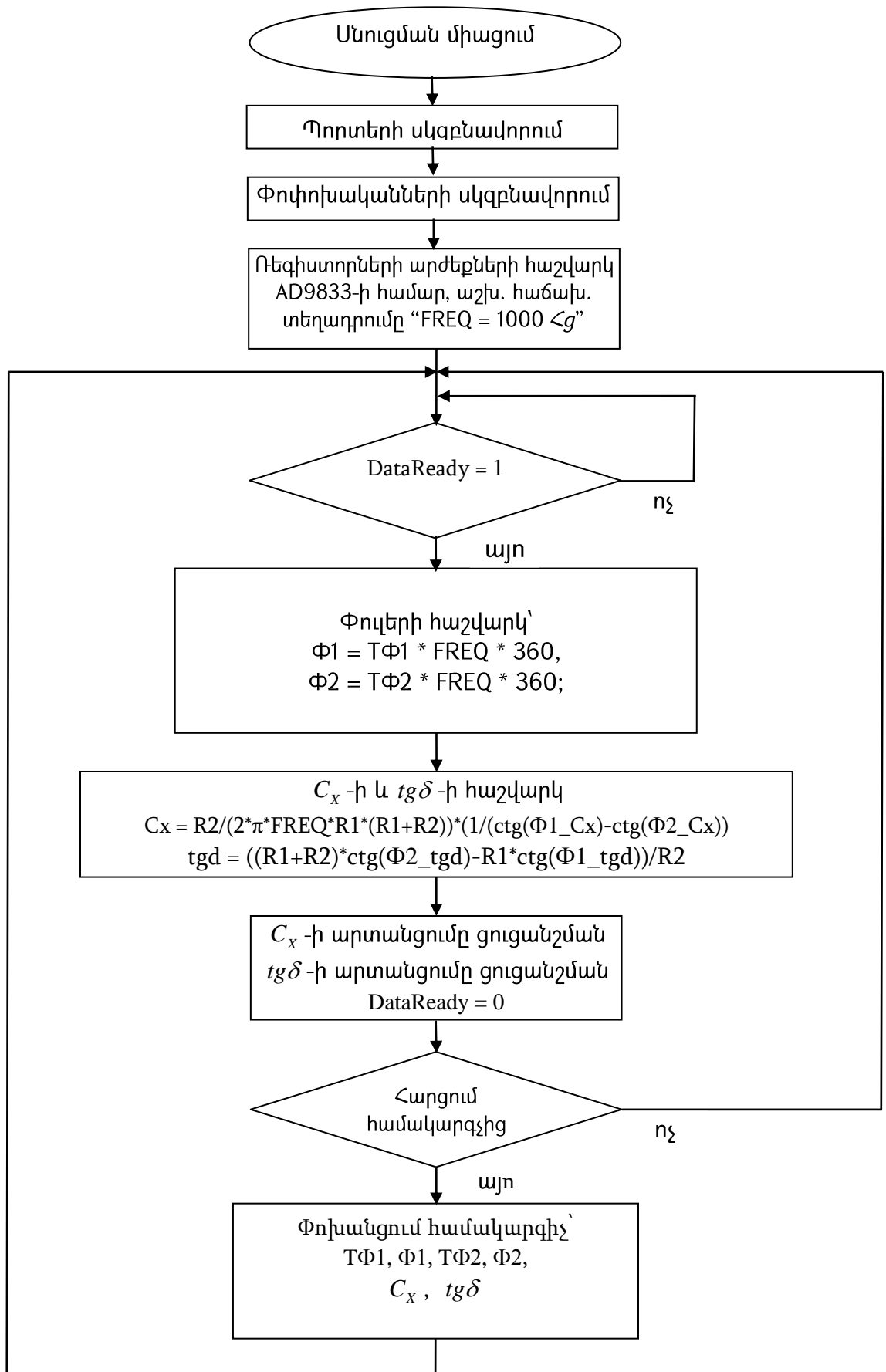


Նկ. 4.1. ԴԷՊԼԻՉ-ի փորձնական նմուշի արտաքին տեսքը

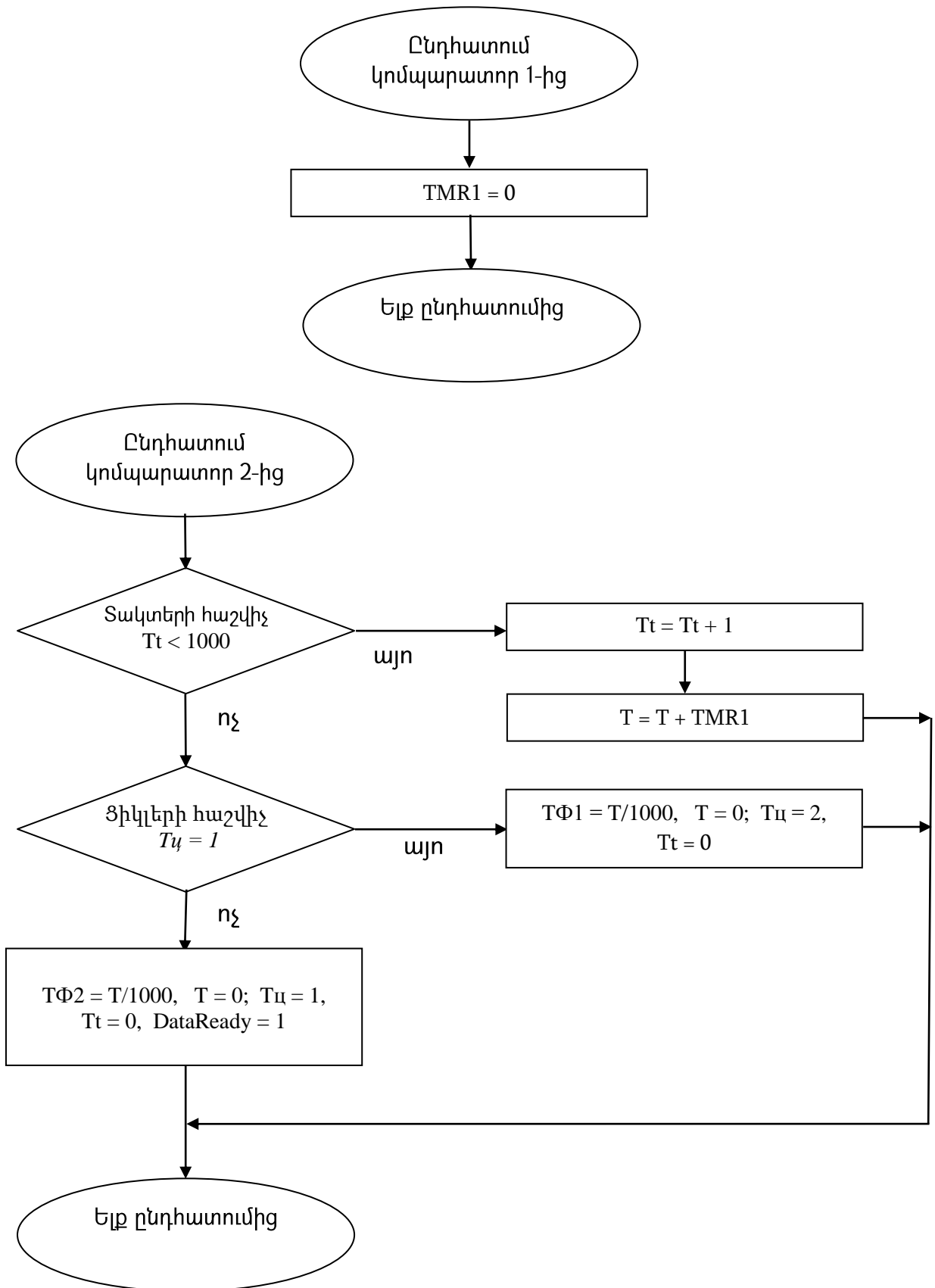


Նկ. 4.2. ԴԷՊԼԻՉ-ի փորձնական նմուշի ներքին տեսքը

Մշակվել են ԴԷՊԼԻՉ-ի աշխատանքի կառավարման բլոկ սխեման և ալգորիթմը (նկ. 4.3): Կատարվել է փորձանմուշի փորձարարական հետազոտություն, որի հիմնական նպատակը սարքի ստուգաչափումն է, դա կատարվել է հեղինակի կողմից մշակված և ստորև ներկայացված հատուկ մեթոդակարգով:



Նկ. 4.3. ԴԷՊԼԻՉ-ի աշխատանքի կառավարման բլոկ սխեման և ալգորիթմը (սկիզբ)



Նկ. 4.3. ԴԷՊԼԻ2-ի աշխատանքի կառավարման բլոկ սխեման և ալգորիթմը (շարունակություն)

Ծանոթություն. նկ. 4.3-ում կատարվել են հետևյալ նշանակումները՝

- TΦ1, TΦ2 – փուլերի հաշվարկի համար ժամանակի հապաղում,
- Φ1, Φ2 – համապատասխանաբար φ_1 և φ_2 փուլերը,
- Tt – տակտերի հաշվիչ,
- Tπ – ցիկլերի հաշվիչ,
- T – ժամանակային փոփոխականը,
- TMR1 – թայմեր (80 $U < g$ իմպուլսների հաշվիչ):

4.3. ԴԵՊԼԻՉ սարքի փորձանմուշի ստուգաչափման մեթոդակարգը և արդյունքները

Ստուգաչափման նպատակն է փորձարարությամբ որոշել մշակված սարքի փորձանմուշի չափագիտական բնութագրերը: Այդ նպատակով օգտագործվում են փոփոխական հոսանքի ԼԷ5002 տիպի ավտոմատ թվային կամրջակ, ունակությունների հավաքատուփ՝ P5025 տիպի ու բարձր դիմադրությամբ ռեզիստորներ C2-29B տիպի:

P5025 տիպի ունակությունների հավաքատուփն ունի 5 դեկադ, ամենացածր դեկադի ունակությունը սահուն փոփոխվում է 0-ից մինչև 1000 $\mu\text{Ֆ}$, թվանշանավորված կետերը՝ 100 $\mu\text{Ֆ}$ քայլով, ամենաբարձր դեկադի ունակությունը փոփոխվում է 10 մկՖ քայլով: Հավաքատուփի ճշգրտության դասը մինչև 1 մկՖ ունակությունների համար 0,1 է և թույլատրելի հիմնական հարաբերական սխալանքի սահմանային արժեքը որոշվում է հետևյալ բանաձևով (արտահայտված %-ներով)՝

$$\delta(C_x) = \pm 0,1 \left(1 + \frac{0,0032}{C_x} \right),$$

որտեղ C_x -ը ունակության տեղադրված արժեքն է:

Լրացուցիչ ջերմաստիճանային սխալանքը չի գերազանցում հիմնական սխալանքը շրջապատի ջերմաստիճանի յուրաքանչյուր 10 $^{\circ}\text{C}$ փոփոխության համար:

Հավաքատուփի կոնդենսատորների դիէլեկտրիկ կորուստների $tg\delta$ -ները ամենացածր դեկադի ունակություններից մինչև 0,1 մկՖ ունակությունների դեկադը

փոքր են $2 \cdot 10^{-3}$ - ից, իսկ մինչև 1000 պՖ ունակությունների դեպքում $tg\delta$ -ն աննշան է, այն կարելի է անտեսել, քանի որ ամենացածր դեկադը օդային կոնդենսատոր է:

ԱԷ5002 տիպի թվային կամրջակի ճշգրտության դասն է 0,15/0,005՝ ունակությունների 200 պՖ -ից մինչև 200000 պՖ ընդգրկույթում: Այդ ընդգրկույթում ունակության ու $tg\delta$ -ի չափման հիմնական սխալանքների սահմանները որոշվում են հետևյալ բանաձևերով՝

$$\delta(C_x) = \pm \left[0,15 + 0,005 \left(\frac{C_m}{C_x} - 1 \right) \right] \% ,$$

$$\Delta C_x = 0,01 C_x \cdot \delta(C_x) ,$$

$$\Delta(tg\delta) = \pm(0,01tg\delta + 0,001) ,$$

որտեղ C_m -ը չափման տիրույթի սահմանային արժեքն է:

Ստուգաչափվող սարքը պետք է միացվի P5025 տիպի ունակությունների հավաքատուփին ու կատարվի ունակության չափումները 0-ից մինչև 1000 պՖ , 1000-ից մինչև 10000 պՖ ու 10000-ից մինչև 100000 պՖ չափման ընդգրկույթներում: Ստուգաչափումը պետք է կատարվի յուրաքանչյուր ընդգրկույթի երեք կետերում, յուրաքանչյուր կետում $n=30$ չափում, չափումների արդյունքները և հաշվարկային արժեքները պետք է գրանցել աղ. 4.4-ում:

Աղյուսակ 4.4

Ունակության չափման արդյունքները

i	$C_0 = 1000 \text{ պՖ}$ $C_{Xi}, \text{ պՖ}$	$C_0 = 5000 \text{ պՖ}$ $C_{Xi}, \text{ պՖ}$	$C_0 = 10000 \text{ պՖ}$ $C_{Xi}, \text{ պՖ}$	$C_0 = 50000 \text{ պՖ}$ $C_{Xi}, \text{ պՖ}$	$C_0 = 100000 \text{ պՖ}$ $C_{Xi}, \text{ պՖ}$
1					
2					
29					
30					
$\sum_{i=1}^{30} C_i, \text{ պՖ}$					
$C_M, \text{ պՖ}$					
$\sigma, \text{ պՖ}$					
$\Delta C, \text{ պՖ}$					
$\delta(C), \%$					

Չափումների արդյունքներով յուրաքանչյուր ստուգաչափվող կետում պետք է որոշել ունակության միջին արժեքներն (C_M) ու միջին քառակուսային շեղումները (σ), իսկ դրանց հիման վրա նաև սխալանքի մշտառկա բաղադրիչը (Δ_C), հիմնական բացարձակ սխալանքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ ($\Delta C_{0,95}$) և հիմնական հարաբերական սխալանքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ ($\delta(C)_{0,95}$)՝ ըստ հետևյալ բանաձևերի՝

$$C_M = \frac{1}{n} \sum_1^n C_{xi}, \quad \sigma_j = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_1^n (C_{xi} - C_M)^2}, \quad \Delta C = C_M - C_0, \quad \Delta C_{0,95} = \Delta C + 2\sigma,$$

$$\delta(C)_{0,95} = \frac{\Delta C_{0,95}}{C_0} \cdot 100\% :$$

$tg\delta$ -ի չափման համար յուրաքանչյուր ստուգաչափվող կետում պետք է P5025 տիպի ունակությունների հավաքատուփին զուգահեռ (հպակներին) միացվի R_x դիմադրությամբ ռեզիստորներ, որոնց միջոցով տեղադրվում են հավաքատուփի $tg\delta$ -ի տարբեր արժեքներ: Աղյ. 4.5-ում բերված են R_x -ի հաշվարկային դիմադրությունները $tg\delta$ -ի որոշ արժեքների համար (ընդունելով, որ P5025 տիպի ունակությունների հավաքատուփի $tg\delta$ -ն մինչև 1000 μF ունակությունների դեպքում կարելի է անտեսել, քանի որ օդային կոնդենսատոր է): $tg\delta$ -ի յուրաքանչյուր ստուգաչափվող կետում պետք է կատարվի $tg\delta$ -ի $n=30$ չափում ու լրացվի աղյ. 4.6-ը: Ստուգաչափվող սարքի միջոցով չափումները կատարվում են $f=1000 \text{ Հg}$ հաճախության դեպքում:

Աղյուսակ 4.5

R_x -ի արժեքները

$C_x, \mu\text{F}$	$tg\delta$			
	0,001	0,005	0,01	0,05
1000	155 ՄՕմ	31 ՄՕմ	15,5 ՄՕմ	3,1 ՄՕմ

tgδ -ի չափման արդյունքները

<i>i</i>	$C_0 = 1000$ պՖ C_{xi} , պՖ	$R_x = 30$ ՄՕմ $tg\delta_0 = 0,0058$ $tg\delta_i$	$R_x = 15$ ՄՕմ $tg\delta_0 = 0,012$ $tg\delta_i$	$R_x = 3$ ՄՕմ $tg\delta_0 = 0,053$ $tg\delta_i$
1				
2				
29				
30				
$\sum_{1}^{30} tg\delta_i$				
$tg\delta_M$				
σ				
$\Delta(tg\delta)$				
$\delta(tg\delta)$				

Չափումների արդյունքներով յուրաքանչյուր ստուգաչափվող կետում պետք է որոշել $tg\delta$ -ի միջին արժեքները ($tg\delta_M$), միջին քառակուսային շեղումները (σ), դրանց հիման վրա պետք է հաշվել սխալանքի մշտառկա բաղադրիչը՝ ($\Delta(tg\delta)$) և հիմնական սխալանքի բացարձակ՝ $\Delta(tg\delta)_{0,95}$ ու հարաբերական՝ $\delta(tg\delta)_{0,95}$ արժեքները 0,95 վստահելիության հավանականությամբ՝ (ըստ հետևյալ բանաձևերի.

$$tg\delta_M = \frac{1}{n} \sum_{1}^{n} tg\delta_{xi}, \quad \sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{1}^{n} (tg\delta_{xi} - tg\delta_M)^2}, \quad \Delta(tg\delta) = tg\delta_M - tg\delta_0,$$

$$\Delta(tg\delta)_{0,95} = \Delta(tg\delta) + 2\sigma,$$

$$\delta(tg\delta)_{0,95} = \frac{\Delta(tg\delta)_{0,95}}{tg\delta_0} \cdot 100\% :$$

Մշակված մեթոդակարգով փորձանմուշի ստուգաչափումը կատարվել է «Էլեկտրոնային ավտոմատ սարքեր» ՓԲԸ-ում (նկ. 4.4), ակտ-տեղեկանքը՝ չափումների արդյունքներով, ներկայացված է Հավելված 2-ում:



Նկ. 4.4. ԴԷՊԼԻՉ-ի փորձնական նմուշի ստրուգաչափումը

Չափումների արդյունքները հավաստում են, որ փորձանմուշի չափման հիմնական հարաբերական սխալանքի թույլատրելի սահմանը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ չի գերազանցում 0,75%՝ ունակության համար և 2,5%՝ $tg\delta$ -ի համար:

4.4. Չորրորդ գլխի եզրակացություններ

1. Մշակվել է ԴԷՊԼԻՉ-ի չափագիտական բնութագրերի տեսական հետազոտության մեթոդակարգ, որը թույլ է տալիս սարքում օգտագործված տարրային բազայի պարամետրերի ցրվածքի և անկայունության արժեքներով գնահատել հասանելի չափման ճշգրտությունը: Այդ մեթոդակարգով կատարվել է սարքի չափագիտական բնութագրերի հետազոտություն: Պարզվել է, որ դիէլեկտրիկների և կոնդենսատորների պարամետրերի չափման լայնահիմպուլսային կերպափոխման մեթոդը չափազանց զգայուն է R_1 և R_2 ռեզիստորների դիմադրությունների կայունության նկատմամբ. նույնիսկ C2-29B տիպի ռեզիստորների կիրառության դեպքում, որոնք բավականին ճշգրիտ են, դրանց դիմադրությունների փոփոխությունը թույլատրելի սահմաններում առաջացնում է անթույլատրելի մեծ չափման սխալանք՝ ոչ

պակաս 20%: Նույնիսկ եթե C2-29B տիպի R_1 և R_2 ռեզիստորներն ընտրել ճշգրիտ հայտնի դիմադրություններով, միևնույն է, դրանց ջերմաստիճանայախին փոփոխությունները արդեն առաջացնում են $tg\delta$ -ի չափման գործնականորեն անթույլատրելի սխալանքներ:

2. Տեսականորեն հիմնավորվել է, որ օգտագործված տարրային բազայի պայմաններում ԴԷՊԼԻՉ-ի թույլատրելի լրիվ հիմնական հարաբերական սխալանքների սահմանների համար 0,95 վստահելիության հավանականությամբ ստանում ենք՝ 0,012%՝ ունակության համար և 1,75%՝ $tg\delta$ -ի համար:

3. Մշակվել, պատրաստվել ու փորձարկվել է ԴԷՊԼԻՉ-ի փորձնական նմուշը: Փորձարկումների արդյունքները հավաստում են տեսության համարժեքությունը սարքում ընթացող իրական գործընթացներին: Սահմանվել է, որ փորձանմուշի չափման հիմնական հարաբերական սխալանքի թույլատրելի սահմանը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ չի գերազանցում 0,75%՝ ունակության համար և 2,5%՝ $tg\delta$ -ի համար:

ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

1. Մշակվել է դիէլեկտրական պարամետրերի (ունակության և $\epsilon\delta$ -ի) միկրոկոնտրոլերային չափիչ, որում իրականացված չափվող պարամետրերի լայնախմբուսային կերպափոխման և չափման կապուղու ժամանակային բաժանման շնորհիվ էապես պարզեցվել է չափողական շղթան, բացառվել է պոտենցիալային և հոսանքային անալոգային ազդանշանների օգտագործման անհրաժեշտությունը, ապահովվել է չափման օբյեկտի պարամետրերի (ունակության, $\epsilon\delta$ -ի և համարժեք զուգահեռ դիմադրության) անջատ չափում:

2. Մշակվել է չափիչի գործառական սխեման, որում չափողական գործընթացի կառավարումը, չափվող պարամետրի ընտրությունը, չափման արդյունքների մշակումն ըստ ստացված մաթեմատիկական մոդելների իրականացվում է ծրագրավորվող միկրոկոնտրոլերի միջոցով, ինչը թույլ է տալիս էապես կրճատել ապարատային ծախսերը և ապահովել սարքի համակցումը անհատական համակարգչի հետ: Մշակվել է միկրոկոնտրոլերի աշխատանքի ալգորիթմը և ծրագիրը:

3. Կատարվել է մշակված չափիչի գործառության տեսական հետազոտություն, ստացվել են մաթեմատիկական մոդելները, որոնք թույլ են տալիս իրականացնել դիէլեկտրական պարամետրերի չափման պահանջվող ընդգրկույթներ և տեսականորեն հետազոտել սարքի չափագիտական բնութագրերը:

4. Մշակվել է սարքի չափողական շղթայի պարամետրերի հաշվարկի մեթոդակարգ, որն ապահովում է չափողական շղթայի ելքային ազդանշան հանդիսացող երկու սինուսոիդային լարումների միջև փուլային շեղման անկյան սանդղակի ռացիոնալ օգտագործում, միևնույն սանդղակը հետազոտվող օբյեկտի պարամետրերի չափման պահանջվող ընդգրկույթների հետ համաձայնեցում: Մեթոդակարգն ընհանրացված է, կարող է հաջողությամբ օգտագործվել տարրերի ցանկացած փոխդասավորություն և փուլային բնութագրեր ունեցող պասսիվ էլեկտրական երկտարր երկբևեռանիների պարամետրերի փուլային չափիչների մշակումներում:

5. Կատարվել է մշակված սարքի գործառության մոդելավորումը LabView ծրագրային միջավայրում, արդյունքները ցույց են տալիս, որ սարքում օգտագործված

մեթոդի և չափման սկզբունքի կիրառությամբ LabView միջավայրում ցածրավոլտ կոնդենսատորների ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի չափումներ կատարելիս հիմնական հարաբերական սխալանքի սահմանային արժեքը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ չի գերազանցում համապատասխանաբար 0,88% և 2,18%, ընդ որում ամենամեծ սխալանքները ստացվում են սանդղակի ծայրամասերում:

6. Կատարվել է մշակված մեթոդով ունակության և $tg\delta$ -ի որոշման սխալանքների տեսական հետազոտություն: Սահմանվել է, որ մեթոդը հատկապես զգայուն է չափողական շղթայի ռեզիստորների դիմադրության անկայունության նկատմամբ, ուստի նպատակահարմար է օգտագործել C5-61 տիպի գերճշգրիտ մետաղաթաղանթային ռեզիստորներ: Տեսականորեն հիմնավորվել է, որ օգտագործված տարրային բազայի պայմաններում ԴԷՊԼԻՉ-ի թույլատրելի լրիվ հիմնական հարաբերական սխալանքների սահմանների համար 0,95 վստահելիության հավանականությամբ ստացվում է՝ 0,012%՝ ունակության համար և 1,75%՝ $tg\delta$ -ի համար:

7. Պատրաստվել է մշակված չափիչի փորձնական նմուշը, մշակվել դրա ստուգաչափման մեթոդակարգ, փորձարկումների արդյունքները հաստատում են տեսության համարժեքությունը իրական ընթացող պրոցեսներին: Չափումների արդյունքները հավաստում են, որ փորձանմուշի չափման հիմնական հարաբերական սխալանքի թույլատրելի սահմանը 0,95 վստահելիության հավանականությամբ չի գերազանցում 0,75%՝ ունակության համար և 2,5%՝ $tg\delta$ -ի համար:

8. Դիէլեկտրական պարամետրերի չափիչների մշակումը լայնախիմապուլսային կերպափոխման մեթոդի և չափման կապուղու ժամանակային բաժանման եղանակի կիրառումով թույլ է տալիս ստեղծել կոմպակտ, դյուրակիր, անհատական համակարգչի հետ համակցելի միկրոկոնտրոլերային չափիչներ՝ ապահովելով չափման անհրաժեշտ ճշգրտություն:

ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿԸ

1. Արտոնագիր 2983 AM, ԳՄԴ G01R 27/00. Էլեկտրամեկուսիչ նյութերի դիէլեկտրական կորուստների անկյան տանգենսի չափման եղանակ / **Բ.Մ. Մամիկոնյան, Խ.Բ. Մամիկոնյան**, 2015:
2. Արտոնագիր 2984 AM, ԳՄԴ G01R 27/00. Դիէլեկտրական կորուստների անկյան տանգենսի որոշման սարք / **Բ.Մ. Մամիկոնյան, Խ.Բ. Մամիկոնյան**, 2015:
3. **Շաղգամյան Ա.Ս.** Տեխնոլոգիական չափումներ. Դասագիրք: - Երևան, Ճարտարագետ, 2008: - 261 էջ:
4. **Շաղգամյան Ա.Ս., Բեգոյան Կ.Վ.** Չափման միջոցների տարրերը: - Երևան, Ճարտարագետ, 2003: - 52 էջ:
5. Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные измерения и виртуальные приборы на основе LabVIEW 7 / Под ред. **Бутырина П.А.** – М.: ДМК Пресс, 2005. – 264 с.
6. Автоматический высоковольтный прибор для измерения емкости и тангенса угла потерь ACTS-TVS12k // <http://www.medus.com.ua/index.php?categoryid=60>
7. Автоматический тестер трансформаторного масла DTL C // <http://resursgrup.ru/diagnostika-transformatorov/baur-dtl-c>
8. **Агафонов Г.Е., Бабкин И.В., Берлин Б.Е.** Электрические аппараты высокого напряжения с элегазовой изоляцией. – СПб.: Энергоатомиздат, 2002. - 727 с.
9. **Асаналиев А.С.** Особенности измерения тангенса угла диэлектрических потерь образцов геоматериалов // Вестник кыргызско-российского славянского университета имени Б.Н. Ельцина. – Бишкек, КРСУ, 2015. - Том 15. - № 9. – С. 103-105.
10. **Батоврин В.К., Бессонов А.С., Мошкин В.В. и др.** LabVIEW: практикум по основам измерительных технологий. – М.: ДМК Пресс, 2005. – 208 с.
11. **Белецкий О.В., Лезнов С.И., Филатов А.А.** Обслуживание электрических подстанций. – М.: Атомиздат, 1998. – 365 с.
12. **Беспрозванных А.В., Набока Б.Г.** Влияние паразитных емкостей на результаты измерений параметров многожильных кабелей при оценке их технического состояния // Электричество. – 2015. – №5. – С. 27-36.
13. **Борисова Т.М., Кастро Р.А.** Исследование диэлектрических свойств тонких пленок оксида алюминия, выращенных методом молекулярного наслаивания // Труды МФТИ. - 2013. - Том 5, № 1. – С. 21-24.

14. **Бортник И.М., Белогловский А.А., Верещагин И.П. и др.** Электрофизические основы техники высоких напряжений: учебник для вузов. – М : Издательский дом МЭИ, 2010. – 704 с.
15. **Бурдун Г.Д., Марков Б.Н.** Основы метрологии. - М.: Изд. стандартов, 1985. – 256 с.
16. **Важов В.Ф., Лавринович В.А.** Техника высоких напряжений: курс лекций. – Томск : Изд-во ТПУ, 2008. - 150 с.
17. **Важов В.Ф., Лавринович В.А.** Высоковольтная техника в электроэнергетике: учебное пособие. – Томск : Изд-во ТПУ, 2011. - 176 с.
18. **Валетов В.А., Кузьмин Ю.П., Орлова А.А. и др.** Технология приборостроения. Учебное пособие. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2008. – 336 с.
19. **Ванин, Б.В., Львов Ю.Н., Львов М.Ю.** Оценка влагосодержания изоляции обмоток силовых трансформаторов по диэлектрическим характеристикам // Электрические станции. - 2004. - № 9. - С. 61-63.
20. **Власов С.Н., Копосова Е.В., Мясникова С.Е. и др.** Открытые резонаторы для измерения малых диэлектрических потерь // Журнал технической физики. – 2002. – Том 72, вып. 12. – С. 79-87.
21. **Воробьев Г.А., Похолков Ю.П., Королев Ю.Д. и др.** Физика диэлектриков (область сильных полей). – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 245 с.
22. **Горячева Г.А., Добромыслов Е.Р.** Конденсаторы: Справочник. -М.: Радио и связь, 1984. – 88 с.
23. ГОСТ 8.207-76. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. Основные положения. – М.: Изд-во Стандартов, 2001. – 8 с.
24. ГОСТ 12179-76. Кабели и провода. Метод определения тангенса угла диэлектрических потерь. – М.: Изд-во стандартов, 2003. – 3 с.
25. ГОСТ 21515 76: Материалы диэлектрические. Термины и определения. Сборник стандартов. - М.: Стандартиформ, 2005. – С. 135-148.
26. ГОСТ 6433.4-71. Материалы электроизоляционные твердые. Методы определения тангенса угла диэлектрических потерь и диэлектрической проницаемости при частоте 50 Гц. – М.: Издательство Стандартов, 1994. -20 с.
27. ГОСТ 6581-75. Материалы электроизоляционные жидкие. Методы электрических испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 2008. – 16 с.
28. ГОСТ 27496.2–87. Материалы электроизоляционные. Методы определения диэлектрических свойств на частотах свыше 300 МГц. Резонансные методы.

29. ГОСТ 28885-90. Межгосударственный стандарт. Конденсаторы. Методы измерений и испытаний. – М.: ИПК изд-во Стандартов, 1992. – 20 с.
30. ГОСТ 28884-90 (МЭК 63-63). Межгосударственный стандарт. Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов. – М.: Стандартинформ, 2006.
31. **ГОСТ 8.544-86. Относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь твердых диэлектриков. Методика выполнения измерений в диапазоне частот от 10 в ст. 9 до 10 в ст. 10 Гц.** – М.: Изд-во стандартов, 1986. – 21 с.
32. ГОСТ 3484.3-88 (СТ СЭВ 5266-85). Трансформаторы силовые. Методы измерений диэлектрических параметров изоляции. – М.: Изд-во стандартов, 1990. – 16 с.
33. **Губкин А.Н.** Диэлектрические измерения // <http://www.booksite.ru/fulltext/1/001/008/029/899.htm>
34. **Данилин А.А.** Измерения в технике СВЧ: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2008. – 184 с.
35. **Девкин Ф.М.** Измерение тангенса угла диэлектрических потерь в лабораториях серии ЛВИ НVT. Практическое руководство. – Ярославль, Холдинговая компания ЭМЗ, 2008. – 100 с.
36. **Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В.** Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Том 2. – СПб.: Питер, 2009. – 432 с.
37. Диэлектрические материалы // <http://mdld.lcg.tpu.ru/mod/book/print.php?id=2080>
38. Диэлектрические потери // <http://ctl.mpei.ru/DocHandler.aspx?p=pubs/phd/2.htm>
39. Диэлектрические потери в слоистых органических электроизоляционных материалах // <https://studfiles.net/preview/2125426/>
40. Диэлектрическая проницаемость твердых диэлектриков // https://studopedia.ru/4_155910_dielektricheskaya-pronitsaemost-tverdih-dielektrikov.html
41. **Дмитриченко В.И., Желдикбаева А.Т.** Монтаж, наладка и эксплуатация электрооборудования. - Алматы: АУЭС, 2016. – 19 с.
42. **Евдокимов Ю.К., Линдваль В.Р., Щербаков Г.И.** LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. Практическое руководство для работы в программной среде LabVIEW. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 400 с.
43. **Егоров В.Н.** Резонансные методы исследования диэлектриков на СВЧ // Приборы и техника эксперимента. - 2007, №2. - С. 5-38.
44. Зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от различных факторов // https://studopedia.ru/4_155911_zavisimost-tangensa-ugla-dielektricheskikh-poter-ot-razlichnih-faktorov.html

45. **Иванова Н.Ю., Комарова И.Э., Бондаренко И.Б.** Электрорадиоэлементы. Часть 2. Электрические конденсаторы. - СПб: Университет ИТМО, 2015. - 94 с.
46. Измерение диэлектрических потерь / <http://optimum.perm.ru/files/price/378.pdf>
47. Измерение диэлектрических потерь в гетерогенных объектах в диапазоне 3 см. – Москва, Московский физико-технический государственный университет, 2005. – 8 с.
48. **Измеритель параметров изоляции высоковольтный ИПИ-10** // <http://www.molnia.kharkov.ua/ipi-10.html>
49. Измеритель электрической емкости и тангенса угла диэлектрических потерь MDLT-50 // <http://www.kep.ua/ru/device/122/mdlt-50/>
50. **Измеритель параметров изоляции Вектор-2.0М** // <http://www.prompribors.ru/printcat7874>
51. **Казарновский Д.М, Тареев Б.М.** Испытание электроизоляционных материалов и изделий. – Л.: Энергия, 1980. – 216 с.
52. **Клиначев Н.В., Коробатов Д.В., Согрин А.И., Кульмухаметова А.С.** Система контроля параметров изоляции электрооборудования в рабочих режимах // Механика и процессы управления. Том 2. – Материалы XXXXI Всероссийского симпозиума. – М.: РАН, 2011. – С. 201-206.
53. Ключи и мультиплексоры / <http://vicgain.sdot.ru/spmikro/smikr17.htm>
54. Конденсаторы: справочник / **И.И. Четвертков, М.Н. Дьяконов, В.И. Присняков** и др.; Под ред. И.И. Четверткова, М.Н. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1993. – 392 с.
55. Конденсаторы: виды, устройство, маркировка и параметры конденсаторов // Internet document (http://www.eti.su/articles/elektrokomponenti/elektrokomponenti_1491.html).
56. **Коновалова Л.Л., Рожкова Л.Д.** Электроснабжение промышленных предприятий и установок. – М.: Технология, 1999. – 299 с.
57. **Кононенко А.И., Хохряков А.В.** Оценка состояния бумажной электрической изоляции по результатам измерений восстановленного напряжения // Электротехника. – 2010. - №5. – С. 47-55.
58. Контроль изоляции по величине тангенса угла диэлектрических потерь // http://edu.dvgups.ru/METDOC/GDTRAN/DEPEN/ELMASH/INF_IZM_TEX/METHOD/MALISHEVA_UP1/frame/3_1.htm
59. **Корицкий Ю.В.** Справочник по электротехническим материалам. Том 2. - Москва: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.
60. **Коробейников С.М, Свириденко М.В.** Определение диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь кремнийорганической жидкости ПМС-20 в

широком диапазоне температур // Сборник научных трудов Новосибирского ГТУ. – 2011. – № 2. - С. 135–142.

61. **Королев А.** Испытание и диагностика кабельных линий с изоляцией из сшитого полиэтилена // http://www.ruscable.ru/article/Ispytanie_i_dagnostika_kabelnyx_linij_s/
62. **Костромин В.В., Романов Б.С., Попов М.Ф.** и др. Новые методы измерения диэлектрических характеристик электроизоляционных материалов. // Кабели и провода : журнал. — 2006. — № 5. — С. 16-21.
63. **Кудратиллаев А.С.** Методы и устройства контроля состояния изоляции оборудования и линий высокого напряжения. - Ташкент: Фан, 1988. -212 с.
64. **Кузьмин О.А.** Современные методы диагностики силовых трансформаторов // Трансформаторы: эксплуатация, диагностирование, ремонт и продление срока службы: Материалы Междунар. научн.-практ. конф., посвящ. 70-летию Виктора Соколова. - Екатеринбург: Издательский дом «Автограф», 2010. - С. 227-233.
65. **Куртенков Г.Е.** Высоковольтные испытания изоляции : учебное пособие. – Томск: Изд. ТПУ, 2010. - 91 с.
66. **Кучинский Г.С., Кизеветтер В.Е., Пинталь Ю.С.** Изоляция установок высокого напряжения. М.: Энергоатомиздат, 1987. - 368 с.
67. **Ли П.** Руководство по выбору малошумящего усилителя // Компоненты и технологии. - 2010, №1. - С. 46-52.
68. **Лифанов В.Н.** Электроизоляция и перенапряжения: / Учеб. пособие.- Вл-к.:ДВГТУ, 2003. - 131 с.
69. **Локшин М.В., Сви П.М.** Измерение диэлектрических потерь высоковольтной изоляции. - М.-Л.: Энергия, 1966. – 145 с.
70. **Мамиконян Б.М., Аветисян А.Р.** Вопросы градуировки и метрологического исследования диэлькометрического влагомера древесины // Вестник инженерной академии Армении. – 2013. – Том 10, №2. - С. 266 -273.
71. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б.** Измерение тангенса угла диэлектрических потерь // Изв. НАН Армении и НПУА. Сер. ТН. – 2015, №3. - С. 333-345.
72. **Мамиконян Б.М., Никогосян Д.С., Абраамян Л.С.** Широтно-импульсное преобразование информативного параметра дифференциального емкостного преобразователя // Вестник ГИУА. Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. 2015. - №2. – С. 43-48.

73. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б.** Измерительные цепи индуктивных и емкостных первичных преобразователей с фазовыми выходными сигналами // Приборы. – 2015, № 7. – С. 11-16.
74. **Мамиконян Б.М.** Измерение параметров пассивных электрических двухполюсников фазовым методом // Вестник НПУА. Серия “Электротехника, энергетика”. - 2017. - №1. – С. 67-76.
75. **Мамиконян Б.М., Никогосян Д.С.** Методика расчета параметров измерительной цепи фазометрического измерителя емкости и тангенса угла потерь конденсаторов // Вестник НПУА. Серия “Электротехника, энергетика”. - 2017. - №2. – С. 70-82.
76. **Манонина И.В.** Применение программы LabVIEW для изучения вопросов поверки измерительных приборов. Т_Comm, 2012.– С. 66–71.
77. **Медведев А.** Печатные платы. Конструкции и материалы. - М.: Техносфера, 2005. – 304с.
78. **Медведев А., Можаров В., Мылов Г.** Печатные платы. Электрические свойства базовых материалов // Печатный монтаж. – 2011. - №6. – С. 150-157.
79. *Меерсон А.М. Радиоизмерительная техника. - Л. : Энергия, 1978. - 407 с.*
80. *Меерсон А.М. Измерение параметров конденсаторов // http://zpostbox.ru/izmerenie_parametrov_kondensatorov.html*
81. Метод измерения угла диэлектрических потерь силовых трансформаторов // <http://leg.co.ua/transformatori/praktika/metod-izmereniya-ugla-dielektricheskikh-poter-silovyh-transformatorov.html>
82. **Михеев Г.М.** Цифровая диагностика высоковольтного электрооборудования - М.: Изд-во Додэка-XXI, 2008. - 304 с.
83. Мосты переменного тока высоковольтные автоматические СА7100-2 И СА7100-3 // http://www.oltest.com.ua/file/CA7100_description.pdf
84. **Мылов В.Г.** Печатные платы: выбор базовых материалов. - М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 172 с.
85. **Никогосян Д.С.** Выбор метода измерения фазового сигнала в измерителе электрических параметров конденсаторов // Вестник инженерной академии Армении. – 2017. – Т. 14, № 4. – С. 552-556.
86. **Никогосян Д., Абрамян Л.** Измерение емкости первичного преобразователя в программной среде LabVIEW // Материалы 8-ой Международной научно-практической конференции “Интернет и Общество”. – Кутаиси, 7-8 июля 2017г. – С. 178-181.

87. **Новиков Ю.Н., Гриценко В.А., Насыров К.А.** Многофононный механизм ионизации ловушек в Al_2O_3 : эксперимент и численное моделирование // Письма в ЖЭТФ. - 2009. - Т. 89, вып. 10. - С. 599–602.
88. **Новицкий П.В., Зограф И.А.** Оценка погрешностей результатов измерений. - Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 248 с.
89. **Нонг К.К.** Разработка установки и исследование диэлектрических свойств материалов в диапазоне частот до 178 ГГц. Диссерт. на соискание уч. степени канд. техн. наук. – Иркутский государственный технический университет. - Иркутск, 2014. – 132 с.
90. Определение тангенса угла диэлектрических потерь трансформаторного масла // <https://studfiles.net/preview/6440474/page:2/>
91. **Орнатский П.П.** Автоматические измерения и приборы. – Киев, Вища школа, 1986. – 504с.
92. Особенности измерений электрических свойств влажных пород в переменных электромагнитных полях // <https://injzashita.com/osobennosti-izmereniie-elektricheskix-svoiestv.html>
93. Патент 1226346 SU по кл. G01R 27/26. Способ определения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь конденсаторов / **В.М. Брауде, Г.В. Гессен и Г.И. Литвинов**, 1986.
94. Патент 1693566 SU по кл. G01R 27/26. Устройство для определения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь конденсаторов / **Р.В. Булатов, М.Н. Пиганов, Д.В. Березкин**, 1991.
95. Патент 2115131 RU по кл. G01R 27/26. Устройство для определения тангенса угла диэлектрических потерь / **Г.М. Михеев**, 1998.
96. Патент 2215296 RU по кл. G01R 27/26. Устройство для определения тангенса угла диэлектрических потерь / **Г.М. Михеев**, 2003.
97. Патент 2419099 (RU). Устройство для измерения относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь жидкости. МКИ G01R27/26. Авторы: **Усанов Д.А., Куликов М.Ю., Пономарев Д.В.** и др.
98. **Перельмутер Н.М.** Электромонтер-обмотчик и изолировщик по ремонту электрических машин и трансформаторов. – СПб.: Корона принт, 2005. – 280 с.
99. **Петров К.С.** Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. - СПб.: Питер, 2003. - 506 с.
100. **Петров А.В.** Методы испытаний электрической изоляции. – Томск: Изд-во ТПУ, 2004. – 121 с.

101. Потери в диэлектриках. Основные понятия // <https://studfiles.net/preview/3599237/page:7/>
102. Прецизионные тонкопленочные резисторы С2-29В ОЖО.467.099 ТУ; ОЖО.467.130 ТУ // <http://www.rtkt.ru/files/s2-29v.pdf>
103. **Ратхор Т.С.** Цифровые измерения. АЦП/ЦАП. -М.: Техносфера, 2006. - 392 с.
104. **Рахматуллина Р.Г., Горелов В.С., Тимофеев В.А.** и др. Частотные и температурные зависимости диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь некоторых нематических жидких кристаллов // Электронный научный журнал «Нефтегазовое дело». - 2014. - №3. – С. 207-222.
105. РД 34.45-51.300-97. Объем и нормы испытаний электрооборудования. - М.: Энас, 2002. – 256. с.
106. Резисторы постоянные металлофольговые С5-61 // <http://amb-lab.narod.ru/References/ES/0004-3-1992/016.pdf>
107. **Рудаков В.В., Фоменко В.Г.** Определение емкости и тангенса угла диэлектрических потерь конденсаторов большой емкости // Вестник Нац. техн. ун-та "ХПИ". – Харьков : НТУ "ХПИ", 2010. – №18. – С. 156-161.
108. СА7100-2 мост переменный измерительный / <http://www.energосkan.ru/catalog/sa7100-2-most-peremennyi-izmeritelnyi>
109. СА7100-3 - мост переменного тока измерительный / <http://www.energосkan.ru/catalog/sa7100-3-most-peremennogo-toka-izmeritelnyi>
110. **Садченков Д.А.** Маркировка радиодеталей отечественных и зарубежных. Справочное пособие. Том 1. – М.: СОЛОН-Р, 2002. – 208 с.
111. **Сахно А.А.** Алгоритм измерения тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции трансформаторов тока и вводов 330-750 кВ при непрерывном контроле, под рабочим напряжением // Электротехніка і Електромеханіка. - 2010. - №2. – С. 54-56.
112. **Сви П.М.** Контроль изоляции оборудования высокого напряжения. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 128 с.
113. **Сви П.М.** Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения. - М.: Энергоатомиздат, 1992. - 239 с.
114. Слоистые органические электроизоляционные материалы // <https://studfiles.net/preview/2113805/page:2/>
115. **Соколовский Г.Г.** Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Владос, 2001. – 265 с.

116. Справочник по электрическим конденсаторам / **М.Н. Дьяконов, В.И. Карabanов, В.И. Присняков** и др.; Под общ. ред. И.И. Четверткова и В.Ф. Смирнова. – М.: Радио и связь, 1983. – 576 с.
117. Справочник по электротехническим материалам. Том 2 / Под ред. **Корицкого Ю.В., Пасынкова В.В., Тареева Б.М.** – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 464 с.
118. Таблица Брадиса – ТАНГЕНСЫ И КОТАНГЕНСЫ / Internet document: <http://infotables.ru/matematika/35-tablitsy-bradisa/57-tablitsa-bradisa-tangensy-i-kotangensy>.
119. **Тареев Б.М.** Физика диэлектрических материалов. - М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
120. **Татьянченко Л.Н., Сташко В.И.** Контроль изоляции по тангенсу угла диэлектрических потерь. – Барнаул : Изд-во АлтГТУ, 2014. – 13 с.
121. Техническая информация “Лумиррор” и “Торейфан” для конденсаторов, компания Торей Инданстрийз, Япония, 2004.
122. **Топильский В.Б.** Микроэлектронные измерительные преобразователи. Учебное пособие.). - М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013. - 493 с.
123. **Торгаев С.Н., Кожемяк О.А., Мусоров И.С.** и др. Материалы и элементы электронной техники в приборах контроля и диагностики. – Томск, STT, 2017. – 104 с.
124. **Туркот В.А.** Оценка состояния трансформаторных масел по проводимости // Электротехника. - 1994. - № 9. - С. 45-48.
125. **Усманов С.М.** Релаксационная поляризация диэлектриков. - М.: Наука, 1996. – 144 с.
126. Установка для измерения тангенса угла диэлектрических потерь трансформаторного масла “Тангенс-3М-3” // <http://www.electronpribor.ru/catalog/184/tangens-3m-3-molniya.htm>
127. **Ушаков В.Я.** Старение изоляции и методы контроля ее состояния. Учебное пособие. - Томск: Изд-во ТПУ, 1993. - 60 с.
128. Физические величины: Справочник /**А.П. Бабичев, Н.А. Бабушкина, А.М. Братковский** и др. -М.: Энергоатомиздат, 1991. - 1232 с.
129. **Хачатрян П.О., Кургинян Э.В., Варданян Л.А.** Новая конструкция секции самовосстанавливающегося конденсатора // Вестник НПУА. Электротехника, энергетика. - 2017. - №1. – С. 56-66.
130. **Холодный С.Д.** Методы испытаний и диагностики кабелей и проводов. - М.: Энергоатомиздат, 1991. - 200 с.
131. **Цапенко Е.Ф.** Контроль изоляции в сетях до 1000 В. – М: Энергия, 1972. – 152 с.
132. **Шваб А.** Измерения на высоком напряжении: измерительные приборы и способы измерения. Пер. с нем. - М.: Энергоатомиздат, 1983. - 264 с.

133. **Шишкин А.В., Дутова О.С.** Исследование диэлектрической проницаемости и диэлектрических потерь в твердых диэлектриках. – Новосибирск, НГТУ, 2009. – 42 с.
134. **Юленец Ю.П., Марков А.В.** Определение тангенса угла диэлектрических потерь и влагосодержания по параметрам электрического режима установки высокочастотного нагрева // Известия вузов. Приборостроение, 1997. Т.40. - № 5. - С. 60-65.
135. AD9833 Programmable Waveform Generator // www.digikey.com/en/product-highlight/a/analog-devices/ad9833-programmable-waveform-generator
136. **Ahmed Farag I.S., Battisha I.K., El-Rafaay M.M.** Study of dielectric properties of α – alumina doped with MnO, CdO and MoO // Indian J. of Pure & App. Phys. - 2005. - N. 43. - P. 446-458.
137. “Dielectrics”. Каталог фирмы “BOLLORE”, 2006.
138. IEEE Guide for Diagnostic Field Testing of Electric Power Apparatus; Pt. 1: Oil Filled Power Transformers, Regulators and Reactors, IEEE 62-1995.
139. Keysight Technologies. Основы измерения диэлектрических свойств материалов // Keysight Technologies 2015 Published in USA, April 27, 2015. – PP. 34.
140. **Mamikonyan B.M, Mamikonyan Kh.B., Nikoghosyan D.S., Abrahamyan L.S.** Capacitive Measuring Device // IJEERT, - 2016. - Vol. 4, Issue 1. - PP. 19-28.
141. **Mamikonyan B.M, Nikoghosyan D.S.** Measurement of Dielectric Loss by Phase Method // American Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences (ASRJETS). – 2017. – Vol. 29, №1. - PP. 124-137.
142. **Mamikonyan B.M, Nikoghosyan D.S.** Dielectric losses power meter using microcontroller // Proceedings of the eleventh International Conference “Semiconductor micro- and nanoelectronics”. – Yerevan, June 23-25, 2017. – P. 144-148.
143. **Nikoghosyan D.S.** Research of Metrological Characteristics of the Phasometric Meter of Capacitance and Tangent of the Dielectric Losses Angle of Capacitors // Sensors & Transducers. – 2018. - Vol. 221, Issue 3. - PP. 16-22.
144. **Nikoghosyan D.S.** Measurement of Capacity and Tangens of the Angle of Dielectric Loss of Low Voltage Condensers in the Labview Program Environment // Journal of Scientific and Engineering Research. - 2018, 5(2). - PP. 395-399.
145. LF355N, Операционный усилитель с входным каскадом на полевых транзисторах / www.chipdip.ru/product/lf355n
146. PIC32MX695F512H. Высокопроизводительный 32-разрядный микроконтроллер с интерфейсами USB и Ethernet / http://www.triatron.ru/upload/catalog_photo/elements/pdf/035343.pdf

147. **Robertson J.** High dielectric constant oxides // Eur. Phys J. Appl. - 2004. - N.28. - P. 265-291.
148. **Tervakoski E.** NEUE biaxial orientierte Polypropylen folie fur Elektrotechnik. – Terfilm, FINNLAND, 1975.
- 149.** *Tony R. Kuphaldt. Мосты переменного тока / http://zpostbox.ru/ac_bridge.html*
150. Tresaphan fur elektrische Anwendungen. Проспект фирмы “KALLE” Германия. 1975.
151. US Patent № 6,703,847. Determining the dielectric properties of wood / **Venter L., Viljoen J.** - 2004.
152. US Patent 6,708,555. Dielectric wood moisture meter / **Lyons W.F., Lessard R.** – 2004.
153. www.analog.com

Միկրոկոնտրոլերի աշխատանքային ծրագրի վերնագրային ֆայլը

```
/*
 *                               Capacitor Meter
 *                               *****/
#ifndef CX_METER_H
#define CX_METER_H
#include <plib.h>
/* ***** CPU Configuration ***** */
// Configuration Bit settings
// SYSCLK = 80 MHz (8MHz External clock / FPLLIDIV * FPLLMUL /
FPLLODIV)
// PBCLK = 40 MHz
// Primary Osc w/PLL (XT+,HS+,EC+PLL)
// WDT ON
// External PHY in RMII/alternate configuration
#pragma config FPLLMUL = MUL_20, FPLLIDIV = DIV_2, FPLLODIV =
DIV_1, FWDTEN = OFF , WDTPS = 0x0008
#pragma config POSCMOD = HS, FNOSC = PRIPLL, FPBDIV = DIV_1
#pragma config FMIIEN = OFF, FETHIO = OFF, FVBUSONIO = OFF,
FUSBIDIO = OFF
#pragma config FSOSCEN = 0
#pragma config ICESEL = 0
/* System Parameters */
#define SYS_FREQ                80000000L
#define PB_DIV                  1
#define PRESCALE                 4
#define TOGGLES_PER_SEC         1000
#define T2_TICK
SYS_FREQ/PB_DIV/PRESCALE/TOGGLES_PER_SEC
#define T4_TICK_65              SYS_FREQ/PB_DIV/PRESCALE/65
#define T4_TICK_130             SYS_FREQ/PB_DIV/PRESCALE/130
#define T4_TICK_1150            SYS_FREQ/PB_DIV/PRESCALE/1100
#define U1_BAUDRATE              115200
/* ***** Symbol Codes ***** */
#define CHBL 0x00 // Blank
#define CH0U 0x3F // "0"
#define CH1U 0x06 // "1"
#define CH2U 0x5B // "2"
#define CH3U 0x4F // "3"
#define CH4U 0x66 // "4"
#define CH5U 0x6D // "5"
#define CH6U 0x7D // "6"
#define CH7U 0x07 // "7"
#define CH8U 0x7F // "8"
#define CH9U 0x6F // "9"
#define CHCL 0x58 // "c"
#define CHDL 0x5E // "d"
```

```

#define CHDLP      0xDE // "d."
#define CHHL 0x74 // "h"
#define CHIL 0x04 // "i"
#define CHLL 0x18 // "l"
#define CHNL 0x54 // "n"
#define CHOL 0x5C // "o"
#define CHOLP     0xDC // "o."
#define CHRL 0x50 // "r"
#define CHTL 0x78 // "t"
#define CHUL 0x1C // "u"
#define CHAU 0x77 // "A"
#define CHCU 0x39 // "C"
#define CHEU 0x79 // "E"
#define CHFU 0x71 // "F"
#define CHGU 0xBD // "G"
#define CHHU 0x76 // "H"
#define CHIU 0x30 // "I"
#define CHJU 0x0E // "J"
#define CHLU 0x38 // "L"
#define CHOU 0x3F // "O"
#define CHPU 0x73 // "P"
#define CHPUP     0xF3 // "P."
#define CHRU 0xF3 // "R"
#define CHSU 0x6D // "S"
#define CHUU 0x3E // "U"
#define CHDF 0x40 // "-"
#define CHUP 0x01 // "-"
#define CHDN 0x08 // " "
#define CHLV 0x10 // " | "
#define CHDV 0x14 // " || "
#define CHTH 0x45 // " "
#define POINT     0x80 // "."
/***** Device Codes *****/
#define GetResp      0x00 // Get Respect code
#define GetID        0x01 // Get ID Code
#define GetVers      0x02 // Get Hardware Version
#define GetConStatus 0x03 // Get Communication Status
#define Respect      0x54 // Respect code
#define IdCode       0x12 // ID Code
#define Version      0x11 // Hardware Version
#define ConStatus    0xA5 // Communication Status Code
#define AllDev       0x10 // All Devices
#define SetFrequency 0x80 // Set Frequency Code
#define GetFrequency 0x80 // Get Frequency Code
#define GetT1        0x81 // Get Cx Phase 1 Time
#define GetT2        0x82 // Get Cx Phase 2 Time
#define GetPh1       0x85 // Get Cx Phase 1
#define GetPh2       0x86 // Get Cx Phase 2
#define GetCx        0x89 // Get Capacitance
#define GetTa        0x8A // Get Loss Tangent
/***** Ports Definition *****/
#define SDATA        LATGbits.LATG8

```

```

#define SCLK LATGbits.LATG6
#define FSYNC LATGbits.LATG9
#define MCLK LATDbits.LATD0
#define DIGC1 LATBbits.LATB11
#define DIGC2 LATBbits.LATB9
#define DIGC3 LATBbits.LATB8
#define DIGC4 LATBbits.LATB12
#define DIGC5 LATBbits.LATB7
#define DIGC6 LATBbits.LATB6
#define DIGC7 LATBbits.LATB2
#define DIGC8 LATBbits.LATB13
#define SEGCA LATEbits.LATE0
#define SEGCB LATEbits.LATE1
#define SEGCC LATEbits.LATE2
#define SEGCD LATEbits.LATE3
#define SEGCE LATEbits.LATE4
#define SEGCF LATEbits.LATE5
#define SEGCG LATEbits.LATE6
#define SEGCH LATEbits.LATE7
#define DIGT1 LATGbits.LATG7
#define DIGT2 LATFbits.LATF1
#define DIGT3 LATFbits.LATF0
#define DIGT4 LATFbits.LATF5
#define DIGT5 LATFbits.LATF4
#define DIGT6 LATBbits.LATB15
#define DIGT7 LATBbits.LATB14
#define DIGT8 LATFbits.LATF3
#define SEGTA LATDbits.LATD4
#define SEGTB LATDbits.LATD5
#define SEGTC LATDbits.LATD6
#define SEGTD LATDbits.LATD7
#define SEGTE LATDbits.LATD8
#define SEGTF LATDbits.LATD9
#define SEGTG LATDbits.LATD10
#define SEGTH LATDbits.LATD11
#define LED LATDbits.LATD1
#define KEY1 !PORTGbits.RG2
#define KEY2 !PORTGbits.RG3
#define C2INP PORTBbits.RB3
#define C1INM PORTBbits.RB4
#define C1INP PORTBbits.RB5
#define RXD PORTDbits.RD2
#define TXD LATDbits.LATD3
#define SwCx LATCbits.LATC13
#define TP1 LATCbits.LATC14
#define SDATA_DIR TRISGbits.TRISG8
#define SCLK_DIR TRISGbits.TRISG6
#define FSYNC_DIR TRISGbits.TRISG9
#define MCLK_DIR TRISDbits.TRISD0
#define DIGC1_DIR TRISBbits.TRISB11
#define DIGC2_DIR TRISBbits.TRISB9
#define DIGC3_DIR TRISBbits.TRISB8

```

```

#define DIGC4_DIR TRISBbits.TRISB12
#define DIGC5_DIR TRISBbits.TRISB7
#define DIGC6_DIR TRISBbits.TRISB6
#define DIGC7_DIR TRISBbits.TRISB2
#define DIGC8_DIR TRISBbits.TRISB13
#define SEGCA_DIR TRISEbits.TRISE0
#define SEGCB_DIR TRISEbits.TRISE1
#define SEGCC_DIR TRISEbits.TRISE2
#define SEGCD_DIR TRISEbits.TRISE3
#define SEGCE_DIR TRISEbits.TRISE4
#define SEGCF_DIR TRISEbits.TRISE5
#define SEGCG_DIR TRISEbits.TRISE6
#define SEGCH_DIR TRISEbits.TRISE7
#define DIGT1_DIR TRISGbits.TRISG7
#define DIGT2_DIR TRISFbits.TRISF1
#define DIGT3_DIR TRISFbits.TRISF0
#define DIGT4_DIR TRISFbits.TRISF5
#define DIGT5_DIR TRISFbits.TRISF4
#define DIGT6_DIR TRISBbits.TRISB15
#define DIGT7_DIR TRISBbits.TRISB14
#define DIGT8_DIR TRISFbits.TRISF3
#define SEGTA_DIR TRISDbits.TRISD4
#define SEGTB_DIR TRISDbits.TRISD5
#define SEGTC_DIR TRISDbits.TRISD6
#define SEGTD_DIR TRISDbits.TRISD7
#define SEGTE_DIR TRISDbits.TRISD8
#define SEGTF_DIR TRISDbits.TRISD9
#define SEGTG_DIR TRISDbits.TRISD10
#define SEGTH_DIR TRISDbits.TRISD11
#define LED_DIR TRISDbits.TRISD1
#define KEY1_DIR TRISGbits.TRISG2
#define KEY2_DIR TRISGbits.TRISG3
#define C2INP_DIR TRISBbits.TRISB3
#define C1INM_DIR TRISBbits.TRISB4
#define C1INP_DIR TRISBbits.TRISB5
#define RXD_DIR TRISDbits.TRISD2
#define TXD_DIR TRISDbits.TRISD3
#define SwCx_DIR TRISCbits.TRISC13
#define TP1_DIR TRISCbits.TRISC14
/***** Definitions *****/
#define Sleep() {__asm__ volatile ("pwrsav #0");}
#define Idle() {__asm__ volatile ("pwrsav #1");}
#define TRUE 1
#define FALSE 0
#define IN 1
#define OUT 0
#define ON 1
#define OFF 0
#define ACK 0x55
#define TOut 50
#define Frequency 1000
#define Avr 2000.0

```

```

/***** Constants *****/
const unsigned char SEG_VALUES[10]= {CH0U, CH1U, CH2U, CH3U, CH4U,
CH5U, CH6U, CH7U, CH8U, CH9U};
const unsigned char SEG_SHIFTER[8]= {0x01, 0x02, 0x04, 0x08, 0x10,
0x20, 0x40, 0x80};
/***** UART Prototypes *****/
void U1RxControl(void);
void U1TxControl(void);
void SendID(void);
void TxBufCounterInc(void);
void TxResponse(unsigned char TxDataLength, unsigned char
ErrCode);
void RxCommandConrtol();
/***** Other *****/
void SetAD9833Frequency(int WorkFrequency);
void SetToAD9833(void);
void Calculate(void);
double CorPh1(double Ph);
double CorPh2(double Ph);
double cotan(double Ph);
void BinToDec(void);
void AllDevControl(void);
void Delay_us(long int DelusVal); // Delay us
void Delay_ms(long int DelmsVal); // Delay ms
void Byte_CRC (char NextByte); // 700 ns
#define RxBufSize      287
#define TxBufSize      287
#define RxDataBufSize  255
#define CntDataBufSize 255
#define IntDataBufSize 255
#define pi              3.1415926535897932384626433832795
#define Pow28           268435456.0
#define MCLK_Freq      5000000.0
#define Rs              49900.0
/*****
/***** Variables *****/
/*****
/** SerialPort U1 ***/
unsigned char U1RxBuf[RxBufSize], U1TxBuf[TxBufSize];
unsigned int  U1RxBufCounter, U1PCRxBufCounter, U1TxBufCounter,
U1PCTxBufCounter, U1RxTimeOut;
unsigned int  TxBufCounter;
unsigned char U1RxCmdCounter;
unsigned char RxDataBuf[RxDataBufSize], RxAddress[4];
unsigned char CntDataBuf[CntDataBufSize], CntAddress[4];
unsigned char IntDataBuf[IntDataBufSize], IntAddress[4];
unsigned int  PCCRC, CRC;
unsigned char RxDataCounter, RxDev, RxID, RxDataLength, RxReg,
TxReg;
unsigned char CRC_Lo, CRC_Hi;
unsigned long DelayMsVal;
unsigned char INDC_VALUE[8], INDT_VALUE[8], LED_VALUE;

```

```

int FreqChanged, DataReady, Correction;
unsigned char FreqCounter;
unsigned int AD9833REG;
unsigned long FREQ0;
unsigned char IndCounter, SEG_POS;
unsigned int MsCounter, CorCounter, TimerCounter;
unsigned char K1Counter, K2Counter;
double Cx, Ta;
long C1, C2;
long C1Inc, C2Inc;
double R1, R2;
double T1, T2;
double P1, P2;
double Ph1, Ph2;
int Intr1;
struct
{
    unsigned _K1Pressed:1;
    unsigned _K2Pressed:1;
    unsigned _K1Old:1;
    unsigned _K2Old:1;
}BitVar;
#define K1Pressed BitVar._K1Pressed
#define K2Pressed BitVar._K2Pressed
#define K1Old BitVar._K1Old
#define K2Old BitVar._K2Old
void NVM_Program(void);
/*****
***** Non Volatile Memory *****/
#define NVM_PROGRAM_PAGE 0xBD010000
static UINT32 NVM_MTRT __attribute__((space(prog),
address(NVM_PROGRAM_PAGE+20))) = 100;
static UINT32 NVM_RTMT __attribute__((space(prog),
address(NVM_PROGRAM_PAGE+24))) = 50;
static UINT32 NVM_MTHR __attribute__((space(prog),
address(NVM_PROGRAM_PAGE+28))) = 620;
static UINT32 NVM_RTHR __attribute__((space(prog),
address(NVM_PROGRAM_PAGE+32))) = 620;
#endif

```

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1.2

Միկրոկոնտրոլերի աշխատանքային ծրագիրը

```

/*****
/**
Capacitor Meter
*****/
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <math.h>
#include "CxMeter.h"
/*****
***** Main *****/

```

```

//*****
int main(void)
{
    UINT32 i;
    // Configure cache, wait states and peripheral bus clock
    // Configure the device for maximum performance but do not
change the PBDIV
    // Given the options, this function will change the flash wait
states, RAM
    // wait state and enable prefetch cache but will not change the
PBDIV.
    // The PBDIV value is already set via the pragma FPBDIV option
above..
    // SYSTEMConfig(SYS_FREQ, SYS_CFG_WAIT_STATES |
SYS_CFG_PCACHE);
    int pbClk;
    pbClk=SYSTEMConfig(SYS_FREQ, SYS_CFG_WAIT_STATES |
SYS_CFG_PCACHE);
//***** PORT Initialization *****
SDATA    = 0;
SCLK     = 0;
FSYNC    = 0;
MCLK     = 0;
DIGC1    = 0;
DIGC2    = 0;
DIGC3    = 0;
DIGC4    = 0;
DIGC5    = 0;
DIGC6    = 0;
DIGC7    = 0;
DIGC8    = 0;
SEGCA    = 0;
SEGCB    = 0;
SEGCC    = 0;
SEGCD    = 0;
SEGCE    = 0;
SEGCF    = 0;
SEGCG    = 0;
SEGCH    = 0;
DIGT1    = 0;
DIGT2    = 0;
DIGT3    = 0;
DIGT4    = 0;
DIGT5    = 0;
DIGT6    = 0;
DIGT7    = 0;
DIGT8    = 0;
SEGTA    = 0;
SEGTB    = 0;
SEGTC    = 0;
SEGTD    = 0;
SEGTE    = 0;

```



```

SEGTF      = 0;
SEGTG      = 0;
SEGTH      = 0;
LED        = 0;
TXD        = 1;
SwCx       = 0;
TP1        = 0;
// ***** TRIS Initialization *****
SDATA_DIR  = OUT;
SCLK_DIR   = OUT;
FSYNC_DIR  = OUT;
MCLK_DIR   = OUT;
DIGC1_DIR  = OUT;
DIGC2_DIR  = OUT;
DIGC3_DIR  = OUT;
DIGC4_DIR  = OUT;
DIGC5_DIR  = OUT;
DIGC6_DIR  = OUT;
DIGC7_DIR  = OUT;
DIGC8_DIR  = OUT;
SEGCA_DIR  = OUT;
SEGCB_DIR  = OUT;
SEGCC_DIR  = OUT;
SEGCD_DIR  = OUT;
SEGCE_DIR  = OUT;
SEGCF_DIR  = OUT;
SEGCG_DIR  = OUT;
SEGCH_DIR  = OUT;
DIGT1_DIR  = OUT;
DIGT2_DIR  = OUT;
DIGT3_DIR  = OUT;
DIGT4_DIR  = OUT;
DIGT5_DIR  = OUT;
DIGT6_DIR  = OUT;
DIGT7_DIR  = OUT;
DIGT8_DIR  = OUT;
SEGTA_DIR  = OUT;
SEGTB_DIR  = OUT;
SEGTC_DIR  = OUT;
SEGTD_DIR  = OUT;
SEGTE_DIR  = OUT;
SEGTF_DIR  = OUT;
SEGTG_DIR  = OUT;
SEGTH_DIR  = OUT;
LED_DIR    = OUT;
KEY1_DIR   = IN;
KEY2_DIR   = IN;
C2INP_DIR  = IN;
C1INM_DIR  = IN;
C1INP_DIR  = IN;

RXD_DIR    = IN;

```

```

TXD_DIR    = OUT;
SwCx_DIR   = OUT;
TP1_DIR    = OUT;
DDPCONbits.JTAGEN = 0;
// configure Timer 2 using internal clock, 1:4 prescale
  OpenTimer2(T2_ON | T2_SOURCE_INT | T2_PS_1_4, T2_TICK);
// configure Timer 2 using internal clock, 1:4 prescale
  OpenTimer4(T4_ON | T4_SOURCE_INT | T4_PS_1_32, T4_TICK_65);
//  OpenTimer4(T4_ON | T4_SOURCE_INT | T4_PS_1_16, T4_TICK_130);
//  OpenTimer4(T4_ON | T4_SOURCE_INT | T4_PS_1_4, T4_TICK_1300);
/***** SERIAL PORT UART1 Initialization *****/
*  U1BRG = Fcy/(4*BAUD) - 1; BAUD = Fcy/(4*(U1BRG + 1));
*****/
// configure UART 1 TX & RX enable, 8 bit, 1 stop, 115200 bit sec
UART_INT_TX_BUF_EMPTY
  OpenUART1(UART_EN, UART_RX_ENABLE | UART_TX_ENABLE |
UART_INT_TX, 42);
/***** Serial Port Initialization *****/
  U1RxBufCounter = 0; U1PCRxBufCounter = 0;
  U1TxBufCounter = 0; U1PCTxBufCounter = 0;
  TxBufCounter = 0;
/***** Interrupts Initialization *****/
// enable multi-vector interrupts
  INTEnableSystemMultiVectoredInt(); // int_legacy.h
// set up the UART 1 interrupt with a priority of 2
  ConfigIntUART1(UART_INT_PR2 | UART_TX_INT_DIS | UART_RX_INT_EN);
  INTClearFlag(INT_U1RX);
  INTClearFlag(INT_U1TX);
// set up the timer 2 interrupt with a priority of 4
  ConfigIntTimer2(T2_INT_ON | T2_INT_PRIOR_4); // timer.h
  INTClearFlag(INT_T2);
// set up the timer 2 interrupt with a priority of 4
  ConfigIntTimer4(T4_INT_ON | T4_INT_PRIOR_6); // timer.h
  INTClearFlag(INT_T4);
// set up the comparator 1 interrupt with a priority of 4
  CMP1ConfigInt(CMP_INT_ENABLE | CMP_INT_PRIOR_5); // cmp.h
  INTClearFlag(INT_CMP1);
// set up the comparator 2 interrupt with a priority of 4
  CMP2ConfigInt(CMP_INT_ENABLE | CMP_INT_PRIOR_5); // cmp.h
  INTClearFlag(INT_CMP2);
PR3 = 0x0010; T3CON = 0x8000;          // T3TON = 1; Prescaler =
1:1
OC1CON = 0x800E;  OC1RS = 0x0008;
CVRCON = 0x8047;
CM1CON = 0xA050; // C1IN-  C1Int En
CM2CON = 0xA051; // C2IN+  C2Int Dis
T1CON  = 0x0000;
SetAD9833Frequency(Frequency);
OpenTimer4(T4_ON | T4_SOURCE_INT | T4_PS_1_4, T4_TICK_1150);
LED_VALUE = 0x04;
Ta = 0.00001;
Cx = 2367.32;

```

```

T1 = 245.65;
T2 = 1256.34;
Ph1 = 45.89;
Ph2 = 25.54;
R1 = 9000.0;
R2 = 20000.0;
DataReady = FALSE;
TimerCounter = 0;
C1 = 6956;
C2 = 15490;
C1Inc = 0;
C2Inc = 0;
Calculate();
Nop();
while (TRUE)
{
    U1RxControl();
    if (DataReady)
    {
        DataReady = FALSE;
        Calculate();
        BinToDec();
    }
}
}
void SetAD9833Frequency(int WorkFrequency)
{
    AD9833REG = 0b0000000100000000; SetToAD9833(); // Reset AD9833
    FREQ0 = (unsigned
long) (((double)WorkFrequency*Pow28)/MCLK_Freq);
    AD9833REG = 0b0010000000000000; SetToAD9833(); // Preparing
AD9833 Frequency register to write
    AD9833REG = (unsigned int) ((FREQ0 & 0x0003FFF) | 0x4000);
SetToAD9833(); // Frequency LSB
    AD9833REG = (unsigned int) (((FREQ0 >> 14) & 0x0003FFF) |
0x4000); SetToAD9833(); // Frequency MSB
    AD9833REG = 0xC000; SetToAD9833(); // Phase to 0
}
/***** AD9833 registers loading *****/
void SetToAD9833(void)
{
    int i;
    FSYNC = 0; Nop();
    for (i=15; i>=0; i--)
    {
        SDATA = (AD9833REG >> i); Nop();
        SCLK = 0; Nop();
        SCLK = 1; Nop();
    }
    FSYNC = 1; Nop();
    SCLK = 1; Nop();
}

```

```

void Calculate(void)
{
    double ctgph1, ctgph2;
    if (C1<0) C1 = 0;
    if (C2<0) C2 = 0;
    T1 = (double)C1/(Avr*40.0);
    T2 = (double)C2/(Avr*40.0);
    P1 = T1*Frequency*360.0/1000000.0;
    P2 = T2*Frequency*360.0/1000000.0;
    // Ph1 = 0.0004*P1*P1+0.9385*P1+0.6078;
    // Ph2 = 0.0009*P2*P2+0.861*P2+1.5348;
    Ph1 = CorPh1(P1);
    // Ph1 = 0.9872*P1+0.0851;
    Ph2 = CorPh2(P2);
    // Ph2 = 0.9364*P2+0.231;
    Ta = (1/R2)*((R1+R2)*cotan(Ph2)-R1*cotan(Ph1));
    if (cotan(Ph1) != cotan(Ph2)) Cx =
(R2/(2*pi*Frequency*R1*(R1+R2)))*(1/(cotan(Ph1)-
cotan(Ph2)))*1000000;
    else
    {
        Cx = 0;
    }
    Nop();
}
double CorPh1(double Ph)
{
    if (Ph<2.855) return Ph*1.2046-0.0048;
    else if (Ph<3.41) return Ph*0.586+1.7613;
    else if (Ph<13.969) return Ph*0.9475+0.5286;
    else if (Ph<58.336) return Ph*0.9764+0.1237;
    else if (Ph<68.622) return Ph*0.924+3.1823;
    else if (Ph<69.826) return Ph*0.9079+4.285;
    else if (Ph<70.322) return Ph*0.8943+5.2403;
    else if (Ph<82.255) return Ph*0.9656+0.2259;
    else return Ph*2.8702-156.38;
}
double CorPh2(double Ph)
{
    if (Ph<10.499) return Ph*1.0415-0.0083;
    else if (Ph<12.19) return Ph*0.6078+4.5458;
    else if (Ph<39.961) return Ph*0.9454+0.4306;
    else if (Ph<81.632) return Ph*0.9585-0.0938;
    else if (Ph<85.658) return Ph*0.9158+3.3879;
    else if (Ph<86.548) return Ph*0.8155+11.982;
    else if (Ph<86.697) return Ph*1.0585-9.0463;
    else if (Ph<90.027) return Ph*1.1502-17.002;
    else return Ph*0.8879+6.611;
}
double cotan(double Ph)
{
    double ctg;

```

```

    if (tan(Ph*pi/180) != 0) ctg = 1/tan(Ph*pi/180);
    else
    {
        ctg = 10000000;
    }
}
void __ISR(_COMPATOR_1_VECTOR, IPL5) Comparator1Handler(void)
{
    TP1 = 1;
    TMR1 = 0;
    T1CONSET = 0x8000;
    TMR4 = 0;
    T4CONSET = 0x8000;
    CM1CONCLR = 0x0040;
    CM2CONSET = 0x0040;
    INTClearFlag(INT_CMP1);
}
void __ISR(_COMPATOR_2_VECTOR, IPL5) Comparator2Handler(void)
{
    TP1 = 0;
    T1CONCLR = 0x8000;
    if ((TimerCounter >= 0) && (TimerCounter < Avr/2)) C1Inc +=
TMR1;
    else if ((TimerCounter >= Avr/2) && (TimerCounter < Avr)) C2Inc
+= TMR1;
    CM2CONCLR = 0x0040; // to C1IN- C1Int Dis
    INTClearFlag(INT_CMP2);
}
// ***** Timer4 Interrupt *****
void __ISR(_TIMER_4_VECTOR, IPL6) Timer4Handler(void)
{
    INTClearFlag(INT_T4);
    if (TimerCounter < Avr) TimerCounter++;
    else
    {
        TimerCounter = 0;
        C1 = C1Inc - Avr*65.5; C1Inc = 0;
        C2 = C2Inc - Avr*65.5; C2Inc = 0;
        DataReady = TRUE;
    }
    if ((TimerCounter >= 0) && (TimerCounter < Avr/2))
    {
        CM1CON = 0xA011; // to C1IN+
    }
    else if ((TimerCounter >= Avr/2) && (TimerCounter < Avr))
    {
        CM1CON = 0xA010; // to C1IN-
    }
    T4CONCLR = 0x8000;
    INTClearFlag(INT_CMP1);
    INTClearFlag(INT_CMP2);
    CM1CONSET = 0x0040;
}

```

```

}
// ***** Timer2 Interrupt *****
void __ISR(_TIMER_2_VECTOR, IPL4) Timer2Handler(void)
{
    INTClearFlag(INT_T2);
    DIGC1 = 0; DIGC2 = 0; DIGC3 = 0; DIGC4 = 0; DIGC5 = 0; DIGC6 =
0; DIGC7 = 0; DIGC8 = 0;
    DIGT1 = 0; DIGT2 = 0; DIGT3 = 0; DIGT4 = 0; DIGT5 = 0; DIGT6 =
0; DIGT7 = 0; DIGT8 = 0;
    LED = 0;
    SEG_POS = SEG_SHIFTER[IndCounter];
    if ((SEG_POS & 0x01) == 0) {SEGCA = 1; SEGTA = 1;} else {SEGCA
= 0; SEGTA = 0;}
    if ((SEG_POS & 0x02) == 0) {SEGCB = 1; SEGTB = 1;} else {SEGCB
= 0; SEGTB = 0;}
    if ((SEG_POS & 0x04) == 0) {SEGCC = 1; SEGTC = 1;} else {SEGCC
= 0; SEGTC = 0;}
    if ((SEG_POS & 0x08) == 0) {SEGCD = 1; SEGTD = 1;} else {SEGCD
= 0; SEGTD = 0;}
    if ((SEG_POS & 0x10) == 0) {SEGCE = 1; SEGTE = 1;} else {SEGCE
= 0; SEGTE = 0;}
    if ((SEG_POS & 0x20) == 0) {SEGCF = 1; SEGTF = 1;} else {SEGCF
= 0; SEGTF = 0;}
    if ((SEG_POS & 0x40) == 0) {SEGCG = 1; SEGTG = 1;} else {SEGCG
= 0; SEGTG = 0;}
    if ((SEG_POS & 0x80) == 0) {SEGCH = 1; SEGTH = 1;} else {SEGCH
= 0; SEGTH = 0;}
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[0]) != 0) DIGC1 = 1;
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[1]) != 0) DIGC2 = 1;
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[2]) != 0) DIGC3 = 1;
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[3]) != 0) DIGC4 = 1;
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[4]) != 0) DIGC5 = 1;
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[5]) != 0) DIGC6 = 1;
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[6]) != 0) DIGC7 = 1;
    if ((SEG_POS & INDC_VALUE[7]) != 0) DIGC8 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[0]) != 0) DIGT1 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[1]) != 0) DIGT2 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[2]) != 0) DIGT3 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[3]) != 0) DIGT4 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[4]) != 0) DIGT5 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[5]) != 0) DIGT6 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[6]) != 0) DIGT7 = 1;
    if ((SEG_POS & INDT_VALUE[7]) != 0) DIGT8 = 1;
    if ((SEG_POS & LED_VALUE) != 0) LED = 1;
    if (IndCounter < 8) IndCounter++; else IndCounter = 0;
    if (DelayMsVal > 0) DelayMsVal--;
    if (U1RxTimeOut > 0) U1RxTimeOut--;
    else
    {
        U1RxBufCounter = U1PCRxBufCounter;
        U1RxCmdCounter = 0;
    }
}

```

```

    WDTCNSET = 0x0001; // ClrWdt();
}
//***** Serial Port Components *****
// ***** U1 Interrupt *****
void __ISR(_UART_1_VECTOR, IPL2) UART1Handler(void)
{
    if (INTGetFlag(INT_U1RX))
    {
        U1RxBuf[U1PCRxBufCounter] = U1RXREG;
        U1PCRxBufCounter++; U1PCRxBufCounter %= RxBufSize;
        U1RxTimeOut = TOut;
        INTClearFlag(INT_U1RX);
    }
}
void U1RxControl(void)
{
    while (U1RxBufCounter != U1PCRxBufCounter)
    {
        RxReg = U1RxBuf[U1RxBufCounter];
        U1RxBufCounter++; U1RxBufCounter %= RxBufSize;
        switch (U1RxCmdCounter)
        {
            case 0:
            {
                if (RxReg < 3) SendID();
                else
                {
                    RxDev = RxReg; CRC_Lo = 0xFF; CRC_Hi = 0xFF;
                    Byte_CRC(RxReg); U1RxCmdCounter++;
                }
            } break;
            case 1: {RxID = RxReg; Byte_CRC(RxReg);
                    U1RxCmdCounter++;} break;
            case 2: {RxAddress[3] = RxReg; Byte_CRC(RxReg);
                    U1RxCmdCounter++;} break;
            case 3: {RxAddress[2] = RxReg; Byte_CRC(RxReg);
                    U1RxCmdCounter++;} break;
            case 4: {RxAddress[1] = RxReg; Byte_CRC(RxReg);
                    U1RxCmdCounter++;} break;
            case 5: {RxAddress[0] = RxReg; Byte_CRC(RxReg);
                    U1RxCmdCounter++;} break;
            case 6: {RxDataLength = RxReg; Byte_CRC(RxReg);
                    RxDataCounter = 0; U1RxCmdCounter++;} break;
            case 7:
            {
                if ((RxDataCounter == RxDataLength) || (RxID == 4))
                {
                    PCCRC = RxReg;
                    U1RxCmdCounter++;
                }
            } else
            {

```

```

        RxDataBuf[RxDataCounter] = RxReg;
        Byte_CRC (RxReg);
        RxDataCounter++;
    }
} break;
case 8:
{
    PCCRC |= (RxReg << 8);
    U1RxCmdCounter = 0;
    CRC = CRC_Hi << 8 | CRC_Lo;
    if (PCCRC == CRC)
    {
        RxCommandConrtol();
    }
} break;
}
}
}
void SendID(void)
{
    if (RxReg == 0) TxReg = Respect;
    else if (RxReg == 1) TxReg = IdCode;
    else if (RxReg == 2) TxReg = Version;
    TxBufCounterInc();
    U1TxControl();
}
void TxBufCounterInc()
{
    U1TxBuf[U1TxBufCounter] = TxReg;
    U1TxBufCounter++; U1TxBufCounter %= TxBufSize;
}
void TxResponse(unsigned char TxDataLength, unsigned char ErrCode)
{
    unsigned char i;
    CRC_Hi = 0xFF; CRC_Lo = 0xFF; TxBufCounter = 0;
    TxReg = RxDev; Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
    if (ErrCode == 0)
    {
        TxReg = RxID;          Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
        TxReg = RxAddress[3]; Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
        TxReg = RxAddress[2]; Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
        TxReg = RxAddress[1]; Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
        TxReg = RxAddress[0]; Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
        TxReg = TxDataLength; Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
        if (RxID == 4)
        {
            for (i=0;i<TxDataLength;i++)
            {
                TxReg = RxDataBuf[i]; Byte_CRC (TxReg); TxBufCounterInc();
            }
        }
    }
}

```



```

else
{
    TxReg = RxID | 0x80; Byte_CRC(TxReg); TxBufCounterInc();
    TxReg = ErrCode;      Byte_CRC(TxReg); TxBufCounterInc();
}
TxReg = CRC_Lo; TxBufCounterInc();
TxReg = CRC_Hi; TxBufCounterInc();
U1TxControl();
}
// ***** U1TX Control *****
void U1TxControl(void)
{
    while (U1PCTxBufCounter != U1TxBufCounter)
    {
        while(!INTGetFlag(INT_U1TX));
        U1TXREG = U1TxBuf[U1PCTxBufCounter];
        U1PCTxBufCounter++; U1PCTxBufCounter %= TxBufSize;
        INTClearFlag(INT_U1TX);
    }
}
void RxCommandConrtol()
{
    switch (RxDev)
    {
        case AllDev: AllDevControl(); break;
        default: TxResponse(0,10); break; //Error "0x10" Device not
found
    }
}
/*****
***** All Devices Control <"0x10"> *****/
void AllDevControl(void)
{
    long Param;
    if ((RxAddress[3] == 0) && (RxAddress[2] == 0) && (RxAddress[1]
== 0))
    {
        if (RxID == 6)
        {
            switch (RxAddress[0])
            {
                case SetFrequency:
                {
                    FreqCounter = RxDataBuf[0];
                    FreqChanged = 1;
                    TxResponse(0,0);
                } break;
                default: TxResponse(0,0x02); break; //Error "0x02" Address
not available
            }
        }
    }
}

```

```

else if (RxID == 4)
{
    switch (RxAddress[0])
    {
        case GetFrequency:
        {
            RxDataBuf[0] = FreqCounter;
            TxResponse(1,0);
        } break;
        case GetT1:
        {
            Param = (long)(T1*1000);
            RxDataBuf[0] = Param & 0xFF;
            RxDataBuf[1] = (Param>> 8) & 0xFF;
            RxDataBuf[2] = (Param>>16) & 0xFF;
            RxDataBuf[3] = (Param>>24) & 0xFF;
            TxResponse(8,0);
        } break;
        case GetT2:
        {
            Param = (long)(T2*1000);
            RxDataBuf[0] = Param & 0xFF;
            RxDataBuf[1] = (Param>> 8) & 0xFF;
            RxDataBuf[2] = (Param>>16) & 0xFF;
            RxDataBuf[3] = (Param>>24) & 0xFF;
            TxResponse(8,0);
        } break;
        case GetPh1:
        {
            Param = (long)(Ph1*1000);
            RxDataBuf[0] = Param & 0xFF;
            RxDataBuf[1] = (Param>> 8) & 0xFF;
            RxDataBuf[2] = (Param>>16) & 0xFF;
            RxDataBuf[3] = (Param>>24) & 0xFF;
            TxResponse(8,0);
        } break;
        case GetPh2:
        {
            Param = (long)(Ph2*1000);
            RxDataBuf[0] = Param & 0xFF;
            RxDataBuf[1] = (Param>> 8) & 0xFF;
            RxDataBuf[2] = (Param>>16) & 0xFF;
            RxDataBuf[3] = (Param>>24) & 0xFF;
            TxResponse(8,0);
        } break;
        case GetCx:
        {
            Param = (long)(Cx*1000000);
            RxDataBuf[0] = Param & 0xFF;
            RxDataBuf[1] = (Param>> 8) & 0xFF;
            RxDataBuf[2] = (Param>>16) & 0xFF;
            RxDataBuf[3] = (Param>>24) & 0xFF;
        }
    }
}

```

```

        TxResponse(8,0);
    } break;
case GetTa:
{
    Param = (long)(Ta*1000000);
    RxDataBuf[0] = Param & 0xFF;
    RxDataBuf[1] = (Param>> 8) & 0xFF;
    RxDataBuf[2] = (Param>>16) & 0xFF;
    RxDataBuf[3] = (Param>>24) & 0xFF;
    TxResponse(8,0);
} break;
default: TxResponse(0,0x02); break; //Error "0x02" Address
not available
}
}
else TxResponse(0,0x01); //Error "0x01" Function code not
available
}
else TxResponse(0,0x02); //Error "0x02" Address not available
}
void BinToDec(void)
{
    long ConvVal;
    if (Cx > 99.999999) Cx = 99.999999; if (Cx < 0) Cx = 0;
    if (Ta > 999.99999) Ta = 999.99999; if (Ta < -99.99999) Ta = -
99.99999;
    ConvVal = (long)(Cx*1000000.0);
    INDC_VALUE[0] = SEG_VALUES[ConvVal/10000000]; ConvVal %=
10000000;
    INDC_VALUE[1] = SEG_VALUES[ConvVal/1000000] | POINT; ConvVal %=
1000000;
    INDC_VALUE[2] = SEG_VALUES[ConvVal/100000]; ConvVal %= 100000;
    INDC_VALUE[3] = SEG_VALUES[ConvVal/10000]; ConvVal %= 10000;
    INDC_VALUE[4] = SEG_VALUES[ConvVal/1000]; ConvVal %= 1000;
    INDC_VALUE[5] = SEG_VALUES[ConvVal/100]; ConvVal %= 100;
    INDC_VALUE[6] = SEG_VALUES[ConvVal/10]; ConvVal %= 10;
    INDC_VALUE[7] = SEG_VALUES[ConvVal];
    if (Ta < 0)
    {
        ConvVal = (long)abs(Ta*100000.0);
        if (ConvVal > 9999999) ConvVal = 9999999;
    }
    else
    {
        ConvVal = (long)(Ta*100000.0);
        if (ConvVal > 99999999) ConvVal = 99999999;
    }
    if (Ta < 0) INDT_VALUE[0] = CHDF;
    else
    {
        INDT_VALUE[0] = SEG_VALUES[ConvVal/10000000];
        ConvVal %= 10000000;
    }
}

```

```

    }
    INDT_VALUE[1] = SEG_VALUES[ConvVal/1000000]; ConvVal %=
1000000;
    INDT_VALUE[2] = SEG_VALUES[ConvVal/100000]| POINT; ConvVal %=
100000;
    INDT_VALUE[3] = SEG_VALUES[ConvVal/10000]; ConvVal %= 10000;
    INDT_VALUE[4] = SEG_VALUES[ConvVal/1000]; ConvVal %= 1000;
    INDT_VALUE[5] = SEG_VALUES[ConvVal/100]; ConvVal %= 100;
    INDT_VALUE[6] = SEG_VALUES[ConvVal/10]; ConvVal %= 10;
    INDT_VALUE[7] = SEG_VALUES[ConvVal];
}
void Delay_us (long int DelusVal) // Delay us
{
    long i;
    int j;
    for (i=0; i<=DelusVal; i++)
    {
        for (j=0; j<=4; j++);
    }
}
void Delay_ms (long int DelmsVal) // Delay ms
{
    DelayMsVal = DelmsVal;
}
void BUS_Delay (unsigned int DVal)
{
    unsigned int i;
    for (i=0; i<DVal; i++);
}
const unsigned char CRC_LoMatrix[256] =
{
    0x00, 0xc0, 0xc1, 0x01, 0xc3, 0x03, 0x02, 0xc2,
    0xc6, 0x06, 0x07, 0xc7, 0x05, 0xc5, 0xc4, 0x04,
    0xcc, 0x0c, 0x0d, 0xcd, 0x0f, 0xcf, 0xce, 0x0e,
    0x0a, 0xca, 0xcb, 0x0b, 0xc9, 0x09, 0x08, 0xc8,
    0xd8, 0x18, 0x19, 0xd9, 0x1b, 0xdb, 0xda, 0x1a,
    0x1e, 0xde, 0xdf, 0x1f, 0xdd, 0x1d, 0x1c, 0xdc,
    0x14, 0xd4, 0xd5, 0x15, 0xd7, 0x17, 0x16, 0xd6,
    0xd2, 0x12, 0x13, 0xd3, 0x11, 0xd1, 0xd0, 0x10,
    0xf0, 0x30, 0x31, 0xf1, 0x33, 0xf3, 0xf2, 0x32,
    0x36, 0xf6, 0xf7, 0x37, 0xf5, 0x35, 0x34, 0xf4,
    0x3c, 0xfc, 0xfd, 0x3d, 0xff, 0x3f, 0x3e, 0xfe,
    0xfa, 0x3a, 0x3b, 0xfb, 0x39, 0xf9, 0xf8, 0x38,
    0x28, 0xe8, 0xe9, 0x29, 0xeb, 0x2b, 0x2a, 0xea,
    0xee, 0x2e, 0x2f, 0xef, 0x2d, 0xed, 0xec, 0x2c,
    0xe4, 0x24, 0x25, 0xe5, 0x27, 0xe7, 0xe6, 0x26,
    0x22, 0xe2, 0xe3, 0x23, 0xe1, 0x21, 0x20, 0xe0,
    0xa0, 0x60, 0x61, 0xa1, 0x63, 0xa3, 0xa2, 0x62,
    0x66, 0xa6, 0xa7, 0x67, 0xa5, 0x65, 0x64, 0xa4,
    0x6c, 0xac, 0xad, 0x6d, 0xaf, 0x6f, 0x6e, 0xae,
    0xaa, 0x6a, 0x6b, 0xab, 0x69, 0xa9, 0xa8, 0x68,
    0x78, 0xb8, 0xb9, 0x79, 0xbb, 0x7b, 0x7a, 0xba,

```

```

0xbe, 0x7e, 0x7f, 0xbf, 0x7d, 0xbd, 0xbc, 0x7c,
0xb4, 0x74, 0x75, 0xb5, 0x77, 0xb7, 0xb6, 0x76,
0x72, 0xb2, 0xb3, 0x73, 0xb1, 0x71, 0x70, 0xb0,
0x50, 0x90, 0x91, 0x51, 0x93, 0x53, 0x52, 0x92,
0x96, 0x56, 0x57, 0x97, 0x55, 0x95, 0x94, 0x54,
0x9c, 0x5c, 0x5d, 0x9d, 0x5f, 0x9f, 0x9e, 0x5e,
0x5a, 0x9a, 0x9b, 0x5b, 0x99, 0x59, 0x58, 0x98,
0x88, 0x48, 0x49, 0x89, 0x4b, 0x8b, 0x8a, 0x4a,
0x4e, 0x8e, 0x8f, 0x4f, 0x8d, 0x4d, 0x4c, 0x8c,
0x44, 0x84, 0x85, 0x45, 0x87, 0x47, 0x46, 0x86,
0x82, 0x42, 0x43, 0x83, 0x41, 0x81, 0x80, 0x40
};
const unsigned char CRC_HiMatrix[256] =
{
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
    0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
    0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
};
void Byte_CRC (char NextByte)
{
    register unsigned char uIndex;
    uIndex = CRC_Hi ^ NextByte;
    CRC_Hi = CRC_Lo ^ CRC_HiMatrix[uIndex];
}

```

```

CRC_Lo = CRC_LoMatrix[uIndex];
}

```

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1.3

Չափիչ սարքի աշխատանքային ծրագիրը Windows օպերացիոն համակարգում

```

// CxMeterDlg.cpp : implementation file
#include "stdafx.h"
#include "CxMeter.h"
#include "CxMeterDlg.h"
#ifdef _DEBUG
#define new DEBUG_NEW
#endif
// CAboutDlg dialog used for App About
class CAboutDlg : public CDialog
{
public:
    CAboutDlg();
// Dialog Data
    enum { IDD = IDD_ABOUTBOX };
protected:
    virtual void DoDataExchange(CDataExchange* pDX);    // DDX/DDV
support
// Implementation
protected:
    DECLARE_MESSAGE_MAP()
};
CAboutDlg::CAboutDlg() : CDialog(CAboutDlg::IDD)
{
}
void CAboutDlg::DoDataExchange(CDataExchange* pDX)
{
    CDialog::DoDataExchange(pDX);
}
BEGIN_MESSAGE_MAP(CAboutDlg, CDialog)
END_MESSAGE_MAP()
// CCxMeterDlg dialog
CCxMeterDlg::CCxMeterDlg(CWnd* pParent /*=NULL*/)
    : CDialog(CCxMeterDlg::IDD, pParent)
    , TimerCounter(0)
    , DataUpdate(TRUE)
    , Frequency(1000)
{
    m_hIcon = AfxGetApp()->LoadIcon(IDR_MAINFRAME);
}
void CCxMeterDlg::DoDataExchange(CDataExchange* pDX)
{
    CDialog::DoDataExchange(pDX);
    //DDX_Control(pDX, IDC_CAPROGRESS, m_CapProgress);
    //DDX_Control(pDX, IDC_TGPROGRESS, m_TgProgress);
}
BEGIN_MESSAGE_MAP(CCxMeterDlg, CDialog)

```

```

    ON_WM_SYSCOMMAND()
    ON_WM_PAINT()
    ON_WM_QUERYDRAGICON()
    //}}AFX_MSG_MAP
    ON_WM_CLOSE()
    ON_WM_TIMER()
//    ON_BN_CLICKED(IDC_FREQBUTTON,
&CCxMeterDlg::OnBnClickedFreqbutton)
END_MESSAGE_MAP()
// CCxMeterDlg message handlers
BOOL CCxMeterDlg::OnInitDialog()
{
    CDialog::OnInitDialog();
    // Add "About..." menu item to system menu.
    // IDM_ABOUTBOX must be in the system command range.
    ASSERT((IDM_ABOUTBOX & 0xFFF0) == IDM_ABOUTBOX);
    ASSERT(IDM_ABOUTBOX < 0xF000);
    CMenu* pSysMenu = GetSystemMenu(FALSE);
    if (pSysMenu != NULL)
    {
        CString strAboutMenu;
        strAboutMenu.LoadString(IDS_ABOUTBOX);
        if (!strAboutMenu.IsEmpty())
        {
            pSysMenu->AppendMenu(MF_SEPARATOR);
            pSysMenu->AppendMenu(MF_STRING, IDM_ABOUTBOX,
strAboutMenu);
        }
    }
    // Set the icon for this dialog. The framework does this
automatically
    // when the application's main window is not a dialog
    SetIcon(m_hIcon, TRUE); // Set big icon
    SetIcon(m_hIcon, FALSE); // Set small icon
    //m_CapProgress.SetRange(0,1000); m_TgProgress.SetStep(1);
    //m_CapProgress.SetPos(0);
    //m_CapProgress.SendMessage (PBM_SETBARCOLOR, 0,
RGB(16,212,32));
    //m_TgProgress.SetRange(0,1000); m_TgProgress.SetStep(1);
    //m_TgProgress.SetPos(0);
    //m_TgProgress.SendMessage (PBM_SETBARCOLOR, 0,
RGB(16,212,32));
    //LD = 0;
    PortConnected = FALSE;
    RS232Err = FALSE;
    Port = "";
    hPort = INVALID_HANDLE_VALUE;
    Connect();
    ReadFrquency();
    ReadT1();
    ReadT2();
    ReadPh1();

```

```

    ReadPh2();
    ReadCx();
    ReadTa();
    UpdateData(FALSE);
    SetTimer(ID_CLOCK_TIMER, Time, NULL);
    return TRUE; // return TRUE unless you set the focus to a
control
}
void CCxMeterDlg::OnOK(){}
void CCxMeterDlg::OnCancel(){}
void CCxMeterDlg::OnClose()
{
    // TODO: Add your message handler code here and/or call
default
    CDialog::OnOK();
    KillTimer(ID_CLOCK_TIMER);
    CDialog::OnClose();
}
void CCxMeterDlg::OnSysCommand(UINT nID, LPARAM lParam)
{
    if ((nID & 0xFFFF0) == IDM_ABOUTBOX)
    {
        CAboutDlg dlgAbout;
        dlgAbout.DoModal();
    }
    else
    {
        CDialog::OnSysCommand(nID, lParam);
    }
}
// If you add a minimize button to your dialog, you will need the
code below
// to draw the icon. For MFC applications using the
document/view model,
// this is automatically done for you by the framework.
void CCxMeterDlg::OnPaint()
{
    if (IsIconic())
    {
        CPaintDC dc(this); // device context for painting
        SendMessage(WM_ICONERASEBKGND,
reinterpret_cast<WPARAM>(dc.GetSafeHdc()), 0);
        // Center icon in client rectangle
        int cxIcon = GetSystemMetrics(SM_CXICON);
        int cyIcon = GetSystemMetrics(SM_CYICON);
        CRect rect;
        GetClientRect(&rect);
        int x = (rect.Width() - cxIcon + 1) / 2;
        int y = (rect.Height() - cyIcon + 1) / 2;
        // Draw the icon
        dc.DrawIcon(x, y, m_hIcon);
    }
}

```



```

        else
        {
            CDialog::OnPaint();
        }
    }
// The system calls this function to obtain the cursor to display
while the user drags
// the minimized window.
HCURSOR CCxMeterDlg::OnQueryDragIcon()
{
    return static_cast<HCURSOR>(m_hIcon);
}
void CCxMeterDlg::OnTimer(UINT_PTR nIDEvent)
{
    // TODO: Add your message handler code here and/or call
default
    CString St;
    ReadFrquency();
    ReadT1();
    ReadT2();
    ReadPh1();
    ReadPh2();
    ReadCx();
    ReadTa();
    if (TimerCounter < 4) TimerCounter++;
    else
    {
        TimerCounter = 0;
        Connect();
    }
    CDialog::OnTimer(nIDEvent);
}
void CCxMeterDlg::ReadFrquency(void)
{
    CString St;
    if (PortConnected)
    {
        RS232Transfer(AllDev, 0x04, GetFrequency, 1);
        Frequency = (double)(RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8)/10.0;
        St.Format("%2.2f", Frequency);
        SetDlgItemText(IDC_FREQ, St);
    }
    else SetDlgItemText(IDC_FREQ, "--.-");
    UpdateData(FALSE);
}
void CCxMeterDlg::ReadT1(void)
{
    CString St;
    if (PortConnected)
    {
        RS232Transfer(AllDev, 0x04, GetT1, 1);

```

```

        St.Format("%2.2f", (double) (RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/1000);
        SetDlgItemText(IDC_T1, St);
    }
    else SetDlgItemText(IDC_T1, "--.-");
}
void CCxMeterDlg::ReadT2(void)
{
    CString St;
    if (PortConnected)
    {
        RS232Transfer(AllDev, 0x04, GetT2, 1);
        St.Format("%2.2f", (double) (RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/1000);
        SetDlgItemText(IDC_T2, St);
    }
    else SetDlgItemText(IDC_T2, "--.-");
}
void CCxMeterDlg::ReadPh1(void)
{
    CString St;
    double Phase;
    if (PortConnected)
    {
        RS232Transfer(AllDev, 0x04, GetPh1, 1);
        Phase = (double) (RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/1000;
        // St.Format("%d° %d ' %d '", (int)Phase, (int)((Phase -
(int)Phase)*60)%60, (int)((Phase - (int)Phase)*3600)%60);
        St.Format("%2.6f", Phase);
        SetDlgItemText(IDC_PH1, St);
        St.Format("%2.6f", tan(Phase*pi/180));
        SetDlgItemText(IDC_TANPH1, St);
    }
    else
    {
        SetDlgItemText(IDC_PH1, "--.-");
        SetDlgItemText(IDC_TANPH1, "--.-");
    }
}
void CCxMeterDlg::ReadPh2(void)
{
    CString St;
    double Phase;
    if (PortConnected)
    {
        RS232Transfer(AllDev, 0x04, GetPh2, 1);
        Phase = (double) (RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/1000;
        // St.Format("%d° %d ' %d '", (int)Phase, (int)((Phase -
(int)Phase)*60)%60, (int)((Phase - (int)Phase)*3600)%60);
        St.Format("%2.6f", Phase);
    }
}

```

```

        SetDlgItemText(IDC_PH2, St);
        St.Format("%2.6f",tan(Phase*pi/180));
        SetDlgItemText(IDC_TANPH2, St);
    }
    else
    {
        SetDlgItemText(IDC_PH2, "--.-");
        SetDlgItemText(IDC_TANPH2, "--.-");
    }
}
void CCxMeterDlg::ReadCx(void)
{
    CString St;
    if (PortConnected)
    {
        RS232Transfer(AllDev, 0x04, GetCx, 1);
        St.Format("%2.6f", (double) (RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/1000000);
        SetDlgItemText(IDC_CX, St);
        // m_CapProgress.SetPos((RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/100);
    }
    else SetDlgItemText(IDC_CX, "--.-");
}
void CCxMeterDlg::ReadTa(void)
{
    CString St;
    if (PortConnected)
    {
        RS232Transfer(AllDev, 0x04, GetTa, 1);
        St.Format("%2.6f", (double) (RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/1000000);
        SetDlgItemText(IDC_TA, St);
        //m_TgProgress.SetPos((RS232Buf[0] | RS232Buf[1]<<8 |
RS232Buf[2]<<16 | RS232Buf[3]<<24)/100);
    }
    else SetDlgItemText(IDC_TA, "--.-");
}
bool CCxMeterDlg::RS232Transfer(byte Device, byte ID, unsigned int
Addr, byte Length)
{
    unsigned char RxDev, RxID, RxLength;
    unsigned int RxAddr;
    unsigned char buf[263];
    DWORD qt;
    int i;
    if (PortConnected)
    {
        for (i=0; i<255; i++) buf[i] = 0;
        RS232Err = FALSE;
        PurgeComm(hPort, PURGE_TXCLEAR|PURGE_RXCLEAR|PURGE_TXABORT|PURG
E_RXABORT);
    }
}

```

```

CRC_Lo = 0xFF; CRC_Hi = 0xFF;
i = 0;
buf[i] = Device; Byte_CRC(buf[i]); i++;
buf[i] = ID; Byte_CRC(buf[i]); i++;
buf[i] = (Addr >> 24) & 0xFF; Byte_CRC(buf[i]); i++;
buf[i] = (Addr >> 16) & 0xFF; Byte_CRC(buf[i]); i++;
buf[i] = (Addr >> 8) & 0xFF; Byte_CRC(buf[i]); i++;
buf[i] = Addr & 0xFF; Byte_CRC(buf[i]); i++;
buf[i] = Length; Byte_CRC(buf[i]); i++;
if (ID == 6)
{
    while ((i-7) < Length)
    {
        buf[i] = RS232Buf[i-7]; Byte_CRC(buf[i]); i++;
    }
}
buf[i] = CRC_Lo; i++;
buf[i] = CRC_Hi; i++;
WriteFile(hPort, &buf, i, &qt, NULL);
int j;
j=GetLastError();
CRC_Lo = 0xFF; CRC_Hi = 0xFF;
for (i=0; i<4; i++) buf[i] = 0; ReadFile(hPort, &buf, 5,
&qt, NULL); i = 0;
RxDev = buf[i]; Byte_CRC(buf[i]); i++; if (RxDev !=
Device) RS232Err = TRUE;
RxID = buf[i]; Byte_CRC(buf[i]); i++;
if ((RxID & 0x80) == 0)
{
    RxAddr = buf[i] << 24; Byte_CRC(buf[i]); i++;
    RxAddr |= buf[i] << 16; Byte_CRC(buf[i]); i++;
    RxAddr |= buf[i] << 8; Byte_CRC(buf[i]); i++;
    for (i=0; i<1; i++) buf[i] = 0; ReadFile(hPort,
&buf, 2, &qt, NULL); i = 0;
    RxAddr |= buf[i];Byte_CRC(buf[i]); i++;
    if (RxAddr != Addr) RS232Err = TRUE;
    RxLength = buf[i]; Byte_CRC(buf[i]); i++;
    if (ID == 4)
    {
        for (i=0; i<255; i++) buf[i] = 0;
ReadFile(hPort, &buf, RxLength, &qt, NULL);
        for (i=0; i<RxLength; i++)
        {
            RS232Buf[i] = buf[i]; Byte_CRC(buf[i]);
        }
    }
    for (i=0; i<1; i++) buf[i] = 0; ReadFile(hPort,
&buf, 2, &qt, NULL); i = 0;
    if ((CRC_Lo == buf[0]) && (CRC_Hi == buf[1]));
    else
    {
        Sleep(100); RS232Err = TRUE;
    }
}

```

```

    }
    }
    else
    {
        RS232Err = TRUE;
        Byte_CRC(buf[i]); i++; // Error Code
        if ((CRC_Lo == buf[3]) && (CRC_Hi == buf[4]));
        else
        {
            Sleep(100);
        }
    }
}
return RS232Err;
}
const unsigned char CRC_LoMatrix[256] =
{
    0x00, 0xc0, 0xc1, 0x01, 0xc3, 0x03, 0x02, 0xc2,
    0xc6, 0x06, 0x07, 0xc7, 0x05, 0xc5, 0xc4, 0x04,
    0xcc, 0x0c, 0x0d, 0xcd, 0x0f, 0xcf, 0xce, 0x0e,
    0x0a, 0xca, 0xcb, 0x0b, 0xc9, 0x09, 0x08, 0xc8,
    0xd8, 0x18, 0x19, 0xd9, 0x1b, 0xdb, 0xda, 0x1a,
    0x1e, 0xde, 0xdf, 0x1f, 0xdd, 0x1d, 0x1c, 0xdc,
    0x14, 0xd4, 0xd5, 0x15, 0xd7, 0x17, 0x16, 0xd6,
    0xd2, 0x12, 0x13, 0xd3, 0x11, 0xd1, 0xd0, 0x10,
    0xf0, 0x30, 0x31, 0xf1, 0x33, 0xf3, 0xf2, 0x32,
    0x36, 0xf6, 0xf7, 0x37, 0xf5, 0x35, 0x34, 0xf4,
    0x3c, 0xfc, 0xfd, 0x3d, 0xff, 0x3f, 0x3e, 0xfe,
    0xfa, 0x3a, 0x3b, 0xfb, 0x39, 0xf9, 0xf8, 0x38,
    0x28, 0xe8, 0xe9, 0x29, 0xeb, 0x2b, 0x2a, 0xea,
    0xee, 0x2e, 0x2f, 0xef, 0x2d, 0xed, 0xec, 0x2c,
    0xe4, 0x24, 0x25, 0xe5, 0x27, 0xe7, 0xe6, 0x26,
    0x22, 0xe2, 0xe3, 0x23, 0xe1, 0x21, 0x20, 0xe0,
    0xa0, 0x60, 0x61, 0xa1, 0x63, 0xa3, 0xa2, 0x62,
    0x66, 0xa6, 0xa7, 0x67, 0xa5, 0x65, 0x64, 0xa4,
    0x6c, 0xac, 0xad, 0x6d, 0xaf, 0x6f, 0x6e, 0xae,
    0xaa, 0x6a, 0x6b, 0xab, 0x69, 0xa9, 0xa8, 0x68,
    0x78, 0xb8, 0xb9, 0x79, 0xbb, 0x7b, 0x7a, 0xba,
    0xbe, 0x7e, 0x7f, 0xbf, 0x7d, 0xbd, 0xbc, 0x7c,
    0xb4, 0x74, 0x75, 0xb5, 0x77, 0xb7, 0xb6, 0x76,
    0x72, 0xb2, 0xb3, 0x73, 0xb1, 0x71, 0x70, 0xb0,
    0x50, 0x90, 0x91, 0x51, 0x93, 0x53, 0x52, 0x92,
    0x96, 0x56, 0x57, 0x97, 0x55, 0x95, 0x94, 0x54,
    0x9c, 0x5c, 0x5d, 0x9d, 0x5f, 0x9f, 0x9e, 0x5e,
    0x5a, 0x9a, 0x9b, 0x5b, 0x99, 0x59, 0x58, 0x98,
    0x88, 0x48, 0x49, 0x89, 0x4b, 0x8b, 0x8a, 0x4a,
    0x4e, 0x8e, 0x8f, 0x4f, 0x8d, 0x4d, 0x4c, 0x8c,
    0x44, 0x84, 0x85, 0x45, 0x87, 0x47, 0x46, 0x86,
    0x82, 0x42, 0x43, 0x83, 0x41, 0x81, 0x80, 0x40
};
const unsigned char CRC_HiMatrix[256] =
{

```

```

0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
0x00, 0xc1, 0x81, 0x40, 0x01, 0xc0, 0x80, 0x41,
0x01, 0xc0, 0x80, 0x41, 0x00, 0xc1, 0x81, 0x40,
};
void CCxMeterDlg::Byte_CRC(char NextByte)
{
    unsigned char uIndex;
    uIndex = CRC_Hi ^ NextByte;
    CRC_Hi = CRC_Lo ^ CRC_HiMatrix[uIndex];
    CRC_Lo = CRC_LoMatrix[uIndex];
}
bool CCxMeterDlg::SetComStatus(CString sPort)
{
    if (hPort!=INVALID_HANDLE_VALUE)
        CloseHandle(hPort);
    hPort = INVALID_HANDLE_VALUE;
    hPort = CreateFile(sPort, GENERIC_READ|GENERIC_WRITE, 0, NULL,
OPEN_EXISTING, 0, NULL);
    if (hPort == INVALID_HANDLE_VALUE)
    {
        return false;
    }
    else

```

```

    {
        DCB sts;
        GetCommState(hPort, &sts);
        sts.BaudRate=CBR_115200;
        sts.ByteSize=8;
        sts.DCBlength=sizeof(DCB);
        sts.fAbortOnError=FALSE;
        sts.fBinary=FALSE;
        sts.fDsrSensitivity=FALSE;
        sts.fDtrControl=DTR_CONTROL_ENABLE;
        sts.fErrorChar=FALSE;
        sts.fInX=FALSE;
        sts.fNull=FALSE;
        sts.fOutX=FALSE;
        sts.fOutxCtsFlow=FALSE;
        sts.fOutxDsrFlow=FALSE;
        sts.fParity=FALSE;
        sts.fRTsControl=RTS_CONTROL_DISABLE;
        sts.fTXContinueOnXoff=FALSE;
        sts.Parity=NOPARITY;
        sts.StopBits=ONESTOPBIT;
        sts.XoffLim=512;
        sts.XonLim=2048;
        SetCommState(hPort, &sts);
        PurgeComm(hPort, PURGE_TXCLEAR | PURGE_RXCLEAR | PURGE_TXABORT | PURG
E_RXABORT);
        SetTimeOut();
        return TRUE;
    }
}
bool CCxMeterDlg::SetTimeOut()
{
    if(hPort==INVALID_HANDLE_VALUE) return false;
    COMMTIMEOUTS tm;
    tm.ReadIntervalTimeout=500;
    tm.ReadTotalTimeoutMultiplier=1;
    tm.ReadTotalTimeoutConstant=500;
    tm.WriteTotalTimeoutConstant=500;
    tm.WriteTotalTimeoutMultiplier=1;
    SetCommTimeouts(hPort, &tm);
    return true;
}
bool CCxMeterDlg::CheckConnection(void)
{
    unsigned char buf;
    DWORD qt;
    buf = GetResp;
    WriteFile(hPort, &buf, 1, &qt, NULL);
    ReadFile(hPort, &buf, 1, &qt, NULL);
    if (buf != Respect) return false;
    else
    {

```

```

        buf = GetID;
        WriteFile(hPort, &buf, 1, &qt, NULL);
        ReadFile(hPort, &buf, 1, &qt, NULL);
        if (buf == IdCode) return true;
        else return false;
    }
}
bool CCxMeterDlg::Connect(void)
{
    CString St;
    int i;
    if (PortConnected && CheckConnection()) return true;
    else
    {
        i=1; PortConnected = FALSE; Port = "";
        while (!PortConnected && (i<=127))
        {
            St.Format("%ld",i);
            if (SetComStatus("\\\\.\\COM"+St) &&
CheckConnection()) PortConnected = TRUE;
            i++;
        }
        if (!PortConnected)
        {
            SetDlgItemText(IDC_CONNECTION, "D i s c o n n e c t
e d");
            return false;
        }
        else
        {
            Port = "C O M "+St;
            SetDlgItemText(IDC_CONNECTION, "C o n n e c t e d
t o " + Port);
            DataUpdate = TRUE;
            return true;
        }
    }
}
//void CCxMeterDlg::OnBnClickedFreqbutton()
//{
//    // TODO: Add your control notification handler code here
//    CString St;
//    GetDlgItemText(IDC_FREQ, St);
//    Frequency = atof(St);
//    KillTimer(ID_CLOCK_TIMER);
//    RS232Buf[0] = (int)(Frequency*10);
//    RS232Buf[1] = (int)(Frequency*10)>>8;
//    RS232Transfer(AllDev, 0x06, SetFrequency, 2);
//    DataUpdate = TRUE;
//    SetTimer(ID_CLOCK_TIMER,Time,NULL);
//}

```


Ատենախոսական աշխատանքի արդյունքների արժեվորման և փորձարկման
փաստաթղթեր

