

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

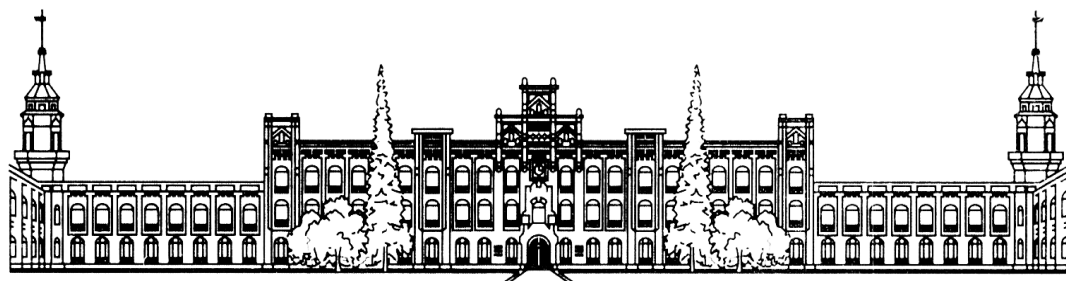


1898

О.П.Яненко, С.М.Перегудов, К.Л.Шевченко

РАДІОМЕТРИЧНІ НВЧ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Навчальний посібник



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

О. П. Яненко, С. М. Перегудов, К. Л. Шевченко

РАДІОМЕТРИЧНІ НВЧ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня магістра за освітньою
програ-мою «Інтелектуальні технології мікросистемної радіоелектронної
техніки» спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2021

Рецензент *Кичак, В.М.*, д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри телекомунікаційних систем та телебачення, Вінницький національний технічний університет

Відповідальний редактор *Прокоф'єв, М.І.* д-р техн. наук, проф, ст. наук. співробітник

Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 8 від 24.06.2021 р.) за поданням Вченої ради Радіотехнічного факультету (протокол № 05/2021 від 31.05.2021 р.)

Електронне мережне навчальне видання

Яненко Олексій Пилипович, д-р техн. наук, проф.
Перегудов Сергій Миколайович, канд. техн. наук, доц.
Шевченко Костянтин Леонідович, д-р техн. наук, доц.

РАДІОМЕТРИЧНІ НВЧ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

Радіометричні НВЧ методи та засоби вимірювання фізичних величин [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / О. П. Яненко, С. М. Перегудов, К. Л. Шевченко ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 14,30 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 352 с.

В посібнику розглянуті НВЧ методи та засоби вимірювання фізичних величин (вологи, температури, складу речовини) з використанням модуляційних вимірювачів.

Розглянуті фізичні основи взаємодії НВЧ-полів з речовиною, принципи побудови модуляційних НВЧ-вимірювачів потужності, частоти, фазового зсуву та затримки, діелектричної проникливості, коефіцієнтів затухання, поглинання та відбиття. Приводяться схеми НВЧ-воломірів, пристроїв вимірювання складу багатокомпонентних матеріалів і температури та інших вимірювачів неелектричних величин.

Матеріали посібника будуть корисними для магістрів та аспірантів технічних спеціальностей, а також спеціалістів в області НВЧ-вимірювань.

© О. П. Яненко, С. М. Перегудов, К. Л. Шевченко, 2021
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021

ЗМІСТ

Передмова	5
Вступ	8
Розділ 1. Вимірювальні перетворювачі параметрів сигналів та кіл НВЧ-діапазону	
1.1. Особливості взаємодії НВЧ-полів з матеріалами та речовинами	13
1.2. Вхідні вимірювальні перетворювачі НВЧ-сигналів та параметрів кіл	19
1.3. Проміжні перетворювачі частоти НВЧ-сигналів	26
1.4. Узгодження НВЧ-елементів та його вплив на похибки вимірювання	41
Контрольні питання.....	47
Розділ 2. Радіометричні методи та засоби вимірювання потужності НВЧ-сигналів	
2.1. Попередні зауваження	48
2.2. Вимірювачі потужності періодичного заміщення.....	51
2.3. Термісторні вимірювачі потужності з трьохтактним алгоритмом роботи	58
2.4. Термоелектричний вимірювач потужності з трьохтактним алгоритмом роботи	64
2.5. Ширококутовий вимірювач потужності НВЧ-сигналів	73
2.6. Вузькокутовий вимірювач потужності НВЧ-сигналів.....	77
2.7. Кореляційні вимірювачі потужності.....	80
Контрольні питання.....	91
Розділ 3. Методи та засоби вимірювання частоти і фазового зсуву НВЧ-сигналів	
3.1. Попередні зауваження	92
3.2. Засоби вимірювання частоти НВЧ-сигналів	98
3.3. Вимірювання повних фазових зсувів	103
3.4. Вимірювання фазових зсувів з фазоамплітудним перетворенням.....	107
3.5. Радіометричний вимірювач фазових зсувів відбитих НВЧ-коливань	114
3.6. Вимірювання фазових затримок	122
Контрольні питання.....	143
Розділ 4. Модуляційні методи та засоби вимірювання параметрів НВЧ-кіл та резонаторів	
4.1. Попередні зауваження	144
4.2. Модуляційно-комутаційний вимірювач затухання надвисокочастотних коливань	148
4.3. Засоби вимірювання нерівномірності і нелінійності частотних характеристик надвисокочастотних сенсорів.....	153

4.4. Методи та засоби вимірювання коефіцієнтів відбиття та поглинання.....	167
4.5. Вимірювання діелектричної проникності	187
4.6. Засоби вимірювання резонансних частот об'єктів дослідження.....	192
Контрольні питання.....	203

Розділ 5. Методи та засоби вимірювання неелектричних величин НВЧ-сенсорами

5.1. Попередні зауваження	204
5.2. Двочастотний диференційний засіб вимірювання складу багатокомпонент- них матеріалів	215
5.3. Засоби вимірювання вологості матеріалів та речовин	222
5.4. Засоби вимірювання розлагодження резонаторних сенсорів	238
5.5. Засоби вимірювання коефіцієнту втрат резонансних контурів	251
5.6. Методи та засоби вимірювання температури	259
Контрольні питання.....	271

Розділ 6. Радіометричні методи та засоби вимірювання низькоінтенсивних НВЧ-параметрів біологічних об'єктів

6.1. Попередні зауваження	272
6.2. Взаємодія електромагнітних НВЧ полів з біологічними об'єктами	274
6.3. Електрофізичні властивості тканин тварин та людини.....	280
6.4. Фізичні основи впливу НВЧ на біологічні об'єкти	289
6.5. Використання коефіцієнта відбиття НВЧ сигналу для оцінки стану біооб'єкта	294
6.5.1. Реакція біооб'єктів на низькоінтенсивне мікрохвильове опромінення	294
6.5.2. Пристрій для оцінки стану компонентів біооб'єктів	300
6.5.3. Пристрій для глибинного зондування біологічних об'єктів	303
6.5.4. Пристрій для стабілізації якості харчових продуктів	309
6.6. Радіохвильові методи визначення вмісту жиру в молоці	313
6.7. Методи і засоби виділення та оцінки біоінформаційного випромінювання біооб'єктів	320
6.8. Методи та пристрої для медико-біологічних досліджень	342
Контрольні питання.....	349
Список рекомендованої літератури.....	350

ПЕРЕДМОВА

Методи та засоби вимірювання з використанням сигналів надвисоких та надзвичайно високих частот (3-300 ГГц) знаходять все більше застосування в різних галузях народного господарства, наукових дослідженнях, у військовій справі, телекомунікаційних системах передачі інформації та зв'язку. Пояснення такого широкого застосування НВЧ-сигналів знаходимо в можливостях, які відкриває НВЧ-апаратура для споживачів — підвищення точності вимірювання, роздільної та проникливої здатності, чутливості, можливості вимірювання як електричних так і неелектричних параметрів, компактність апаратури, яка зменшується із збільшенням частоти діапазону та інші можливості. До недоліків подібних пристроїв слід віднести складність апаратури та значна її вартість.

В той же час бурхливий розвиток елементної бази — поява діодів Ганна та Шотки, лавино-подібних та *p-i-n*-діодів, НВЧ-мікросхем та матеріалів, нових технічних рішень та інших досліджень НВЧ-техніки дозволяють конструювати більш прості НВЧ-пристрої та вимірювачі, що забезпечує розширення їх застосування в різноманітних областях науки і техніки медицині, біології, сільському господарстві, на транспорті. Така тенденція особливо характерна для останніх 20-25 років. Автомобільні радары та антирадары, НВЧ-печі, мікрохвильовий мобільний зв'язок, це далеко не повний перелік прикладів широкого використання НВЧ-техніки в забезпеченні життєдіяльності людини.

Автори навчального посібника протягом довгого часу займалися проблемами вимірювання електричних та неелектричних величин, в тому числі із застосуванням сигналів НВЧ-діапазону. Область вимірювань параметрів з допомогою НВЧ-сигналів охоплює такі галузі як легка та харчова промисловість, біологія та медицина, фізика та фізика живого. Матеріали книги в основному носять оригінальний характер, більшість технічних рішень захищені авторськими свідоцтвами та патентами на винаходи.

Запропонований навчальний посібник складається з шести розділів та списку використаної літератури. В першому розділі розглянуті особливості

взаємодії НВЧ-полів з матеріалами та речовинами, описані вхідні та проміжні перетворювачі вимірювальних пристроїв, розглянутий вплив узгодження НВЧ-елементів на похибку вимірювання параметрів.

Модуляційним методам та засобам вимірювання потужності НВЧ-сигналів присвячений другий розділ. Методи заміщення потужності НВЧ-сигналу є найбільш відомими методами підвищення точності вимірювання цього параметру. Заміщення потужністю еталонного НВЧ-генератора, заміщення постійним струмом має свої переваги, більш спрощену схему вимірювання, але подібні вимірювачі мають і недоліки, які в основному обмежують точність та швидкодію пристрою. Термісторні та термоелектричні вимірювачі з трьохтактним алгоритмом заміщення більш перспективні і за рахунок введення надлишковості забезпечують підвищення точності вимірювання, автоматизація ж дозволяє забезпечити прийнятну швидкодію. В розділі розглянуті також вимірювачі малої потужності — широко та вузькосмугові радіометри, радіометричні кореляційні вимірювачі.

В третьому розділі розглянуті модуляційні методи та засоби вимірювання частоти і фазового зсуву НВЧ-коливань, які в основному пов'язані з перетворенням частоти вхідних сигналів, переносом інформації про параметр вимірювання на більш низьку частоту та наступну інструментальну оцінку значення параметра.

Четвертий розділ присвячений методам та засобам вимірювання параметрів НВЧ-ланцюгів і резонаторів. Вимірювання коефіцієнтів затухання, поглинання і відбиття, нерівномірності і не лінійності частотних характеристик чотирьохполіусників та діелектричної проникливості речовин і матеріалів — це далеко не повний перелік задач вирішених технічними засобами НВЧ діапазону, які розроблені авторами монографії.

Вимірювання складу речовин, вологості, добротності з допомогою широкосмугових та резонансових сенсорів, температури — розгляду цих проблем присвячений заключний п'ятий розділ монографії. Підвищення точності вимірювання неелектричних параметрів, чутливості НВЧ-пристрої та роздільної здатності забезпечується розробкою оригінальних схем первинних перетворювачів (сенсорів). Вирішення цих задач проводиться в

поєднанні з використанням НВЧ-сигналів і модуляційно-комутаційних методів перетворення вхідних сигналів, що забезпечує не тільки можливість вимірювання неелектричних величин, а і відповідні метрологічні параметри НВЧ-вимірювачів.

В шостому розділі розглядаються методи та засоби вимірювання параметрів біологічних об'єктів та їх складових. Приводяться оригінальні схеми вимірювачів параметрів поглинання й відбиття, рівня випромінювання та ін.

Автори висловлюють надію, що матеріали навчального посібника будуть корисними для аспірантів та студентів старших курсів ВУЗів з технічних спеціальностей — радіотехніки, вимірювальної техніки, автоматизації, а також для спеціалістів-розробників НВЧ-апаратури.

ВСТУП

Радіохвильові сигнали охоплюють широкий спектр частот, який сягає від одиниць герц до сотень гігагерц. Найбільш уживаними та освоєними на даний час є діапазони частот від 30 кГц до 300 ГГц.

Широке застосування радіохвильових методів в телекомунікаційних системах, народному господарстві, науковій сфері сприяло розвитку та впровадженню різноманітних засобів вимірювання стандартизованого та нестандартизованого типу. Радіохвильові вимірювання охоплюють широкий діапазон частот: від одиниць герц до сотень гігагерц.

Враховуючи властивості сигналів, їх інформаційність, проникливість та інші характеристики, а також наявність елементної бази — частоти радіохвильового діапазону використовуються не в однаковій мірі. Особливу перспективу використання мають діапазони частот від 1 до 300 ГГц, зокрема діапазон надвисоких частот (НВЧ), який охоплює смугу частот 3...30 ГГц. В таблиці 1 наведені класифікаційний поділ діапазонів радіохвильових сигналів, що активно використовуються в різних сферах людської діяльності.

Таблиця 1

	Метричний розділ діапазонів	Діапазон частот (діапазон хвиль)	Енергія кванта, еВ
1	Низькі частоти (НЧ), кілометрові хвилі	30 - 300 кГц (10^4 - 10^3 м)	1,24 (10^{-11} ... 10^{-10})
2	Середні частоти (СЧ), гектометрові хвилі	300 - 3000 кГц (10^3 - 10^2 м)	1,24 (10^{-9} ... 10^{-8})
3	Високі частоти (ВЧ), декаметрові хвилі	3 - 30 МГц (10^2 - 10 м)	1,24 (10^{-8} ... 10^{-7})
4	Дуже високі частоти (ДВЧ), метрові хвилі	30 - 300 МГц (10 - 1 м)	1,24 (10^{-7} ... 10^{-6})
5	Ультрависокі частоти (УВЧ), дециметрові хвилі	300 - 3000 МГц (1 - 0,1 м)	1,24 (10^{-6} ... 10^{-5})
6	Надвисокі частоти (НВЧ), сантиметрові хвилі	3 - 30 ГГц (10 - 1 см)	1,24 (10^{-5} ... 10^{-4})
7	Надзвичайно високі частоти (НЗВЧ), міліметрові хвилі	30 - 300 ГГц (10 - 1 мм)	1,24 (10^{-4} ... 10^{-3})
8	Субміліметрові частоти	300 - 3000 ГГц	1,24 (10^{-3} ... 10^{-2})

В той же час, використання радіочастотного ресурсу України регламентується Законами “Про радіочастотний ресурс України”, “Про зв’язок”, Постановами Кабінету Міністрів №№ 77, 112, 140 за 2001 рік, Положеннями Держкомзв’язку України про порядок виділення та присвоєння радіочастот та іншими нормативними документами. Таблиця розподілу радіочастот, що дозволені для використання в Україні (Табл. 2) відповідає Резолюції № 63 Регламенту радіозв’язку Міжнародного союзу електрозв’язку.

Активний розвиток елементної бази міліметрового діапазону (надзвичайно високих частот) хвиль (30...300 ГГц) відкриває добрі можливості для його використання у фізиці, біології та медицині, радіометеорології та радіонавігації, засобах зв’язку та інших областях науки і техніки.

Мікрохвильові сигнали (НВЧ та НЗВЧ, надалі НВЧ) характеризуються не тільки широкими можливостями по їх використанню, а й вимагають створення засобів вимірювання параметрів в пристроях з розподіленими постійними (R, L, C та інші).

Вимірювальні прилади НВЧ-діапазону за призначенням можна поділити на 10 основних груп (рис. В.1).

Стандартні засоби вимірювання (ЗВ) НВЧ-діапазону							
ЗВ основних параметрів НВЧ-сигналів		ЗВ характеристик НВЧ-сигналів		ЗВ допоміжного призначення		ЗВ параметрів з розподіленими постійними	
Вимірювачі потужності	М	ЗВ спостереження форми сигналу і спектра	С	Атенюатори та подільники потужності і напруги	Д	Вимірювальні лінії, вимірювачі повних опорів, затухання, коефіцієнтів стоячої хвилі, відбиття та ослаблення	Р
ЗВ частоти	Ч						
ЗВ фазового зсуву і часової затримки	Ф	ЗВ характеристик електромагнітних полів	П				
Вимірювальні генератори	Г						

Рис. В.1. Класифікація стандартних ЗВ НВЧ-діапазону

Таблиця 2

№	Номинальне значення частоти і допустиме відхилення	Смуга частот	Дозволено використання в пристроях ¹
1	18 кГц ± 7,5 %	16,7 - 19,4 кГц	П
2	22 кГц ± 7,5 %	20,4 - 23,7 кГц	П, Н, М
3	44 кГц ± 10 %	40 - 48 кГц	П, Н, М
4	66 кГц + 12, - 10 %	59 - 74 кГц	П, Н, М
5	440 кГц ± 2,5 %	429 - 451 кГц	П, Н, М
6	880 кГц ± 1,0 %	871 - 889 кГц	П, Н, М
7	1760 кГц ± 2,5 %	1720 - 1800 кГц	П, Н, М
8	2640 кГц ± 1,0 %	2610 - 2670 кГц	П, М
9	5280 кГц ± 2,5 %	5150 - 5410 кГц	П, Н, М
10	6780 кГц ± 0,2 %	6767 - 6794 кГц	П, Н, М
11	13560 кГц ± 1,0 %	13424 - 13696 кГц	П
12	13560 кГц ± 0,05 %	13553,2 - 13566,8 кГц	Н, М
13	27120 кГц ± 1,0 %	26850 - 27390 кГц	П
14	27120 кГц ± 0,6 %	26957 - 27283 кГц	Н, М
15	40,68 МГц ± 1,0 %	40,3 - 41,1 МГц	П, Н
16	40,68 МГц ± 0,05 %	40,66 - 40,70 МГц	М
17	81,36 МГц ± 1,0 %	80,6 - 82,2 МГц	П
18	433,92 МГц ± 0,2 %	433,05 - 434,79 МГц	П, Н, М
19	915 МГц ± 1,4 %	902 - 928 МГц	П, Н, М
20	2450 МГц ± 2,0 %	2400 - 2500 МГц	П, Н, М, Пб
21	5800 МГц ± 1,3 %	5725 - 5875 МГц	П, Н, М
22	24,125 ГГц ± 0,5 %	24,0 - 24,25 ГГц	П, Н, М
23	42,3 ГГц ± 2,5 %	41,3 - 43,4 ГГц	П, Н, М
24	46,2 ГГц ± 2,5 %	45,0 - 47,4 ГГц	П, Н, М
25	48,4 ГГц ± 2,5 %	47,2 - 49,6 ГГц	П, Н, М
26	61,25 ГГц ± 0,4 %	61,0 - 61,5 ГГц	П, Н, М
27	122,5 ГГц ± 0,4 %	122,0 - 123,0 ГГц	П, Н, М
28	245 ГГц ± 0,4 %	244,0 - 246,0 ГГц	П, Н, М

До групи засобів вимірювання основних параметрів НВЧ-сигналів відносяться вимірювачі енергетичних параметрів (потужності або напруги) (М) та частотно-часових параметрів (частоти, фазового зсуву та часової затримки) (Ч, Ф).

¹ Промислові (П), наукові (Н), медичні (М) та побутові (Пб) радіовипромінюючі пристрої.

Широке застосування в НВЧ-діапазоні отримали ЗВ для дослідження і спостереження різноманітних характеристик сигналів — аналізатори спектра (С), характеріографи (Х), вимірювачі характеристик електромагнітних полів і випромінювань (П).

Не менш важливою є третя група допоміжних засобів вимірювання, яка включає в себе атенюатори різноманітних типів та елементи коаксіальних і хвилеводних трактів — узгоджуючі трансформатори, перехідники, трійники, направлені відгалужувачі, опори, еквіваленти антени та інші.

Четверта група сформована із засобів вимірювання розподілених параметрів НВЧ-пристроїв та ланцюгів — повних опорів та провідностей, коефіцієнтів ослаблення, поглинання та відбиття, коефіцієнтів стоячої хвилі.

Стандартні засоби вимірювання НВЧ-діапазону характеризуються загальними характеристиками, до яких слід віднести — діапазон робочих частот, межі вимірювання параметра, похибка вимірювання, чутливість та характеристики входу (виходу) НВЧ-приладу (геометричні розміри хвилеводу, коаксіального кабелю або хвильовий опір).

Однак, окрім стандартних ЗВ в області НВЧ розробляється та експлуатується багато приладів для вимірювання неелектричних величин — вологості, температури, швидкості переміщення об'єктів, властивостей матеріалів та речовин.

Якщо більш детально розглядати галузі вимірювання неелектричних величин, то кожний із вимірюваних параметрів має широкий спектр застосування. Так, наприклад, вимірювання температури актуально для біооб'єктів, приміщень, рідин (вода, молоко), сумішей (сіно, силос, зерно), ґрунту та інших наукових і господарчих задач. Більшість методів для вимірювання температури реалізуються за допомогою термоелектроперетворювачів контактного типу — термометрів опору (t_x від -200 до $+650$ °С) термоелектричних термометрів (t_x від -50 до $+1800$ °С) та манометричних термометрів (t_x від -160 до $+600$ °С).

Радіохвильові методи вимірювання температури в меншій мірі використовуються в промисловості та сільському господарстві, оскільки подібна апаратура має значну складність та вартість. В той же час НВЧ-термометрія

має значну перспективу в наукових дослідженнях фізичних тіл та біологічних об'єктів, що пояснюється високою чутливістю та можливістю безконтактної реєстрації інформації температури об'єкта дослідження.

Вимірювання вологості також широко застосовується в господарчих задачах. Вологість в приміщенні, вологість зерна, різноманітних матеріалів — це далеко не повний перелік задач вологометрії. Зазвичай вимірювання вологості виконується із застосуванням кондуктометричного методу, методу діелектричних втрат та діелькометричного методу. В меншій мірі використовуються методи магнітоядерного резонансу та радіаційні.

Кондуктометричний метод базується на залежності питомої об'ємної провідності, що вимірюється на постійному струмі. Метод знайшов широке розповсюдження у вимірюванні вологості зерна, ґрунту, волокон, харчових продуктів. Точність кондуктометричного методу в межах 5-8%.

Метод діелектричних втрат враховує залежність втрат від кількості вологи в об'єкті вимірювання на змінній напрузі. Використання НВЧ-діапазону для подібних вимірювань є перспективним, однак його реалізація є складною технічною задачею. Точність методу залежить від багатьох факторів і може складати одиниці процентів.

Діелькометричний метод базується на тому, що діелектрична проникливість є лінійною функцією волого вміщення. Об'єкт вимірювання розміщується як заповнювач між пластинами конденсаторного датчика. Похибка вимірювання діелькометричним методом на рівні 3-5%.

Метод ядерного магнітного резонансу використовує властивість поглинання енергії радіочастотного магнітного поля ядрами атомів водню води, яка присутня в об'єкті вимірювання.

Матеріали даного учбового посібника присвячені розгляду методів та пристроїв для вимірювання як електричних так і неелектричних величин з використанням НВЧ-сигналів і ланцюгів.

В роботі в основному використані оригінальні технічні рішення авторів, направлені на розширення можливостей стандартних ЗВ, покращення їх метрологічних параметрів і характеристик.

РОЗДІЛ 1

ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ ТА КІЛ НВЧ-ДІАПАЗОНУ

1.1. Особливості взаємодії НВЧ-полів з матеріалами та речовинами

Середовище, речовина або матеріал характеризуються електромагнітними властивостями, які залежать від їх параметрів — діелектричної проникливості (ε), магнітної проникливості (μ) та питомої провідності (g). В лінійних середовищах на відміну від нелінійних ε , μ та g не залежать від величини електричного та магнітного полів. Середовище є ізотропним, якщо його властивості у всіх напрямках однакові і анізотропним у випадку різних властивостей в залежності від напрямку поля.

Для ізотропного середовища рівняння Максвелла, які зв'язують параметрами середовища та електромагнітного поля мають вигляд

$$B = \mu_c H, \quad (1.1)$$

$$D = \varepsilon_c E, \quad (1.2)$$

$$\sigma = g_c E, \quad (1.3)$$

де B і H та D і E – вектори магнітного і відповідно електричного поля; σ – щільність струму провідності.

Модуляційні методи дозволяють достатньо просто вимірювати діелектричну проникливість середовища, речовин та матеріалів з використанням параметрів електромагнітного поля НВЧ.

Електричні властивості речовин в діапазоні НВЧ ($3 \cdot 10^8 \dots 3 \cdot 10^{11}$) Гц, якому відповідають довжини хвиль від 1 м до 1 мм, характеризуються комплексною діелектричною проникністю

$$\tilde{\varepsilon} = (\varepsilon' - j\varepsilon'')\varepsilon_0, \quad (1.4)$$

де $\varepsilon_0 = 8,849 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – діелектрична проникність вакууму.

Враховуючи, що уявна частина діелектричної проникності

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\omega}, \quad (1.5)$$

де σ – питома електропровідність речовини; $\omega = 2\pi f$ – кутова частота, можна записати

$$\tilde{\varepsilon} = \left(\varepsilon' - j\frac{\sigma}{\omega}\right)\varepsilon_0 = \varepsilon'\varepsilon_0(1 - jtg\delta), \quad (1.6)$$

де $tg\delta = \frac{\sigma}{\omega}\varepsilon'$ – тангенс кута діелектричних втрат, що залежить від σ .

З (1.6) випливає, що $\tilde{\varepsilon}$ є функцією частоти, тобто тут має місце частотна дисперсія діелектричної проникності.

Якщо струмом електропровідності можна знехтувати порівняно до струму зміщення, тобто, $\frac{\sigma}{\omega}\varepsilon' \ll 1$, то таку речовину прийнято вважати діелектриком, а при $\frac{\sigma}{\omega}\varepsilon' \gg 1$ — провідником. У зв'язку з тим, що ідеальних провідників і діелектриків в природі не існує, то властивості реальних речовин такі, що їх можна вважати напівпровідниками з більшою чи меншою електропровідністю (діелектричними втратами). Якщо на речовину діяти електромагнітним полем, то ці втрати визначають технологічний ефект. Розмір втрат є важливим технологічним параметром.

Якщо речовина є ідеальним електропровідником, то вона повністю віддзеркалює електромагнітну хвилю, що на неї падає, а ідеальний діелектрик повністю її поглинає.

В напівпровідник (неідеальний діелектрик, або, що те ж саме, неідеальний провідник) хвиля проникає на деяку глибину, затухаючи за експоненціальним законом. Глибина проникнення визначається за виразом

$$\Delta = \frac{c}{Kftg\delta\sqrt{\varepsilon'/\varepsilon_0}}, \quad (1.7)$$

де c – швидкість світла; K – коефіцієнт, який визначає електричні властивості речовини.

З (1.7) видно, що глибина проникнення зменшується з ростом частоти f , дійсної частини діелектричної проникності ε' і втрат, які визначаються $tg\delta$.

Проникнення електромагнітного поля на певну глибину використовують для технологічної обробки матеріалів. Глибина проникнення для металів має порядок мікрометрів, для пластмас і харчових продуктів — сантиметрів чи десятків сантиметрів. Для забезпечення рівномірності дії поля необхідно, щоб контактуюча речовина була однорідною та ізотропною.

Прикладене електромагнітне поле викликає зміщення вільних електричних зарядів у провіднику і обновлює струм електропровідності. В діелектрику не відбувається переміщення зв'язаних зарядів, що входять у склад кристалів і молекул, а тільки зміна їх орієнтації — це струм зміщення. Відношення струму провідності до струму зміщення дорівнює величині $tg\delta$, а також дорівнює відношенню уявної частини ϵ'' до дійсної ϵ' частини комплексної діелектричної проникності $\tilde{\epsilon}$.

У найпростішому випадку, коли речовину розміщують між обкладками конденсатора, на які подано напругу постійного струму, то позитивні заряди змістяться в напрямі до негативної пластини, а негативні заряди — до позитивної пластини, тобто буде проходити струм у провіднику або відбувається поляризація діелектрика. На змінному струмі відбуваються більш складні явища, характер яких суттєво залежить від природи і структури речовини.

Залежно від розподілення зміщених зарядів у просторі, діелектрики поділяються на два класи:

а) неполярні (нейтральні), у яких еквівалентні сумарні заряди, що дорівнюють усім позитивним і відповідно усім негативним зарядам молекули (їх алгебрична сума дорівнює нулю) співпадають у просторі;

б) полярні (дипольні), у яких еквівалентні сумарні заряди не співпадають у просторі, що обумовлює наявність у такої молекули власного (при відсутності зовнішнього поля) електричного моменту.

Молекули, що мають центр симетрії, є неполярними. До них можна віднести, наприклад, одноатомні і двоатомні, що з'єднані гомеополарним зв'язком (H_2 , N_2 і т.п.). Несиметричні молекули полярні. Наприклад, молекула KJ , атоми якої з'єднані гетерополарним зв'язком, полярна і має значний електричний момент, який дорівнює $23 \cdot 10^{-30}$ Кл м.

Для правильного визначення полярності треба звертати увагу не тільки на вид хімічної формули, що віддзеркалює склад молекули, але й на дійсне розміщення зарядів у структурі молекули. Так, молекула CO_2 має центр симетрії і тому неполярна, в той же час, як подібна до неї молекула H_2O має структуру у вигляді рівнобедреного трикутника, чітко виражені полярні властивості і електричний момент, що дорівнює $6,1 \cdot 10^{-30}$ Кл м.

Існує кілька видів поляризації, що відповідають різним фізичним механізмам цього явища. Основні з них: електронна, іонна, дипольна і структурна поляризації.

Електронна поляризація — це обумовлене зовнішнім електричним полем зміщення орбіт, якими електрони рухаються навколо ядра атома. Вона має місце у всіх діелектриках і характеризується надзвичайно малим часом виникнення (порядку 10^{-15} с) після прикладання електричного поля.

Іонна поляризація — це зміщення іонів, які створюють гетерополярну (іонну) молекулу. Час виникнення цього процесу трохи більший (до 10^{-12} с).

Ці види поляризації відносяться до деформаційних, що обумовлені взаємним зміщенням (але не поворотом) зарядів у напрямі прикладеного поля. Температура практично не впливав на це явище.

Дипольна (або орієнтаційна) поляризація являє собою орієнтацію молекул полярного діелектрика у напрямі прикладеного поля (упорядочення орієнтації молекул, що здійснюють хаотичні теплові флуктуаційні рухи). Час виникнення появи дипольної поляризації залежить від розмірів і в'язкості речовини і може змінюватися в дуже широких межах ($10^{-14} \dots 10^{-4}$ с).

Явища, що аналогічні дипольній поляризації, спостерігаються за іншого виду іонної поляризації — макроструктурній, яка має місце в лужно-галоїдних кристалах, а також у кристалах ряду речовин, що мають високу діелектричну проникність (Sn, Bi, Te). Фізику цих явищ можна представити за допомогою моделі псевдодиполя, у якого іони, що його створюють, зміщуються на віддаль, що має порядок молекулярної.

Характерною особливістю дипольної поляризації на відміну від деформаційної, є обумовлене релаксацією молекули перетворення енергії електромагнітного поля; що діє на молекулу, в теплову енергію. Таким чином,

даний вид поляризації характеризує багато явищ і процесів в оброблюваному матеріалі, які основані на теплових ефектах.

До гетерогенних систем, для яких дипольна поляризація грає головну роль, відносяться усі речовини, в склад яких входить вода (причому вони можуть входити в композицію з водою у твердій, рідинній або газовій фазі), клітини біологічних середовищ (біотканин). В цьому випадку рідина (розчин солей у воді) і стінки клітини ведуть себе як велика поляризована молекула. Для такої структурної поляризації час релаксації при іонному характері мікрровключень в клітинку складає $10^{-8} \dots 10^{-3}$ с.

Існує ще й резонансна поляризація, яка являє собою пружно-іонну або пружно-дипольну поляризацію і спостерігається на частотах електромагнітного поля, що лежать близько до частот власних коливань іонів або дипольних молекул. Резонансна поляризація і пов'язані з нею резонансні втрати спостерігаються в інфрачервоній області коливань ($750 \dots 3,95 \cdot 10^5$ ГГц, довжини хвиль – від 0,4 мм до 0,76 мкм). Частотна залежність ϵ' і ϵ'' для всіх розглянутих вище видів поляризації показана на рис. 1.1.



Рис. 1.1. Частотна залежність ϵ' і ϵ''

Максимум коефіцієнта втрат спостерігається на частотах релаксації і резонансних частотах (для електронної та іонної поляризації). Враховуючи глибину проникнення (1.7), для обробки матеріалів перспективними є довжини хвиль не коротші сантиметрових. Вклад різних видів поляризації в процеси, що відбуваються при дії електромагнітного поля на речовину, дуже різноманітний. Наприклад, у дипольних молекул органічних речовин основний вклад вносить орієнтаційна поляризація і значно менший — іонна, у іонних кристалів орієнтаційна поляризація відсутня.

Частотна залежність ε' і ε'' для різних речовин різна. Так, неполярні діелектрики мають дуже малі втрати і слабку залежність від частоти. Але навіть незначна добавка полярної речовини до неполярної може викликати сильно виражену дисперсію у такої суміші. Аналогічно, вводячи домішки у полярну речовину, можна істотно змінити її діелектричні властивості. Також істотно впливає на зміну діелектричних властивостей і зміна температури.

Частотно-дисперсійний контроль оснований на реєстрації частотних змін параметрів електромагнітних хвиль надвисокочастотного (НВЧ) діапазону, які взаємодіють з контрольованим матеріалом чи середовищем.

В радіоспектроскопії використовують специфічні резонансні ефекти взаємодії НВЧ-випромінювання з об'єктом (електронний парамагнітний резонанс, феромагнітний, ядерний магнітний, ядерний квадрупольний резонанс та ін.). Завдяки цьому, при змінах частоти зондуючих коливань виявляються більш дрібні дефекти або незначні домішки, які важко зафіксувати при одночастотному радіохвильовому контролі.

У більшості випадків НВЧ-сенсор можна розглядати як електричний чотириполюсник (активний або пасивний), коефіцієнт передачі якого віддзеркалює результат взаємодії зондуючих коливань з об'єктом. Тому, реєструючи нерівномірність частотних характеристик НВЧ-сенсорів, можна якісно і кількісно оцінити структуру, склад і геометрію контрольованого об'єкта. Як було сказано вище, від металевих структур НВЧ-коливання повністю віддзеркалюються, тому застосовувати ці коливання можна тільки для контролю геометричних параметрів і поверхневих дефектів, а для

вимірювання товщини металевих стрічок, листів і прокату треба застосовувати сенсори, що розміщені на обох сторонах об'єкту контролю. Більш повну інформацію про глибинну структуру можна одержати, якщо контрольований об'єкт складається з діелектричних, композиційних, феритових і напівпровідникових матеріалів, що можуть бути прозондовані на всю глибину. В будь-якому випадку змінюється один з параметрів НВЧ зондуючого сигналу, а з точки зору сенсора — змінюється його комплексний коефіцієнт передачі. Інформативними параметрами в цьому випадку виступають частотні зміни модуля і фази у заданому діапазоні частот.

В деяких випадках сильна частотна дисперсія по одному електрофізичному параметру і слабка — по іншому дозволяє визначити масову долю або процентний склад гетерогенного середовища, якщо зондувати його коливаннями істотно різних частот. Прикладом тут можуть бути капілярно-пористі матеріали, які мають в своєму складі воду, або різні емульсії, суспензії і колоїдні розчини, що в першому наближенні є двофазними системами.

1.2. Вхідні вимірювальні перетворювачі НВЧ-сигналів та параметрів кіл

Радіохвильові методи вимірювань базуються на використанні залежностей від контрольованої величини різних параметрів електромагнітних систем, що використовуються як сенсори (первинних вимірювальних перетворювачів) у діапазонах частот від одиниць мегагерц до десятків гігагерц. До таких параметрів належать власна частота електромагнітних коливань системи, її добротність, кількість збуджуваних типів коливань, час проходження електромагнітної хвилі від джерела випромінювання до контрольованого об'єкту та ін.

Найбільш розповсюдженими є сенсори, чутливі елементи (ЧЕ) яких виконано на основі метало-діелектричних конструкцій, що являють собою довгі лінії, хвилеводи, об'ємні резонатори, а також приймальні і передавальні антенні пристрої (рупорною антеною, щілинною антеною та ін.). Металеві хвилеводи мають прямокутні, круглі та інші перетини, а об'ємні резонатори виконуються як сферичні, прямокутні та коаксіальні.

Розповсюдження електромагнітних хвиль у двопровідних довгих лініях відбувається в тому разі, якщо відстань d між провідниками набагато менша за довжину електромагнітної хвилі $\lambda (d \ll \lambda)$, що передається. Ця вимога може бути виконана за умови розповсюдження електромагнітної хвилі порівняно низької частоти (від самих малих частот до нуля, тобто від постійного струму до частот, при яких довжина хвилі складає декілька метрів). Якщо ж вказана умова не виконується, то має місце значне випромінювання лінією енергії в оточуюче середовище. При переході до більш високих частот, що відповідають метровим і дециметровим хвилям, використовують коаксіальні та екрановані двопровідні довгі лінії. Електромагнітна хвиля в цьому випадку розповсюджується у просторі між провідниками лінії, не проникаючи внаслідок поверхневого ефекту через зовнішній провідник у оточуюче середовище. При ще більш високих частотах (гігагерцевого діапазону) використовують металеві труби, так звані радіохвилеводи, або просто хвилеводи. В таких хвилеводах плоска електромагнітна хвиля розповсюджується всередині труби зигзагами, багаторазово відбиваючись від її металевих стінок. У хвилеводі, як і в коаксіальній та двопровідній екранованій довгій лінії, має місце повне екранування розповсюджуваної електромагнітної хвилі, що виключає втрати на випромінювання та вплив на неї зовнішніх полів. Розповсюдження хвилі по хвилеводу без значного згасання є неможливим тільки при частотах, що є вищими за деяку граничну, яка називається критичною частотою хвилеводу. В цьому діапазоні частот використовуються іноді також хвилеводи типу смугової лінії, які є різновидом двопровідної довгої лінії і являють собою перехідну конструкцію від двопровідної лінії до порожнього хвилеводу.

Резонатори — частіш за все електромагнітні коливальні системи у вигляді відрізків двопровідної або коаксіальної лінії, що зазвичай працюють у міліметровому діапазоні хвиль, або об'ємних резонаторів (сантиметровий і міліметровий діапазони). До об'ємних резонаторів належать замкнені металеві порожнини довільної форми, наприклад, сферичної. Такими можуть бути також відрізки порожніх металевих хвилеводів різного перетину (прямокутного, круглий та ін.) з металевими стінками на кінцях. Найширше

застосування для вимірювання неелектричних величин одержали резонатори у вигляді відрізків довгої лінії та металеві порожні резонатори. Для вирішення задач знаходять застосування також коливальні системи у вигляді плоских металевих спіралей, що мають розподілені індуктивність та ємність. За структурою електромагнітного поля направлені хвилі у лініях передачі розподіляються на поперечні, електричні, магнітні та змішувані. У поперечних хвилях, або хвилях типу TEM, вектори E та H поля хвилі лежать у перпендикулярній щодо напрямку хвилі площині. Електричними, або хвилями типу E , називаються хвилі, що мають окрім поперечних складових, ще й поздовжню складову вектора E , в той час як поздовжня складова вектора H дорівнює нулю. Магнітними, або хвилями типу H , називаються хвилі, у яких окрім поперечних складових векторів E і H , є ще й поздовжня складова вектора H , а поздовжня складова вектора E є відсутньою. Тип хвилі у останніх двох випадках визначається структурою поля (кількістю максимумів і мінімумів напруженостей полів у поперечному розтині та означається двома числовими індексами, наприклад, E_{11} , H_{01} і т.п. ці індекси вказують на кількість напівхвиль у поперечній структурі поля, які вкладаються вздовж відповідних координат поперечного розтину лінії передачі. Якщо хвилі мають, окрім поперечних, також і поздовжні складові обох векторів E і H , то вони називаються гібридними (змішаними) хвилями.

На практиці у більшості випадків у довгих лініях поширюється хвиля T -типу, для яких вона є основною і використаною. В коаксіальній лінії можуть існувати також і хвилі вищих типів E або H , однак умови такого існування залежать від розмірів поперечного розтину лінії. Слід відзначити, що лінія вважається довгою, якщо її фізичну довжину можна порівняти з довжиною хвилі, що в ній поширюється.

Застосовують різні типи довгих ліній. Найбільш розповсюджені з них наведено на рис. 1.2. Позначення на рисунку: а) коаксіальна; б) відкрита двопровідна; в) екранована двопровідна; г) прямокутний хвилевод; д) круглий хвилевод. Довгу лінію зазвичай характеризують її параметрами, віднесеними до одиниці довжини та так званими погонними параметрами лінії:

індуктивністю L_0 (Гн/м) та активним опором R_0 (Ом/м) проводів, ємністю C_0 (Ф/м) та активною провідністю G_0 (См/м) між проводами.

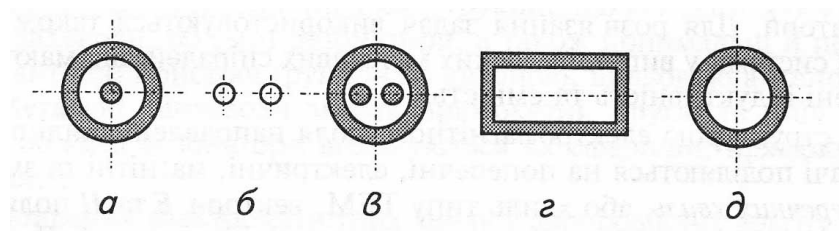


Рис. 1.2. Типи ліній передачі

Можливі типи хвиль у порожніх хвилеводах розподіляються на дві групи: електричні (хвилі типу Е) та магнітні (хвилі типу Н). Хвилі типу Е, як значилося вище, характеризуються наявністю аксіальної складової електричного поля E_r і відсутністю аксіальної складової магнітного поля ($H_z = 0$). Хвилі типу Н характеризуються наявністю аксіальної складової магнітного поля H_z і відсутністю аксіальної складової електричного поля ($E_z = 0$). Хвиль типу Н може бути безмежно багато, відрізняються вони одне від одного розподілом складових електромагнітного поля у поперечному розтині. Для кожного типу хвиль існує критична частота $f_{кр}$ і відповідна їй критична довжина хвилі $\lambda_{кр}$.

Якщо робоча частота f_0 , що відповідає довжині плоскої хвилі λ_0 у вільному просторі, менша за критичну $f_{кр}$, то з віддаленням вздовж хвилеводу від точки збудження коливань усі складові напруженості поля зменшуються за експоненціальним законом, тобто:

$$A = A_0 e^{-kz}, \quad (1.8)$$

де A_0 – значення складової поля у точці збудження $z = 0$; а

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda_0}\right)^2}, \quad (1.9)$$

де λ_0 – довжина хвилі у вакуумі; $\lambda_{кр}$ – довжина хвилі критичної частоти.

Порівняння затухання хвилеводів виготовлених з міді, латуні та алюмінію показує, що рівень затухання коливається від 0,6 дБ/м до 6 дБ/м в діапазоні частот від 30 до 100 ГГц.



Рис. 1.3. Класифікація параметрів сигналів НВЧ-радіометрії

Вимірювання енергетичних параметрів пов'язано з використанням як перетворювачів прямої дії на частоті НВЧ-сигналу так і перетворювачів непрямої дії на більш низьких (проміжних) частотах після відповідного перетворення параметрів вхідних сигналів (частоти, потужності).

Оцінка частотно-часових параметрів (частоти, фазового зсуву, часової затримки) зазвичай проводиться після відповідного перетворення на більш низькій проміжній частоті.

Вхідні перетворювачі вимірювачів потужності НВЧ-сигналів будуються на різних ефектах, основним з яких є використання теплової дії НВЧ-потужності. Ці методи отримали назву теплових. Проходження НВЧ-потужності по хвилеводу супроводжується виділенням тепла за попадання сигналу на неоднорідність (опір) або елементи чутливі до НВЧ-потужності (термістори та болометри). Вхідні теплові елементи (вхідні перетворювачі) чутливі до НВЧ-потужності отримали назву робочого тіла. В якості робочого

тіла можуть використовуватись також тверде навантаження та поглинаюча рідина, наприклад, вода.

Узгоджене тверде або рідке навантаження є ідеальними поглинаючими елементами, які за властивостями наближаються до можливостей чорного тіла. Поглинання енергії НВЧ приводить до підвищення температури робочого тіла. Потужність, що поглинається визначається співвідношенням

$$P_{CP} = \frac{Q_T}{t} = \frac{C_T \Delta T}{t} \quad (1.10)$$

де Q_T – кількість тепла (Дж); C_T – теплоємність робочого тіла (Дж/°С); ΔT – приріст температури робочого тіла (°С); t – час (с).

Сухе навантаження (рис. 1.4), яке має в своєму складі хвилевід 1 та клиноподібний композитний опір 2 має переваги за використання модуляційного перетворювання. Зазвичай, схема модуляційного вимірювача базується на методі порівняння вимірюваної потужності з еталонною потужністю або його еквівалентом у вигляді постійного (змінного) струму.

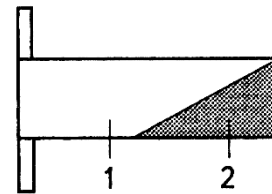


Рис. 1.4. Конструкція хвилеводного навантаження

Структурна схема модуляційного вимірювача потужності НВЧ наведена на рис. 1.5.

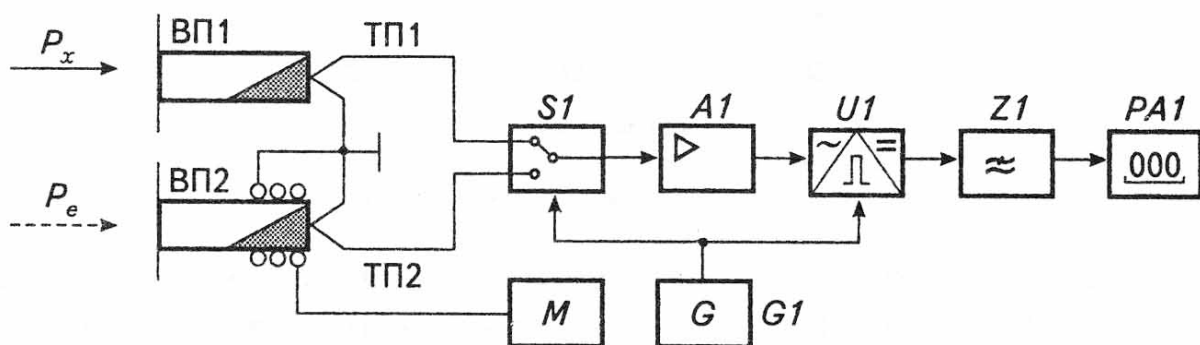


Рис. 1.5. Модуляційний вимірювач НВЧ-потужності

Потужність, яку необхідно виміряти P_x подається на вхідний перетворювач ВП1. Збільшення температури Т1 навантаження ВП1 фіксується

термопарою ТП1. У випадку використання еталонної потужності P_e вона подається на вхідний перетворювач ВП2, що приводить до збільшення температури Т2 навантаження перетворювача, яке фіксується термопарою ТП2. Використання для компенсації еталона потужності полягає в нагріванні навантаження вхідного перетворювача ВП2 нормативним значенням постійного або змінного струму від джерела (міри) М. На виходах термопар ТП1 та ТП2 виникає термоЕРС пропорційна вхідним потужностям

$$E_1^2 = k_1 P_x = U_1 \quad \text{та} \quad E_2^2 = k_2 P_e = U_2, \quad (1.11)$$

де k – коефіцієнт передачі каналу вимірювача.

Процес порівняння P_x і P_e фіксується індикатором РА1. Досягнення на індикаторі нульової позначки фіксує рівність еталонної (еквівалентної) та невідомої потужності, зокрема, $\Delta U = 0$, а $P_x = P_e$.

Як вхідний перетворювач модуляційного вимірювача можна використовувати також термістори або болометри. Термісторні та болометричні вимірювачі працюють на принципі поглинання потужності НВЧ.

Термісторні вимірювачі (голівки) мають від'ємний температурний коефіцієнт опору, а болометри позитивний. Похибка подібних вимірювачів може бути в межах від $\pm 10\%$ до $\pm 50\%$. Конструкція та еквівалентна схема термістора показана на рис. 1.6 а.

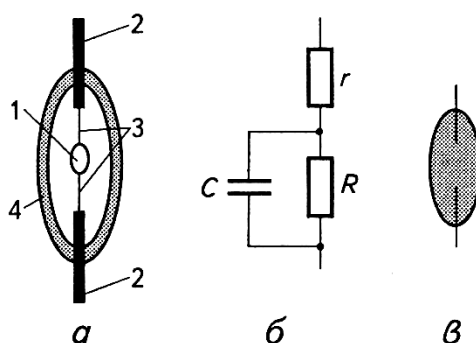


Рис. 1.6. Конструкція та еквівалентна схема термістора

Позначення на рисунку: 1 – напівпровідникова бусинка, 2 – тонкі з'єднувальні дроти, 3 – вихід термістора, 4 – скляна колба. Еквівалентна схема (рис. 1.6б) включає в себе опір напівпровідникової бусинки – R , опір з'єднувального дроту – r , C – паразитна ємність напівпровідникової бусинки.

На рис. 1.68 показано позначення термістора в схемах. Наявність паразитної ємності призводить до значної похибки вимірювання НВЧ-потужності особливо в міліметровому діапазоні частот, яка може сягати 30-60%.

Конструкція дротяного болометра аналогічна конструкції термістора, однак як термочутливий елемент використовується металева нитка перетинном 2-3 мкм, яка має позитивний коефіцієнт опору, що на порядок менший ніж температурний коефіцієнт опору термістора, а це зменшує чутливість болометричних головок. В той же час коефіцієнт корисної дії та стабільність параметрів болометричних перетворювачів краща ніж термісторних.

Конструкція болометрів може бути виконана також у вигляді металевої плівки, товщиною до 1 мкм, яка наноситься на ізолятор (наприклад, слюду). Плівка, що є поглинаючим навантаженням розміщується в площині хвилеводу болометричної головки нормальній до осьової лінії хвилеводу. Подібна головка має хвильовий опір близький до вхідної лінії і забезпечує добре узгодження головки в широкому діапазоні частот.

Конструкції термісторних та болометричних головок можуть бути налагоджуваними або не налагоджуваними. Головки, що не налагоджуються мають узгодження з вимірювальними лініями в межах $K_{СХ} < 1,5 \dots 1,7$ та забезпечують роботу в широкому діапазоні частот. Вони більш зручні в роботі і знайшли широке застосування у вхідних перетворювачах.

В той же час в зразкових вимірювачах потужності використовуються налагоджувані термісторні або болометричні головки. Додаткове узгодження головки із вхідною лінією на кожній частоті забезпечує більш точне вимірювання потужності, оскільки $K_{СХ}$ в цьому разі сягає значень 1,1...1,2, що сприяє зменшенню похибки від неузгодження.

1.3. Проміжні перетворювачі частоти НВЧ-сигналів

Проміжне перетворення сигналів забезпечує додаткові можливості засобам вимірювання по чутливості, роздільній здатності та похибках вимірювання. Важливими елементами частотно-часових проміжних перетворювачів є змішувачі частоти та гетеродинні генератори, розгляд яких започаткований в багатьох монографіях. Метод зміщення частоти, як метод

формування гетеродинної напруги, а також використання для цих цілей синтезаторів частоти ϵ , на наш погляд, перспективними засобами проміжного перетворення сигналів для діапазону надвисоких частот.

Принцип дії пристроїв зміщення частоти, які використовуються у вимірювальних приладах НВЧ-діапазону, базується на алгебраїчному додаванні або відніманні високої частоти (несучої) та низької частоти (модулюючої) і послідуєного формуванням одночастотного сигналу.

Так, наприклад, при наявності двох сигналів виду

$$U_1(t) = U_1 \cos \omega t \quad \text{та} \quad U_2(t) = U_2 \cos \Omega t, \quad (1.13)$$

вихідну напругу пристрою, який забезпечує зміщення в бік збільшення частоти, можна записати

$$U_{\text{пзч}}(t) = 0,5U_1U_2 \cos(\omega + \Omega)t. \quad (1.14)$$

Подібними перетворювачами можуть слугувати класичні схеми односмугових модуляторів, проте більш перспективними для вимірювальної техніки з пристроями зміщення на основі аналогових або дискретних фазообертачів в режимі безперервної зміни фази високочастотного коливання, є так звані частотозмішувачі перетворювачі (ЧЗП).

Схема ЧЗП з використанням колового дискретного фазообертача зображена на рис. 1.7. Коловий фазообертач можна подати у вигляді багатофазного розщеплювача $A1$, що забезпечує наявність фазових дискретних станів (від 0 до 2π), комутатора $S1$, який працює за програмою послідовного під'єднання фазових станів фазорозщеплювача до вихідного навантаження фазообертача, двох генераторів $G1$, $G2$ і схеми перемикання $U1$.

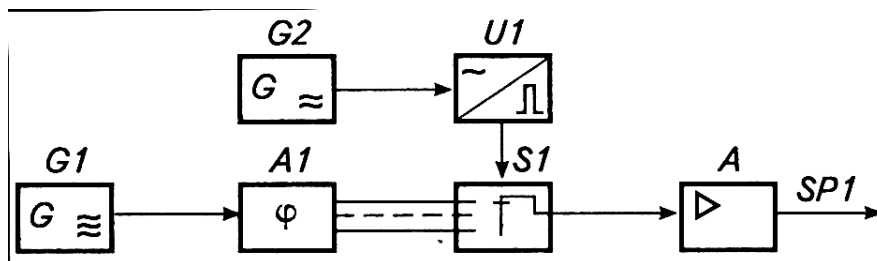


Рис. 1.7. Схема ЧЗП з використанням колового дискретного фазообертача

Вихідну фазу дискретного фазообертача можна навести у вигляді

$$\varphi_{\text{Вих}} = K \cdot 2\pi/n, \quad (1.15)$$

де n – кількість фазових станів; K – кількість перемикаємих фазових станів одиничним імпульсом [$K = 1, 2, \dots, (n-1)$].

Якщо, наприклад, комутатор, керується за допомогою імпульсів, то дискретним фазообертачем реалізується такий функціональний зв'язок

$$\varphi_{\text{Вих}} = f(N), \quad (1.16)$$

де N – кількість керуючих імпульсів на виході комутатора.

Кількість імпульсів на вході дискретного фазообертача пропорційна фазовому зсуву, що задається, на його виході. Коловий аналоговий фазообертач також можна подати у вигляді фазорозщеплювача з коловим безперервним полем і ротора, що здійснює передачу фазового зсуву на вихід фазообертача. Коловим аналоговим фазообертачем реалізується функціональний зв'язок вигляду

$$\varphi_{\text{Вих}} = f(\alpha), \quad (1.17)$$

де α – кут повороту ротора фазообертача.

Відомо, що можливі два режими роботи колових фазообертачів — статичний і динамічний. У статичному режимі роботи пристрою комутатором або ротором фазообертача встановлюється потрібний фазовий зсув $\varphi_{\text{Вих}} = \varphi_i$, який підтримується на виході фазообертача до наступної операції встановлення $\varphi'_{\text{Вих}}$. Статичний режим роботи фазообертача досить широко вивчено, а вимірювальні перетворювачі з використанням цього принципу роботи широко застосовуються у фазовимірювальній і фазогенеруючій апаратурі, як зразкові міри фазових зсувів.

Безперервна зміна фази коливання на виході аналогового фазообертача (або стрибкоподібна на виході дискретного) приводить до переміщення потоку енергії несучого коливання та явища зміщення частоти і проявлення ефекту Доплера. У загальному вигляді зміну вихідної фази фазообертача можна записати

$$\varphi_{\text{Ф0}}(t) = f(\alpha), \quad (1.18)$$

де α – кут повороту динамічної частини фазообертача; $f(\alpha)$ – керуюча функція; а вихідну напругу фазообертача визначають як

$$U_1(t) = U_1 \cos[\omega t + \varphi_{\Phi_0}(t)]. \quad (1.19)$$

Для ЧЗП на основі аналогового фазообертача вихідна напруга описується виразом (1.14) та (1.19), а на дискретному — виразом (1.19) та (1.20).

$$U_{\text{пзч}}(t) = U_{\text{пзч}} \cos \frac{\omega + \Omega}{n} t, \quad (1.20)$$

де n – число фазових дискретів.

ЧЗП на гармонічному подільнику частоти

Досить перспективно використання як колових фазообертачів гармонічних подільників частоти, особливо регенеративного типу. Синусоїдальна форма вихідної напруги забезпечує певні переваги гармонічних подільників перед подільниками інших типів. Багатозначність фаз, що виникає у разі ділення частоти, дає змогу реалізувати електронний керований дискретний фазообертач (ЕКДФ).

Для дільників частоти з довільним коефіцієнтом ділення n одному значенню початкової фази вихідної напруги відповідає ще $(n - 1)$ можливе значення початкових фаз. Різниця двох сусідніх стаціонарних станів фаз суворо визначена, дорівнює $2\pi/n$ і залежить тільки від коефіцієнта ділення n . Це дає змогу використовувати фазовий відрізок між двома стаціонарними станами фаз як засіб фазового зсуву. Послідовно перемикаючи фазові стани вихідної напруги подільника частоти, можна змінювати фазу вихідного коливання від 0 до 2π дискретними ступенями. Точність задання φ_d (домовимось називати ці ступені фазовими дискретами) залежить від можливостей схеми дільника частоти стабілізувати положення стаціонарної початкової фази.

Наявність сильного позитивного зворотного зв'язку забезпечує режим регенерації, тобто режим системи, близької до самозбудження на частотах ω_0/n і $\omega_0/n(n-1)$. Коефіцієнт підсилення по колу зворотного зв'язку має бути $K > 1$, а фазове набігання $\varphi_n = 2\pi K$, де K – ціле число.

Авторами запропонований пристрій зміщення частоти з використанням гармонічного подільника частоти регенеративного типу (рис. 1.8).

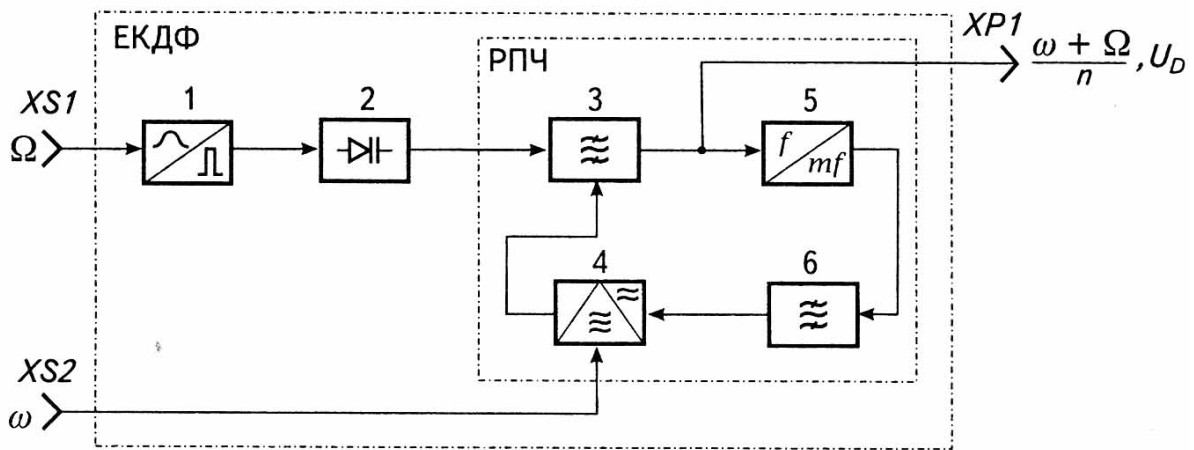


Рис. 1.8. Структурна схема ЧЗП з використанням гармонічного дільника частоти регенеративного типу

Пристрій працює таким чином. Гармонічний сигнал напруги частотою ω поступає на змішувач 4. В результаті ділення частоти формується напруга

$$U_D(t) = U_D \sin\left(\frac{\omega}{n}t + \frac{2\pi}{n}k\right). \quad (1.21)$$

Фаза вихідного коливання гармонічного подільника частоти, як слідує із виразу (1.21) може приймати одно із $2\pi/n$ фазових станів. На виході пристрою у відсутності модулюючого сигналу отримуємо напругу виду

$$U_D(t) = U_D \sin(\omega t + 2\pi k). \quad (1.22)$$

Підключення сигналу модулюючої частоти приводить до утворення на виході формувача 1 коротких імпульсів амплітудою U_i і тривалістю τ .

Параметри модулюючого імпульсу U_i , τ вибрані таким чином, щоб викликати зміну керованої реактивності, яка підключена до фільтра 4 гармонічного подільника частоти через додатковий вхід, достатньої для переключення вихідної фази подільника на сусідній фазовий стан. Для переключення вихідної фази подільника від 0 до 2π необхідно подати на керований реактивний опір n імпульсів. Вихідна частота при цьому змінюється до значення: $(\omega/n) + (\Omega/n)$.

В процесі переключення фазових станів за рахунок перехідних процесів фільтра 3 вихідний спектр пристрою включає в себе складові амплітудної модуляції від гармонік модулюючої частоти – $k\Omega$. На виході пристрою

після фільтра 3 утворюється напруга зміщеного (односмугового) сигналу, спотвореного комбінаційними складовими від гармонік модулюючої частоти

$$U'_D(t) = U'_D \left(1 + m_a \frac{\tau}{T} \right) \cos(\omega + \Omega)t + \frac{m_a U_D}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k\Omega\tau}{2} \times \{ \cos [\omega + \Omega(kn + 1)]t + \cos [\omega - \Omega(kn - 1)]t \}, \quad (1.23)$$

де τ – тривалість коротких імпульсів; T – період модулюючої частоти; $K = 1, 2, 3, \dots$

У вихідному спектрі відсутні складова напруги неробочої бокової частоти $\omega - \Omega$ і несучого колювання частоти ω . Як показують експерименти рівень придушення цих компонентів для гармонічного подільника частоти (регенеративного типу) складає більше 60 дБ. Найбільш близько розташовані складові відстоять від робочої бокової частоти на $(n \pm 1)$ октаву.

Рівень комбінаційних складових визначається коефіцієнтом амплітудної модуляції

$$m_a = \frac{U_{\Omega}}{U_{(\omega+\Omega)}} = \frac{U_{\Omega}}{U_D}, \quad (1.24)$$

і складає 0,05...0,03 при $n = 9...10$.

Структурну схему змішуючого пристрою з більш чистим вихідним спектром на тригерних подільниках частоти зображено на рис. 1.9.

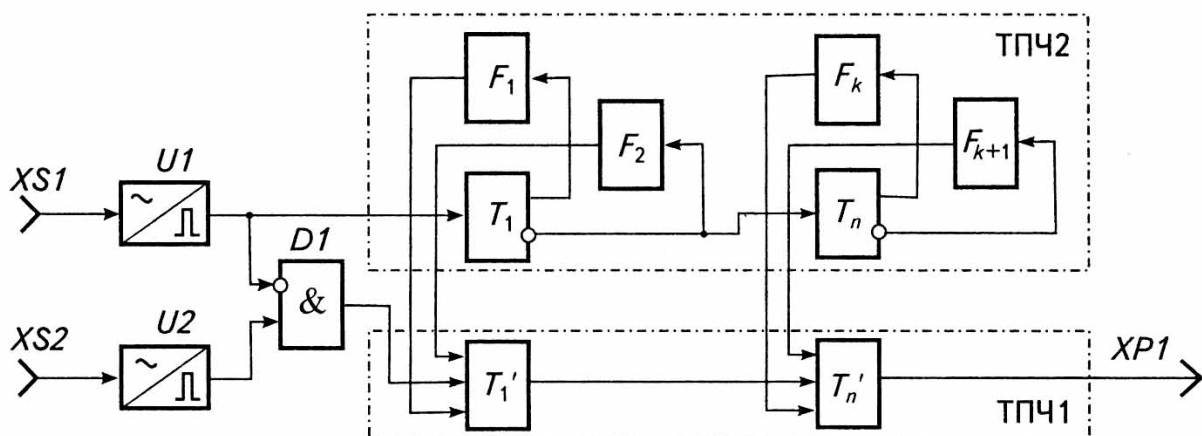


Рис. 1.9. ЧЗП на ТПЧ з поліпшеним спектром вихідного сигналу

Пристрій працює в такій послідовності. Напруга високої частоти подається на формувач коротких імпульсів UI і через схему заборони DI — на керований тригерний дільник частоти ТПЧ1; напруга низької частоти через формувач надходить на керуючий тригерний дільник ТПЧ2; другий вхід схеми також підключено до входу низької частоти.

Імпульси частоти Ω послідовно змінюють коди станів тригерів $T_1 - T_n$ ТПЧ2. Коди в ТПЧ1 перезаписують за допомогою формувачів $F_1 - F_{k+1}$. Одночасно відбувається блокування входу ТПЧ1 імпульсами низької частоти, що забороняють появу частоти ω на виході ТПЧ1 у момент перезапису. Кожен імпульс низької частоти перемикає вихідну фазу подільника частоти з дискретністю $\varphi_g = 2\pi/n$. Безперервне послідовне перемикання фазових станів ТПЧ1 приводить до зміщення вихідної частоти пристрою і до формування односмугового сигналу з частотою $(\omega + \Omega)/n$.

Експериментальне дослідження ЧЗП на тригерних подільниках частоти показало, що придушення неробочої бічної частоти $(\omega - \Omega)/n$ дзеркально зміщеною частотою при $n = 4$ до $n = 16$ становить 32...40 дБ. Несуче коливання ω/n подавляється на рівні 60 дБ і не залежить від n .

У вихідному спектрі ЧЗП на дискретних фазообертачах із застосуванням тригерних подільників містяться найближчі до зміщеної частоти комбінаційні складові вигляду $[(\omega + \Omega)/2] \pm [2K\Omega/n]$, де $K = 1, 2, 3, \dots, n$.

Діапазон робочих частот за ω залежно від швидкодії тригерів ТПЧ1 становить від одиниць герц до десятків мегагерц. Перестроювання (зміщення) вихідної частоти здійснюється в широких межах зміною частоти ω/n . Розглянутий ЧЗП на тригерних подільниках частоти характеризується такими позитивними властивостями:

- простотою реалізації та можливістю керування процесом зміщення вихідної частоти;
- значним діапазоном робочих частот;
- можливістю зміщення вихідної частоти в широких межах.

До недоліків, що обмежують використання розроблених ЧЗП у вимірній апаратурі, належать:

- мале подавлення дзеркальної неробочої бічної частоти;
- наявність найближчих комбінаційних складових від гармонік частоти зміщення починаючи з $2\omega/n$.

Основний недолік ЧЗП на дискретних тригерних фазообертачах — необхідність значного збільшення коефіцієнта ділення для досягнення високого значення порядку 50...60 дБ подавлення паразитних складових. Збільшення n , у свою чергу, призводить до пониження вихідної частоти пристрою, що в ряді випадків небажано.

ЧЗП з періодичною комутацією сигналів

Перетворювачі з періодичною комутацією зсунутих за фазою сигналів — це перспективний клас ЧЗП. Необхідна умова реалізації ЧЗП — наявність у його схемі фазообертача, що формує n напруг у діапазоні фазових зсувів від 0 до 2π з фазовим інтервалом $2\pi/n$, комутатора і схеми керування, причому $n \geq 3$ або $n \geq 2k$, де k — натуральний ряд чисел починаючи з 2. Фазообертачем з n виходами можна використовувати багатофазні розщеплювачі на RC-колах, лініях затримок, тригерах.

Частотозмішуючі пристрої з періодичною комутацією та використанням фазорозщеплювачів на основі RC-кіл на відміну від ЧЗП з обертанням аналогових фазообертачів забезпечують більше (35...40 дБ) подавлення неробочої бічної частоти, що визначається в основному точністю формування фазових зсувів.

Найбільш перспективним пристроєм є ЧЗП з використанням тригерних фазорозщеплювачів. У цьому разі подавлення неробочої бічної частоти становить понад 50 дБ у широкому діапазоні частот. Недолік ЧЗП з періодичною комутацією на основі чотирифазного тригерного розщеплювача — чотириразове звуження діапазону робочих частот на виході, що спричиняється необхідністю застосування тригерного подільника з коефіцієнтом ділення $n = 4$. На рис. 1.10 зображено схему ЧЗП, яка повністю виконана на логічних елементах — тригерах схем ИЛИ-НЕ, И, НЕ.

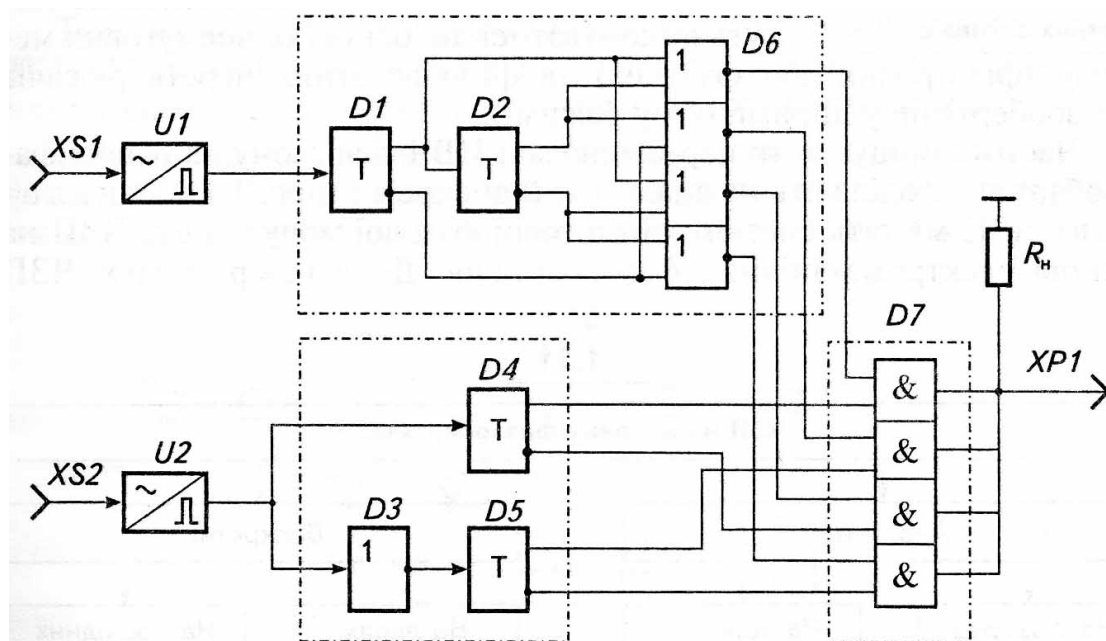


Рис. 1.10. Структурна схема ЧЗП з керованим тригерним фазообертачем

Напряга високої частоти f надходить через формувач імпульсів $U2$ на вхід тригера $D4$. На вхід тригера $D5$ подається аналогічна напруга, фаза якої зсунута на кут 180° логічною схемою $D3$. На виході тригерів $D4$ і $D5$ формуються чотири послідовності імпульсів з початковим фазовим зсувом φ_0 , що дорівнює $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$, які надходять на входи схеми збігу $D7$. На другі входи схеми збігу подаються імпульси низької частоти, що пройшли через тригери $D1$ або $D2$ і логічну схему ІЛИ-НЕ $D6$. На кожному з виходів логічної схеми $D6$ формуються імпульси, які послідовно відкривають вентилі схеми збігу $D7$ і пропускають на виході пристрою імпульси високої частоти f з початковим фазовим зсувом $\varphi_0 = 0^\circ, \varphi_1 = 90^\circ, \varphi_2 = 180^\circ, \varphi_3 = 270^\circ$. На виході пристрою формується зміщена за частотою напруга, що виражається в появі на виході схеми збігу Π зайвого імпульсу. Розглянута схема забезпечує придушення неробочої бічної частоти на рівні 60 дБ, причому зміщення здійснюється у разі мінімального коефіцієнта ділення ($n = 2$) за частотою сигналу напруги f . Отже, поєднання широкої смуги із значним придушенням неробочої бічної частоти забезпечує цьому ЧЗП певні переваги порівняно з ЧЗП на основі фазообертачів з RC -колами і тригерами.

Використання пристроїв зміщення частоти спрощують побудову схеми модуляційного вимірювача та дозволяють знизити флуктуаційний поріг ЗВ за рахунок усунення шумів гетеродинного генератора. Схеми ЧЗП на гармонічних і тригерних ділянках частоти, а також з періодичною комутацією сигналів забезпечують можливість роботи в діапазоні частот від одиниць герц до 10-100 мегагерц і можуть використовуватися в НВЧ-вимірювачах як проміжні (додаткові) перетворювачі низько і високочастотних сигналів.

ЧЗП надвисокочастотних сигналів

Пристрої зміщення частоти НВЧ-сигналів можуть виконуватись на основі односмугових методів (фільтрових або фазових) та фазочастотних перетворювачів (фазообертачів в динамічному режимі).

Класифікаційна схема частотозміщуючих перетворювачів (ЧЗП) НВЧ-діапазону на основі фазообертачів наведена на рис. 1.11. Аналогові ЧЗП містять системи аналогової фазової модуляції та ЧЗП на основі електромеханічних фазообертачів. До дискретних ЧЗП належать перетворювачі на основі багатоланкових ліній затримок з розгалуженням на прохідних та відбиваючих фазообертачах.

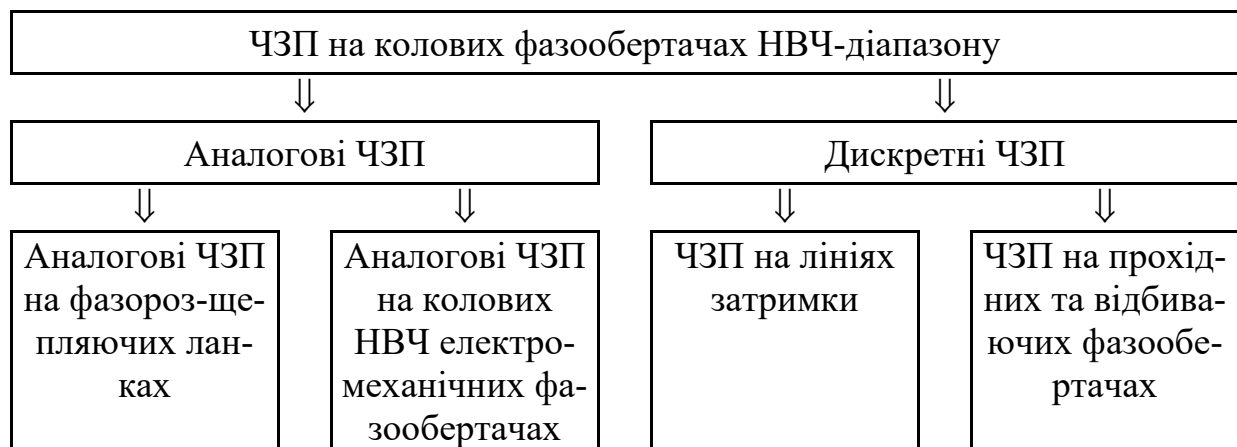


Рис. 1.11. Класифікаційна схема частотозміщуючих перетворювачів НВЧ-діапазону на основі фазообертачів

В області НВЧ та НЗВЧ використовується переважно ЧЗП на аналогових поляризаційних фазообертачах, наприклад, на базі модулятора Фокса.

Такий ПЗЧ має у своєму складі коловий аналоговий поляризаційний фазообертач із двох нерухомих колохвильоводних секцій, між якими з частотою Ω обертається третя колохвильоводна секція. Всередині секцій розміщені діелектричні пластини, які забезпечують диференційний фазовий зсув на 90° в нерухомих секціях і на 180° в рухомій секції, а загальний зсув поляризаційної хвилі на виході фазообертача дорівнює 2π .

Таким чином, регульований диференційний фазовий зсув фазообертача, а відповідно і частота зміщення на виході пристрою визначається кутом повороту діелектричної пластини третьої секції та частотою обертання.

Позитивною якістю фазочастотних перетворювачів на основі модулятора Фокса є їх широкосмуговість, до недоліків слід віднести наявність механічного приводу, мале значення частотного зміщення несучого коливання (десятки-сотні герц) і недостатнє подавлення “паразитних” частотних складових (20-25 дБ) та складність забезпечення стабільності частоти зміщення на рівні електронних схем, але ці недоліки не заважають конструювати точні вимірювальні прилади.

Так, наприклад, високоточні вимірювачі ослаблення та фазового зсуву ДК1-14А і ДК1-15 на діапазон частот 37,5-78,3 ГГц мають в своєму складі ЧЗП аналогового типу з частотою зміщення 175 Гц.

Аналогові фазообертачі створюються також на основі лінії затримок, час затримки якої комутується за допомогою реактивності діодів, включених в лінію проходження сигналу. Схема реалізації подібного ЧЗП наведена на рис. 1.12.

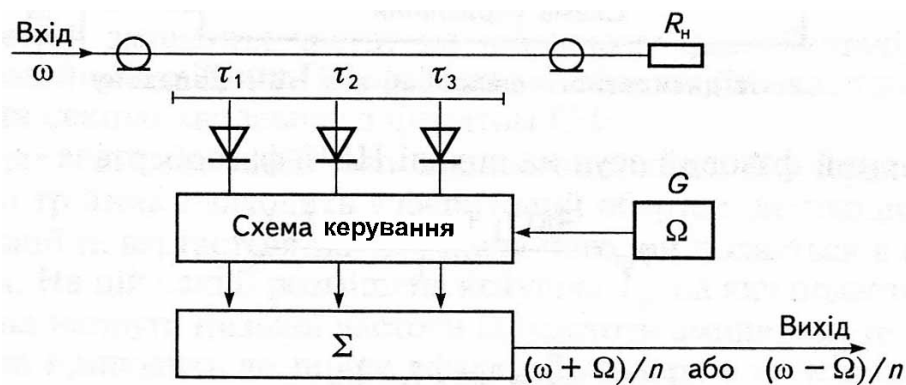


Рис. 1.12. Схема ЧЗП на лінії затримки

Такі фазообертачі можна використовувати у схемах фазової модуляції, корекції фазочастотних характеристик НВЧ-трактів, тощо. До недоліків слід віднести складність їх використання як фазочастотних перетворювачів.

Більш перспективними, з точки зору фізичної реалізації та створення ЧЗП, є дискретні фазообертачі, які мають у своєму складі послідовно з'єднані p -прохідні фазообертачі (ПФ), кожний із яких містить, наприклад, феритовий циркулятор та n -каскадні відбиваючі фазообертачі (ВФ) (рис. 1.13). Вихідний фазовий зсув такого фазообертача визначається сумою зсувів окремих його каскадів.

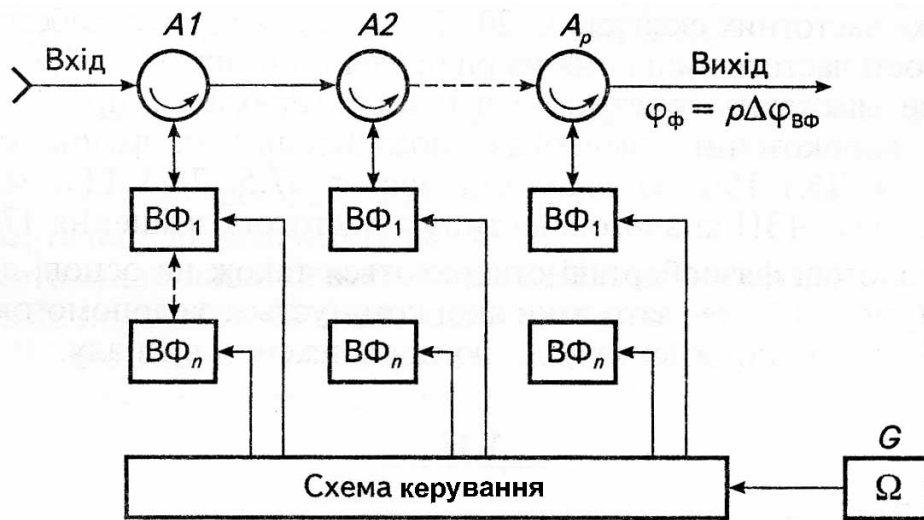


Рис. 1.13. Схема дискретного фазообертача НВЧ-діапазону

Фазовий зсув на виході першого циркулятора A_1 визначається

$$\Delta\varphi_1 = \frac{4\pi\tau_1}{\lambda}, \quad (1.25)$$

де τ_1 – часова затримка сигналу в ВФ першого циркулятора; λ – довжина хвилі сигналу на вході фазообертача.

Сумарний фазовий зсув на виході НВЧ-фазообертача має вигляд

$$\varphi_\Phi = \frac{4\pi(\tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_p)}{\lambda}, \quad (1.26)$$

або
$$\varphi_\Phi = \frac{4\pi\tau}{\lambda} = 2\pi \quad (1.27)$$

у випадку колового фазообертача.

У випадку рівності дискретних фазових зсувів, які формуються окремими ланцюгами фазообертача, якщо $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_p$, формула (1.26) приймає вигляд

$$\varphi_{\Phi} = \frac{4\pi p \tau_p}{\lambda} = 2\pi, \quad (1.28)$$

де p – кількість фазових станів; а фазовий зсув, який перемикається,

$$\Delta\varphi = \tau_p = \frac{\lambda}{2p}. \quad (1.29)$$

Таким чином, дискретні фазообертачі забезпечують формування колового фазового НВЧ-поля, необхідного для побудови ЧЗП.

Використання ВФ в ЧЗП встановлює певні вимоги до точності формування фазового зсуву, яка бажана в межах одиниць градусів.

Значно більша неточність установки фазового дискрета при динамічному управлінні фазовими етапами (дискретами) призводить до появи амплітудної та фазової модуляції, що в свою чергу, розширює вихідний спектр сигналу та збільшує рівень “дзеркальної” складової зміщеної частоти, що обмежує можливості використання фазочастотного перетворювача у вимірювальних приладах НВЧ-діапазону.

Слід відмітити перспективу використання для зміщення частоти подвійних Т-подібних хвилеводних мостів, включених відповідним чином і реалізуючих “класичний” метод формування односмугового сигналу, з урахуванням конструктивних особливостей НВЧ-діапазону. Крім того, подвійний хвилеводний трійник може виконувати буферну (розв’язуючу) роль в схемі НВЧ-фазометра, що складно забезпечити на високих частотах.

Перспективним методом зміщення частот НВЧ-сигналів є також використання ефекту Доплера у хвилеводі, що реалізується з використанням лінійного фазообертача.

Пристрій зміщення частот на взаємному фазообертачі включає в себе поляризаційний трійник (ПТ), феритовий обертач (ФО) площини поляризації та секцію хвилеводу з феритом (СФ).

Сигнал у вигляді лінійно-поляризованої хвилі H_{01} через поляризаційний трійник ПТ поступає у феритовий обертач ФО, де площина його

поляризації повертається на 45° , після чого він подається в секцію з феритом СФ. На секції СФ розміщена катушка L_g , на яку подається пилоподібна напруга низької частоти Ω (частоти зміщення) генератора $G1$, яка приводить до появи ефекту Доплера у електромагнітні хвилі, що розповсюджуються у хвилеводній секції СФ. До недоліків подібної схеми зміщення частоти необхідно віднести наявність перехідних процесів від зворотного ходу напруги частоти Ω , що призводить до додаткової модуляції та збагаченню спектра несучого коливання.

Перспективним представляється використання як джерела гетеродинної напруги синтезаторів частоти НВЧ-діапазону, які забезпечують можливість діапазонної роботи вимірювачів поряд з високою стабільністю вихідної частоти та можливістю її автоматизованого налагодження.

Авторами запропонована структурна схема синтезатора НВЧ-діапазону з можливістю автоматизованого переналагодження значення вихідної частоти (рис. 1.14). Синтезатор працює наступним чином.

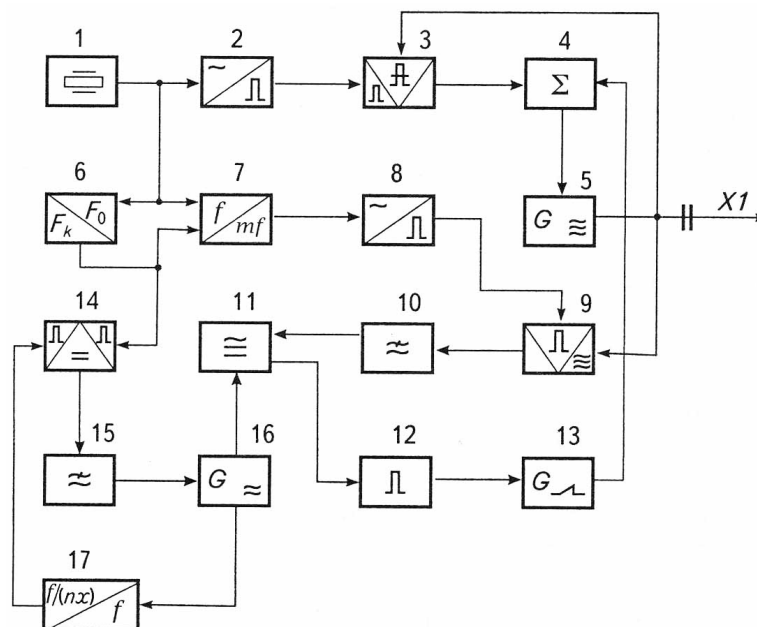


Рис. 1.14. Синтезатор НВЧ-діапазону

Сигнал опорної частоти F_0 з виходу кварцевого генератора 1 поступає одночасно на вхід опорного дільника частоти 6 та вхід першого формувача 2 коротких імпульсів і на другий вхід лінійного частотного модулятора 7 .

На перший вхід модулятора 7 подається модулююча напруга низької частоти $F_m = F_0 K$, де $K = 1/n$, а n – коефіцієнт ділення опорного дільника.

Одночасно модулююча напруга низької частоти F_m є опорним сигналом для системи цифрової фазової автоналадки частоти, яка включає в себе фазовий детектор 14, переналагоджуваний генератор 16 низької частоти, коректуючий фільтр 15 та подільник 17 з змінним коефіцієнтом ділення. В стаціонарному режимі частота F_H вихідного сигналу генератора 16 визначається коефіцієнтом ділення K_D подільника 17 і дорівнює $F_H = F_m K_D$.

Вихідна напруга генератора пошуку 13 подається на управляючий вхід переналагоджуваного генератора надвисокої частоти 5 через підсилювач-суматор 4 одночасно з вихідною напругою імпульсного фазового детектора 3, що приводить до послідовної в часі синхронізації частоти цього генератора гармоніками опорної частоти F_0 . Кожна наступна синхронізація визиває приріст частоти генератора 5 на значення

$$\delta F_C = F_0(N_J + 1) - F_0 N_J = F_0, \quad (1.30)$$

де N_J – поточний номер гармоніки частоти F_0 .

З виходу переналагоджуваного НВЧ-генератора коливання високої частоти поступає на другий вхід стробоскопічного змішувача 9 на перший вхід якого подається сигнал зміщеної частоти $F_C = F_0 + F_m$ з виходу лінійного частотного модулятора (ЧЗП) 7 через другий формувач коротких імпульсів 8. Наступна фільтрація вихідної напруги стробоскопічного змішувача 9 фільтром 10 нижніх частот приводить до появи сигналу з частотою $F_m N_j$ на першому вході частотно-фазового компаратора 11. При досягненні рівності встановленого коефіцієнта ділення K_D подільника 17 та номера гармоніки, на якій в даний момент часу наступила синхронізація частоти НВЧ-генератора 5 на виході частотно-фазового компаратора 11 вихідна напруга дорівнює нулю, у відповідь на це формувач 12 імпульсу зупинки зупиняє подальше переналагодження НВЧ-генератора 5, генератором 13 пошуку і вихідна частота синтезатора $F_{Вих}$ приймає встановлене значення $F_{Вих} = K_D F_1$. Використання сигналу модулюючої частоти F_m як опорного визначає

дискретність пере налагоджування частоти допоміжного генератора 16 низької частоти і можливість повної розв'язки частотно-визначаючих кіл і системи імпульсно-фазової автоналаштування частоти НВЧ-генератора 5, що призводить до збільшення чистоти спектра вихідного сигналу синтезатора, а також до підвищення його фазової стабільності. Вихідний сигнал синтезатора знімається зі з'єднання Х1 коаксіального або хвилеводного типу.

1.4. Узгодження НВЧ-елементів та його вплив на похибки вимірювання

Елементи вимірювачів надвисоких частот мають значний вплив на характеристики цих приладів. До подібних НВЧ-елементів слід віднести хвилеводи різних типів та призначення (прямі, кутові, вигини, перехідники), узгоджуючі пристрої, хвилеводні частотні фільтри, вентиля, напрямлені відгалужувачі, атенюатори та інші.

В НВЧ-вимірювачах найбільш широко використовуються хвилеводні елементи. Хвилеводна лінія характеризується рядом параметрів, серед яких геометричні (висота – b і ширина – a) та електричні — характеристичний опір \bar{Z}_0 , постійна затухання α і фазова постійна β . Величина \bar{Z}_0 може визначатися через напругу та потужність, що передається через хвилевод

$$\bar{Z}_{op,u} = \frac{\bar{U}^2}{2P}, \quad (1.31)$$

а з урахуванням геометричних розмірів —

$$\bar{Z}_{op,u} = 2 \frac{b}{a} \bar{Z}_0. \quad (1.32)$$

В той же час характеристичний опір \bar{Z}_0 можна записати через параметри електромагнітного поля

$$\bar{Z}_0 = \frac{\bar{E}_y}{H_x} = \frac{\sqrt{\mu/\varepsilon}}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{kp})^2}}, \quad (1.33)$$

де E_y , H_x – вектори електричного та відповідно магнітного поля по осі y та x ; μ , ε – магнітна та діелектрична проникливість середовища хвилеводу; λ_0 – довжина хвилі у вільному просторі; λ_{kp} – критична довжина хвилі.

Для хвилеводу із повітряним діелектриком

$$\sqrt{\mu/\varepsilon} = 120\pi, \quad (1.34)$$

тоді характеристичний опір (1.32) з урахуванням (1.33) і (1.34) дорівнює

$$\bar{Z}_{op,u} = 240\pi \frac{b}{a} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{kp})^2}}. \quad (1.35)$$

Повний вхідний опір хвилеводної лінії можна записати також у вигляді

$$\bar{Z}_{BX} = \bar{Z}_o \frac{1 + \bar{\Gamma}_{BX}}{1 - \bar{\Gamma}_{BX}}, \quad (1.36)$$

де $\bar{\Gamma}_{BX}$ – комплексний коефіцієнт відбиття в перетині хвилеводу.

Таким чином, як видно із (1.36) вхідний опір хвилеводної лінії визначається параметрами узгодження хвилеводу з навантаженням. НВЧ-вимірювачі реалізують процес вимірювання шляхом підключення до об'єкту вимірювання (джерела електромагнітного випромінювання) через хвилеводну лінію, з'єднувальні перехідники або приймальну антену.

Спрощена схема вимірювальної системи (ВС) (рис. 1.15) містить в собі приймальну антену (Х1), вхідний перетворювач (ВП), проміжні перетворювачі (ПП₁ ... ПП_i), відліковий пристрій (І) та допоміжні пристрої (ДП).

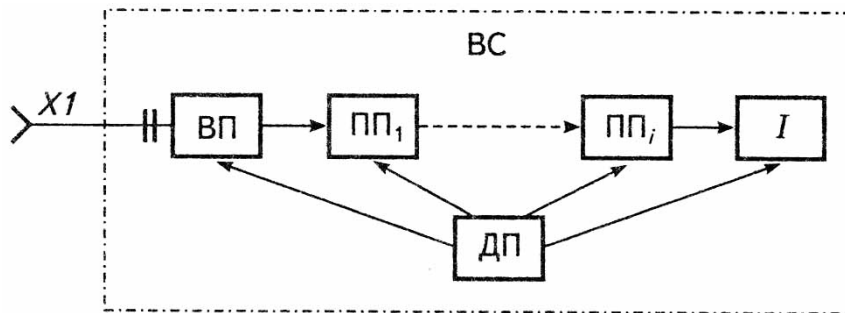


Рис. 1.15. Структурна схема НВЧ-вимірювача

Параметри узгодження на вході ВС в основному визначаються приймальною антеною Х1, вхідним хвилеводом та вхідним перетворювачем ВП. Водночас високі метрологічні характеристики ВС не завжди можна реалізувати, особливо в зоні високих частот мм-діапазону та за умов використання хвилеводної техніки. Достовірні результати вимірювання параметрів генеруючої апаратури мм-діапазону можна одержати лише за ідеального

узгодження елементів хвилеводного тракту виходу генератора та входу вимірювальної системи.

Похибки від неузгодження особливо суттєво впливають на загальну похибку результату НВЧ-вимірювача у випадку вимірювання потужності та ослаблення. Неузгодженість виходу генератора із входом ВС спричиняє виникнення відбитої хвилі, а іноді і багаторазове відбиття та появу n -відбитих хвиль, що призводить до перерозподілу напруженості падаючої ($U_{\text{пад}}$) і відбитої ($U_{\text{від}}$) хвилі та появи стоячих хвиль. Коефіцієнт стоячої хвилі за напруженою (K_C) визначається

$$K_C = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} = \frac{U_1 + U_2}{U_1 - U_2} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}, \quad (1.37)$$

де Γ – модуль коефіцієнта відбиття; U_1, U_2 – амплітуда відповідно падаючої і відбитої хвилі.

Відмінність параметрів виходу генератора та з'єднуючої хвилеводної лінії (L) приводить до виникнення відбитої хвилі у напрямку лінії L – входу генератора, модуль коефіцієнта відбиття якої позначається Γ_1 . Неузгодженість входу вимірювача з хвилеводною лінією L також сприяє виникненню відбитої хвилі, модуль якої позначається Γ_2 .

Схема перевірки потужності генератора наведена на рис. 1.16. Позначення на рисунку: $G1$ – генераторний блок мм-діапазону; L – хвилеводна з'єднувальна лінія; BC – НВЧ-вимірювач; I – реєструючий блок (індикатор). У випадку повного узгодження імпедансу генератора та BC з імпедансом хвилеводної лінії L модулі коефіцієнта відбиття $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$, а в лінії встановлюється режим біжучої хвилі.

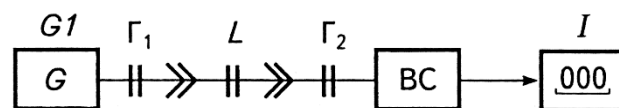


Рис. 1.16. Схема перевірки потужності генератора

Перетворення енергії падаючої хвилі U_1 у схемі вимірювача зазвичай виконується за допомогою квадратора (квадратичного детектора) і потужність, що реєструється індикатором за узгоджених імпедансах генератора та системи, можна записати

$$P_i = |U_{\text{пад}}|^2 / Z_x = P_{\text{пад}} / Z_x, \quad (1.38)$$

де Z_x – хвильовий опір лінії, що з'єднує генератор та вимірювач.

Однак досягти ідеального узгодження виходу генератора та входу вимірювальної системи з хвилеводною лінією дуже складно.

Розглянемо випадок неузгодженості на виході генератора, яке спричиняє відбиття частини потужності та появу зворотної хвилі, за варіанту безпосереднього включення джерела сигналу до вимірювальної системи рис. 1.17. Амплітуда падаючої хвилі в кожній точці хвилеводної лінії можна записати у вигляді

$$E_{\Pi} = E_{\Gamma} - E_{\text{Від}} = E_{\Gamma} \left(1 - \frac{E_{\text{Від}}}{E_{\text{пад}}} \right) = E_{\Pi} (1 - \Gamma_{\Gamma}), \quad (1.39)$$

де E_{Π} , $E_{\text{Від}}$, E_{Γ} – амплітуди падаючої і відбитої хвиль та хвилі генератора; а хвилі; Γ_{Γ} – модуль коефіцієнта відбиття на вході генератора.

Розділ потужності в лінії можна визначити з (1.39) таким чином

$$\frac{E_{\Pi}^2}{Z_{\text{л}}} = \frac{E_{\Gamma}^2}{Z_{\text{л}}} - \frac{E_{\Gamma}^2}{Z_{\text{л}}} |\Gamma_{\Gamma}|^2, \quad (1.40)$$

або
$$P_{\text{max}} = P_{\Gamma} (1 - |\Gamma_{\Gamma}|^2), \quad (1.41)$$

де $Z_{\text{л}}$ – комплексний опір хвилеводної лінії; P_{max} – потужність генератора, що виділяється на узгодженому навантаженні.

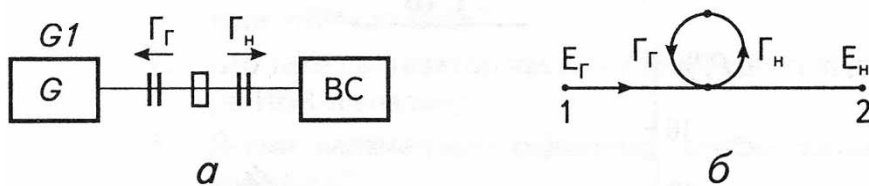


Рис. 1.17. Схема вимірювання потужності джерела (генератора) мікрохвильового сигналу

Виходячи з рис. 1.17 б та правил перетворення графів з вилученням петлі (Γ_{Γ} , $\Gamma_{\text{Н}}$) потужність падаючої хвилі можна записати

$$P_{\Pi} = P_{\Gamma} \frac{(1 - |\Gamma_{\Gamma}|^2)}{|1 - \Gamma_{\Gamma} \Gamma_{\text{Н}}|^2}. \quad (1.42)$$

Потужність, що проходить на вимірювальну систему

$$P_H = P_{II} - P_B = P_{II} - P_{II} |\Gamma_H|^2, \quad (1.43)$$

де $P_{II} |\Gamma_H|^2$ – потужність хвилі, відбитої від входу вимірювальної системи.

З урахуванням (1.42) потужність (1.43) приймає значення

$$P_H = P_{II} \frac{(1 - |\Gamma_{II}|^2)}{(1 - |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2}. \quad (1.44)$$

Абсолютну похибку вимірювання потужності генератора GI за допомогою ВС можна записати у вигляді різниці потужностей (1.43) та (1.41)

$$\Delta P = P_H - P_{\max} = P_{II} (1 - |\Gamma_{II}|^2) \left[\frac{(1 - |\Gamma_H|^2)}{(1 - |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2} - 1 \right]. \quad (1.45)$$

Відносна похибка вимірювання визначається формулою

$$\delta P = \frac{P_H - P_{\max}}{P_{\max}}, \quad (1.46)$$

а з урахуванням (1.44) та (1.45) отримуємо

$$\delta P = - \frac{|\Gamma_H|^2}{(1 - |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2} + \frac{2 |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|}{(1 - |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2} - \frac{|\Gamma_{II}|^2 |\Gamma_H|^2}{(1 - |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2}. \quad (1.47)$$

Оскільки (1.47) збігається з виразами похибок інших джерел, то максимальну похибку вимірювання для схеми з'єднання рис. 1.17 можна записати

$$\delta P_{\max} = - \frac{|\Gamma_H|^2}{(1 \mp |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2} \pm \frac{2 |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|}{(1 \mp |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2} - \frac{|\Gamma_{II}|^2 |\Gamma_H|^2}{(1 \mp |\Gamma_{II}| |\Gamma_H|)^2}. \quad (1.48)$$

Розподіл похибок через неузгодження приведено на рис. 1.18. Лінія 1 відповідає розрахунковому розподілу похибок за значень $\Gamma_{II} = \Gamma_H$. Лінії 2 і 3 описують розподіл похибок відповідно для номінального ($\Gamma_H = 0,35$) та максимального ($\Gamma_H = 0,4$) значення модуля коефіцієнта відбиття вхідного модулятора вимірювальної системи.

Таким чином, застосування високочутливих вимірювачів для оцінки параметрів апаратури НВЧ-діапазону, наприклад, генераторів, потребує

узгодження генеруючих апаратів з ВС, оскільки похибка від неузгодження може мати переважаюче значення у загальній похибці вимірювання таких параметрів, як потужність та ослаблення.

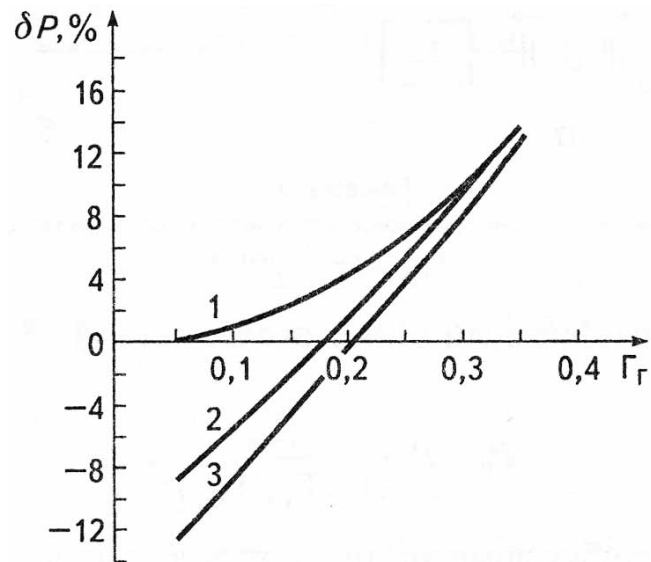


Рис. 1.18. Розподіл похибок від неузгодження при вимірюванні потужності за схемою рис. 1.17.

Дуже суттєвою може бути вплив цієї похибки у разі вимірювання різноманітних параметрів фізичних тіл та біологічних об'єктів — інтегрального і спектрального показників власного випромінювання, рівня поглинання і відбиття зондуючих сигналів та інших, що необхідно враховувати в разі виконання науково-експериментальних досліджень високочутливими вимірювальними системами НВЧ-діапазону.



Контрольні питання

1. Якими параметрами описуються електромагнітні властивості речовин в НВЧ-діапазоні?
2. Пояснити залежність глибини проникнення ЕМВ від довжини хвилі.
3. Який характер має частотна залежність складових комплексної діелектричної проникливості від частот?
4. За яким принципом класифікуються параметри НВЧ-сигналу?
5. Описати структуру модуляційного вимірювача НВЧ-потужності.
6. Які принципи роботи перетворювачів частоти НВЧ-сигналів?
7. Що таке синтезатор частоти? Принцип дії синтезатора НВЧ-діапазону.
8. Якими параметрами оцінюється ступінь узгодження НВЧ-елементів?
9. Пояснити вплив неузгодженості на похибку вимірювання.
10. Що таке частотно-зміщуючі пристрої? Розказати принцип роботи ЧЗП.
11. Методи покращення вихідного спектру ЧЗП на подільниках частоти.
12. Намалювати еквівалентну схему термістора.
13. Що представляє собою сухе хвилеводне навантаження?
14. Розказати про типи передавальних ліній.
15. Які типи фазообертачів використовуються в НВЧ-діапазоні?

РОЗДІЛ 2 РАДІОМЕТРИЧНІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ НВЧ-СИГНАЛІВ

2.1. Попередні зауваження

Оцінка потужності НВЧ-сигналів є основною операцією надвисокочастотних вимірювань, яка складає 50-60% від загального об'єму вимірювальних параметрів цього діапазону частот.

Вимірювання енергетичних параметрів — середньої потужності монохроматичних, інтегральної потужності та спектральної щільності потужності шумових сигналів, розподілів інтенсивності та нерівномірності потужності за частотним діапазоном, спектральний аналіз — є актуальним завданням для областей надвисоких частот (НВЧ), які практично охоплюють дециметровий, сантиметровий та міліметровий діапазони хвиль.

Оцінка коефіцієнта ослаблення, коефіцієнта поглинання і відбиття, повного опору НВЧ-ланцюгів, визначення коефіцієнта стоячої хвилі, коефіцієнта підсилення НВЧ-вузлів та інших параметрів тісно пов'язана з прямим вимірюванням енергетичних параметрів і непрямим визначенням відповідних коефіцієнтів та характеристик НВЧ-пристроїв.

Для вимірювання потужності використовуються два основних типи засобів вимірювальної техніки — ватметри прохідної (М2) та поглинальної (М3) потужності. Залежно від рівня потужності, яка вимірюється, вимірювачі можна поділити на кілька груп (рис. 2.1). Вимірювання енергетичних параметрів сигналів, інтегральна потужність яких становить від $P_i = 1 \cdot 10^{-5}$ Вт і більше забезпечується стандартними ватметрами прохідної та поглинальної потужності, причому стандартизовані вимірювачі потужності поділяються на вимірювачі великої ($P_i > 10$ Вт), середньої ($P_i = 10 \dots 10^{-2}$ Вт) та малої ($P_i > 1 \cdot 10^{-6}$ Вт) потужності, а рівень потужності $P_i < 1 \cdot 10^{-6}$ Вт вимірюється за допомогою вимірювальних приймачів. Широке використання НВЧ-техніки в різних галузях науки та прикладній діяльності людини — зв'язку, радіолокації та радіонавігації, радіоастрономії тощо спричинило достатньо високий рівень розвитку та створення стандартних засобів вимі-

рювання вкрай малих потужностей у вигляді вимірювальних приймачів типу П5-1...П5-18. Стандартні вимірювальні приймачі забезпечують вимірювання малої потужності ($P_i = 10^{-6} \dots 10^{-12}$ Вт).

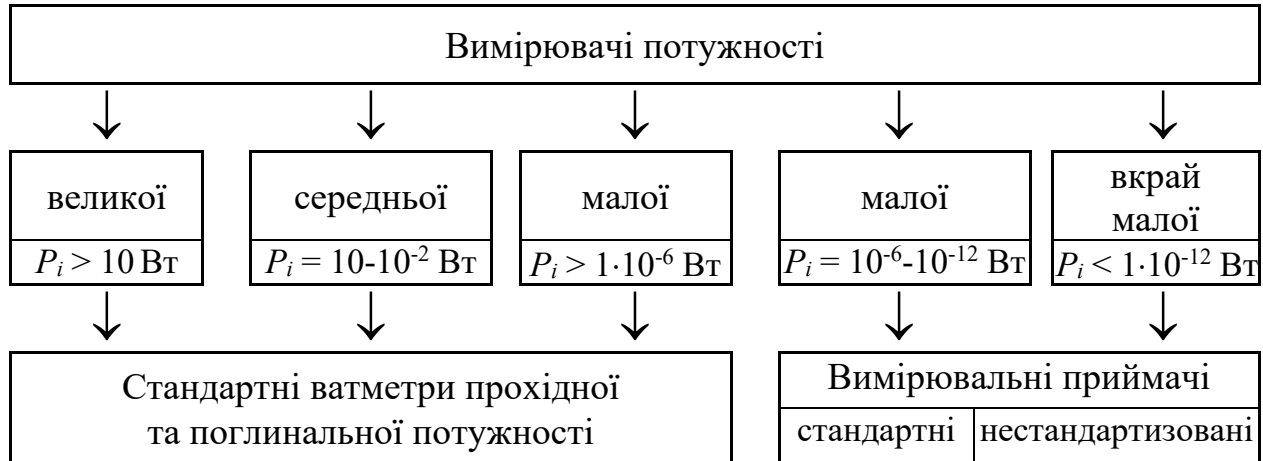


Рис. 2.1. Класифікація вимірювачів потужності НВЧ-сигналів

Однак, слід зазначити, що в радіоастрономії, фізиці плазми, біології та медицині особливо в діапазоні сантиметрових і міліметрових хвиль часто виникає необхідність вимірювання сигналів, інтегральна потужність, яких становить $P_i < 1 \cdot 10^{-12}$ Вт, а рівень менший за рівень теплових шумів.

У цьому діапазоні відсутні подібні стандартні вимірювальні приймачі, незважаючи на бурхливий розвиток, освоєння та застосування діапазону у фізиці, біології, медицині, метеорології. Вирішення питання вимірювання енергетичних параметрів у НЗВЧ-діапазоні необхідно проводити з використанням нестандартизованих високочутливих вимірювальних інформаційних радіометричних систем (ВІРС).

Для вимірювання енергетичних параметрів монохроматичних сигналів використовують середню, а для шумових — інтегральну та спектральну оцінку рівня потужності.

Середню потужність монохроматичного сигналу за період коливань можна визначити використавши відому формулу

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T U(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) / R_H dt, \quad (2.1)$$

де T – період коливань гармонічного сигналу; $U(t)$, $i(t)$ – відповідно напруга та струм гармонічного коливання; R_H – опір навантаження.

Використання діодного квадратичного перетворення дає можливість отримати на його виході середнє значення потужності

$$P_i = \frac{U_g^2}{R_H}, \quad \text{а при } R_H = 1 \text{ Ом } P_i = U_g^2, \quad (2.2)$$

де U_g – діюче значення напруги сигналу.

Вимірювання енергетичних параметрів випадкових (шумових) сигналів пов'язане з визначенням як спектральної щільності потужності сигналу, так і інтегральної.

Інтенсивність спектральної щільності потужності шумового (СЦППШ) радіовипромінювання визначається

$$I_\omega(f) = P_c / \Delta f, \quad (2.3)$$

з урахуванням (2.2) СЦППШ:

$$I_\omega(f) = U_g^2 / \Delta f. \quad (2.4)$$

Інтегральна потужність шуму визначається з виразу:

$$P_i = \frac{\sum^n I_\omega(f)}{n}, \quad (2.5)$$

де $n = 1, 2, 3...$ кількість проведених вимірювань (точок) спектральної щільності потужності шуму у діапазоні робочих частот НВЧ-пристрою.

Добуток напруг двох шумових сигналів (U_1 , U_2) на коефіцієнт взаємної кореляції (ρ) визначає рівень потужності корелірованих сигналів:

$$P_k = \rho U_1 U_2. \quad (2.6)$$

Побудова вимірювачів потужності НВЧ-діапазону в основному виконується з використанням фізичних ефектів:

- теплової дії НВЧ-потужності;
- тиску електромагнітної хвилі на первинні перетворювачі (пондеромоторний ефект);

– квадратичного перетворення (детектування) на частоті вхідного сигналу або на проміжній частоті.

До приладів, що базуються на реєстрації теплової дії НВЧ-сигналу слід віднести калориметричні вимірювачі середньої та великої потужності (0,1-100 Вт), болометричні вимірювачі середньої потужності (0,1-10 Вт) та термісторні вимірювачі малої потужності (1 мкВт – 10 мВт). Болометричні вимірювачі з плівковими болометрами (ентракометри) мають більшу чутливість (1-100 мВт) і можуть працювати в діапазоні до 35 ГГц.

Пондеромоторні прилади в основному є вимірювачами середньої та великої потужності, які використовують тиск електромагнітної хвилі на мембрану, що розміщена на стінці хвилеводу або відбиваючому елементі в середині хвилеводу.

Для вимірювання потужності менше 1 мкВт використовують вимірювальні радіометричні приймачі (системи) модуляційного типу.

Радіометричні системи НВЧ-діапазону забезпечують вимірювання енергетичних параметрів як монохроматичних так і шумових сигналів. Об'єкти вимірювання — фізичні тіла та біологічні форми життя, навколишнє середовище, спеціальні дослідження в фізиці, біології, медицині.

2.2. Вимірювачі потужності періодичного заміщення

Надвисокочастотні (НВЧ) електромагнітні поля індують вихрові струми в провідниках, спричиняють струми зміщення в ізоляторах тощо у вигляді виділення певної потужності та нагрівання тіл і середовищ, розташованих у цих полях. Потужність залежить від напруженості електромагнітного поля, тому часто застосовують термін “потужність надвисокочастотного електромагнітного поля”, хоч ідеться про квадрат його напруженості, що визначає енергетичну характеристику поля.

Вимірювачі потужності НВЧ електромагнітних полів називають НВЧ ватметрами, вони безпосередньо вимірюють ту частину потужності, яка розсіюється в сенсорі. Сенсор НВЧ-потужності — це звичайно термосенсор у вигляді мініатюрного дротового терморезистора, — болометра, або напівпровідникового термістора. Для того щоб отримати високу точність

вимірювання НВЧ-потужності, треба забезпечити сталий коефіцієнт пропорційності між вимірювальною потужністю та потужністю, що розсіюється безпосередньо в термосенсорі.

Термістори в цьому разі більш прийнятні, оскільки вони мають набагато менші габарити і більшу чутливість, ніж металеві терморезистори. Крім того, напівпровідниковий матеріал термістора менш чутливий до перевантаження, імпульсних зростань напруженості, бо він менше розігрівається НВЧ-полем, менша небезпека його розтоплення і випаровування, як це трапляється з металевими терморезисторами в разі короточасних підвищень напруженості. Проте градувальні характеристики термісторів менш стійкі до старіння, впливів неінформативних чинників, нелінійні та мають гістерезис. Тому вимірювальні схеми ватметрів, що працюють в комплекті з термісторами, мають містити додаткові пристрої для підвищення точності вимірювання.

Одним із способів, якими можна усунути похибки від змін метрологічних характеристик термістора, є спосіб заміщення, коли потужність, що виділяється в термісторі під дією НВЧ-поля, заміщується однаковою потужністю, яка виділяється в тому самому термісторі внаслідок протікання ним постійного чи змінного струму низької частоти. Засіб вимірювання має порівняти ці потужності й безпосередньо виміряти значення потужності заміщення, що можна виконати з достатньою точністю.

Зрозуміло, що зміни метрологічних властивостей термістора не впливають на точність результату, оскільки за короткий час, поки оцінюється результат впливів НВЧ-поля і заміщуючого струму чи напруги на термістор (наприклад, за його температурою або електричним опором), ці властивості не змінюються. Якщо є можливість переривати впливи на термістор НВЧ-поля і постійного струму, можна застосувати схему періодичного заміщення (рис. 2.2). На термістор R_T , що працює у мостовій схемі 2, яка перетворює потужність Q на напругу розбалансу моста U_2 , через перемикач I по чергові діють потужністю Q_x вимірювального НВЧ поля і потужністю Q_0 постійного струму від джерела 8, яку можна регулювати і вимірювати ватметром 9.

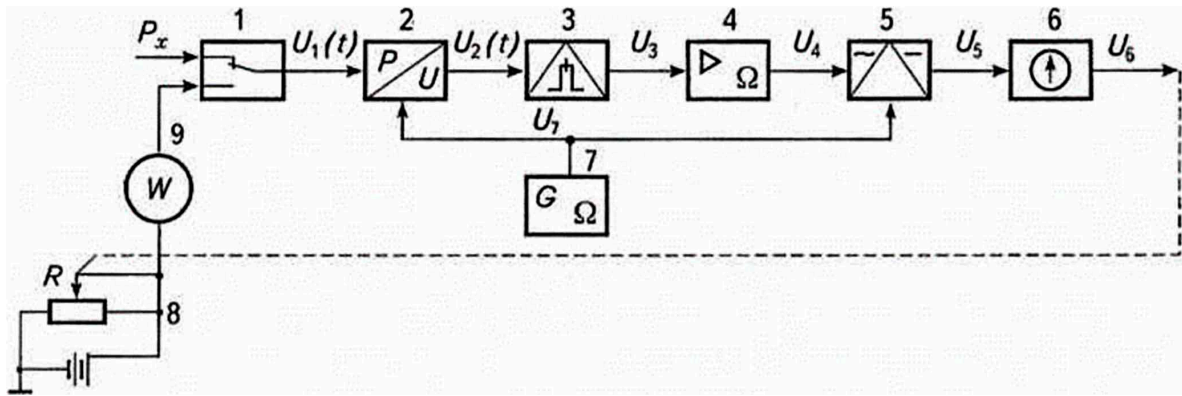


Рис. 2.2. Надвисокочастотний ватметр зі схемою періодичного заміщення НВЧ потужністю постійного струму

Для того щоб відокремити постійний струм підігрівання термістора від вимірювальних струмів у резисторах мостової схеми 2, вона живиться змінним струмом частотою ω . Напряга U_2 небалансу моста становить синусоїдальні коливання частотою ω , промодульовані прямокутною напругою частотою Ω комутаційного генератора 7, який керує роботою перемикача 1. Ця напруга детектується амплітудним детектором 3 і підсилюється вузькосмуговим підсилювачем 4, який налагоджено на частоту Ω .

Якщо опір термістора під дією НВЧ-поля і напруги заміщення неоднаковий, то у вихідному сигналі мостової схеми виникає обвідна змінного струму з частотою Ω , прямокутної форми, амплітуда якої пропорційна різниці опорів термістора. Цю напругу випрямляють випрямлячем 5 і подають на нуль-індикатор 6.

Підвищити чутливість схеми можна за допомогою фазочутливого випрямляча 5 (синхронний детектор), що керується напругою генератора 7. Якщо мостова схема живиться від мережі змінного струму промислової частоти ($\omega = 2\pi f$, де $f = 50$ Гц), то як елементи схеми 4, 5 і 6 можна використати підсилювач і реверсивний двигун від стандартного автоматичного приладу зрівноважування, тоді схема працюватиме автоматично: реверсивний двигун буде переміщувати повзунок реостата R у колі нагрівання термістора, поки змінна складова обвідної частоти Ω не стає рівною нулю.

У цій одноканальній схемі періодичного заміщення не треба добирати елементи зі стабільними або ідентичними характеристиками: нестабіль-

ність коефіцієнтів перетворення окремих ланок мало впливає на загальну похибку перетворення. Цей вплив тим менший, чим вища частота комутації Ω і чим повільніше змінюються параметри ланок тракту перетворення. Інваріантність вимірюваної інформації стосовно параметрів окремих ланок перетворювача забезпечується тим, що порівнювані сигнали проходять через одні й ті самі ланки і, якщо властивості цих ланок змінюються, то так само змінюються й розміри порівнюваних сигналів.

У кінцевому елементі ці сигнали віднімаються й усі спотворення взаємно знищуються. Це дає змогу використовувати в схемі менш стабільні, та більш чутливі елементи.

Недоліками описаної вище схеми є складності забезпечення сталості коефіцієнта пропорційності між підведеною до термістора НВЧ-потужністю та потужністю, що розсіюється в сенсорі-термісторі. Опір термістора залежить від його температури, яка визначається цією потужністю й умовами тепловіддачі в навколишній простір.

Частка потужності, що розсіюється в термісторі, визначається співвідношенням хвильового опору НВЧ-тракту (хвилеводу або коаксіального кабелю) й опору нагрітого термістора. Тому, щоб зберегти сталість вказаного вище коефіцієнта, треба забезпечити сталість температури термістора-сенсора при змінах потужності НВЧ-коливань. Таку можливість забезпечують мостові схеми з автоматичним зрівноважуванням, зокрема автобалансні мостові перетворювачі.

Схему вимірювання потужності НВЧ поля з періодичним заміщенням і автобалансним мостовим перетворювачем наведено на рис. 2.3.

На термістор R_T розташований у хвилеводі НВЧ тракту, через НВЧ ключ 1 періодично (рис. 2.4 а) діє контрольоване НВЧ поле, потужність Q_x якого треба виміряти. Резистори R_1 , R_2 і R_3 вказаної мостової схеми мають однаковий опір, який дорівнює хвильовому опору $R_{хв}$ НВЧ тракту з терморезистором у разі його додаткового нагрівання низькочастотним струмом зворотного зв'язку моста 2. Підсилювач 3 разом із трансформатором 4 становить низькочастотний генератор з додатним зворотним

зв'язком. Обмотка II трансформатора призначена для живлення мостової схеми 2, а в обмотці III формується вихідний сигнал.

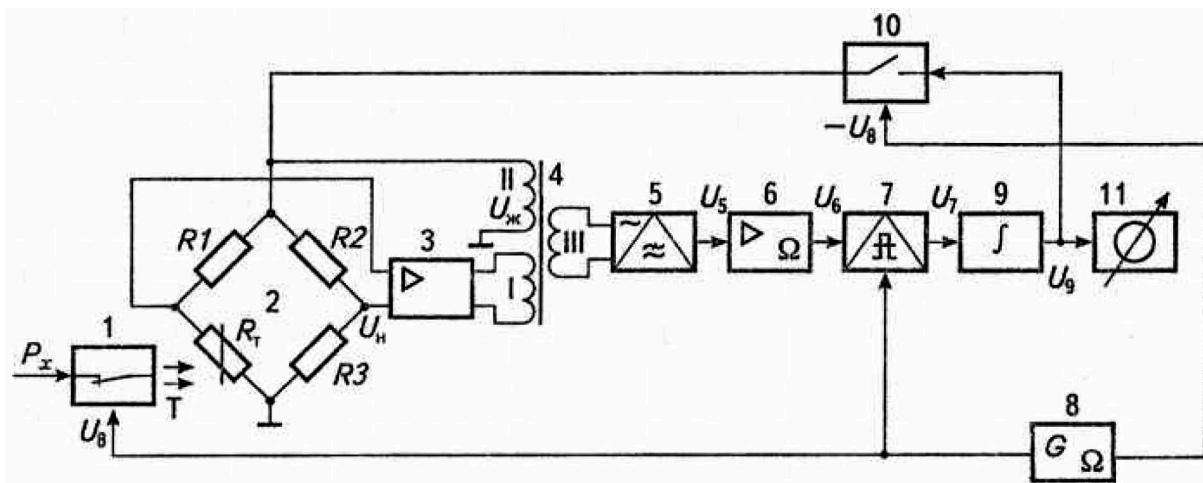


Рис. 2.3. Ватметр НВЧ з періодичним і автобалансним мостовим перетворювачем

Коли на термістор R_T (при замкненому ключі 1) діє НВЧ потужність, його опір зменшується, що спричиняє зменшення напруги небалансу мостової схеми. Це зменшує нагрівання термістора низькочастотним струмом зворотного зв'язку. Але сумарна потужність нагрівання термістора залишається попередньою, що й забезпечує сталість його опору. Завдяки цьому забезпечується узгоджена робота термістора з НВЧ трактом у разі змін НВЧ потужності в широких межах.

У початковий момент t_0 (рис. 2.4 б) після подачі напруги живлення на підсилювач 3 опір холодного термістора R_T буде значно відрізнятись від опору плечей моста R_{XB} і мостова схема 2 буде сильно розбалансованою. Напруга розбалансу моста U_H (рис. 2.4 в) подається на вхід підсилювача 3 і з обмотки II трансформатора 4 в мостову схему надходить значна напруга $U_{ж}$. Це зумовлює швидке розігрівання термістора R_T , його опір наближається до значення $R_{XB} = const$, що зменшує напругу небалансу й напругу живлення моста. В усталеному режимі

$$U_H = U_{ж} \left(\frac{R_T''}{R_1 + R_T} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right), \quad (2.7)$$

де R_T'' – опір нагрітого термістора в хвилеводі.

Враховуючи, що опори всіх плечей моста однакові й дорівнюють R_{XB} , і прийнявши $R_T'' - R_{XB} = \Delta R$, можна дістати вираз для визначення потрібного значення коефіцієнта підсилення k_3 підсилювача 3 (k_3 враховує коефіцієнт трансформації між обмотками I і II трансформатора 4)

$$k_3 = \frac{U_{жс}}{U_H} = \frac{2(R_{XB} + R_T'')}{\Delta R}. \quad (2.8)$$

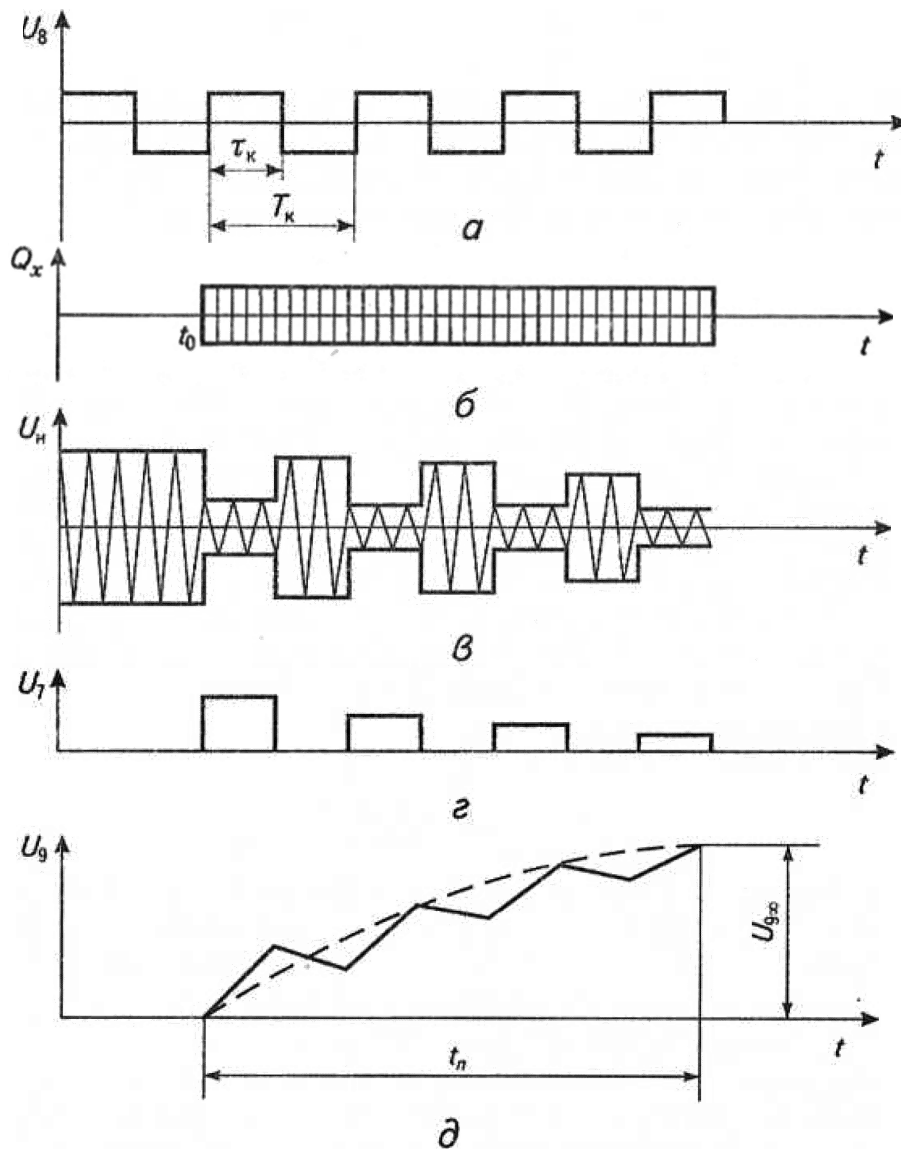


Рис. 2.4. Епюри напруг до рис. 2.3

У разі цілковитої збалансованості мостової схеми має виконуватися умова $\Delta R = 0$. Це можливо тільки при $k_3 = \infty$, а оскільки значення k_3 , хоч і може бути великим, але не нескінченним, за реальних умов завжди залишається певна незбалансованість моста. З (2.8) можна вивести, що:

$$R_T'' \cong R_{XB} \left(1 + \frac{4}{k_3} \right). \quad (2.9)$$

Коли на термістор через замкнений НВЧ ключ діють електромагнітним полем, він додатково розігрівається потужністю Q_x . Якщо вплив поля на термістор промодулювати ключем 1, а ключем 10 у протифазі подавати на мостову схему компенсуючи напругу U_9 , то термістор також розігрівається компенсуючою потужністю Q_o у проміжки часу, коли на термістор не подається Q_x . В результаті глибина модуляції вихідної напруги мостової схеми зменшується (рис. 2.4 з). У випадку, коли $Q_o = Q_x$, у вихідному сигналі не буде модуляції з частотою Ω , з якою працюють ключі 1 і 10, а значення напруги $U_{9\infty}$ на виході інтегратора 9 не змінюватиметься (рис. 2.4 д).

Заміняючи потужність можна визначити з виразу

$$Q_o = \left[\frac{U_9}{R_1 + R_T''} \right]^2 R_T''. \quad (2.10)$$

Оскільки загальний коефіцієнт підсилення k_3 автобалансного мостового перетворювача досить великий, то згідно з виразом (2.9) можна вважати, що $R_T'' = R_1$. Тоді з (2.10) $Q_x = Q_o = KU_9^2$.

Прилад 11, що вимірює квадрат напруги U_9 можна проградувати в одиницях потужності вимірюваного НВЧ поля.

Характеристику перетворення можна лінеаризувати, якщо напругу U_9 з виходу інтегратора 9 перетворити на послідовність прямокутних імпульсів з широтно-імпульсною модуляцією.

Вимірюючи приладом 11 будь-який параметр широтно-імпульсної модуляції, наприклад, частоту або тривалість імпульсів, можна забезпечити пропорційну залежність між вимірювальною потужністю й показами приладу 11, що може мати рівномірну шкалу. Це дає змогу застосовувати високоточні цифрові вольтметри.

Недоліком описаної вище схеми є її невисока швидкодія і точність. Останнє зумовлено неминучими відмінностями між опором термістора та його хвильовим опором у НВЧ діапазоні.

2.3. Термісторні вимірювачі потужності з трьохтактним алгоритмом роботи

Для того щоб усунути вказану похибку, використовують не двотактний, а трьохтактний режим заміщення (рис. 2.5). В одне з плечей мостової схеми ввімкнений перемикач 18, що крім основного резистора R_{15} (опір його, як і опори інших плечей моста R_3 і R_4 дорівнює хвильовому опору терміст орного перетворювача $R_3 = R_4 = R_{15} = R_{хв}$), може вмикати ще два резистори R_{16} і R_{17} . Їхні опори відрізняються від опору R_{15} на деяке невелике значення ΔR , тобто $R_{16} = R_{хв} + \Delta R$ і $R_{17} = R_{хв} - \Delta R$. Перевагою цієї схеми є і те, що не треба вмикати дію НВЧ поля на термістор, перемикаються тільки резистори R_{15} , R_{16} і R_{17} .

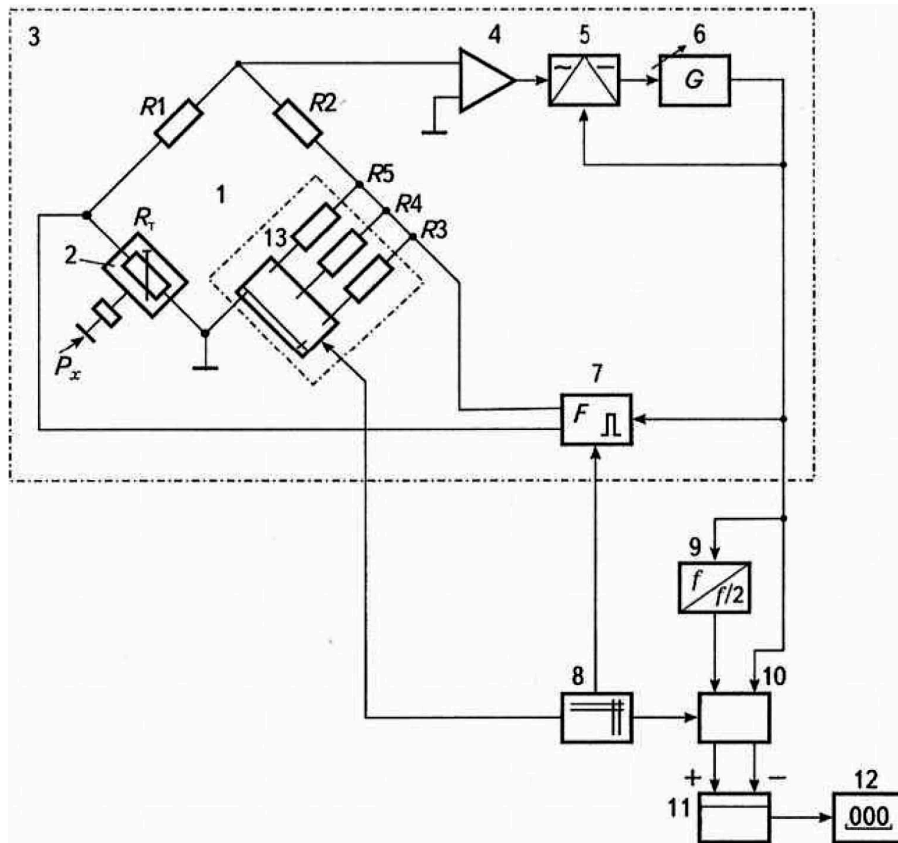


Рис. 2.5. Ватметр НВЧ з трьохтактним режимом заміщення

Напряга небалансу моста підсилюється підсилювачем 6, випрямляється синхронним піковим детектором 7, перетворюється керованим за частотою генератором 8 на частоту слідування прямокутних однополярних ім-

пульсів, з яких у нормалізаторі 9, за командами блока керування 10 виробляються імпульси певної амплітуди U_{m9} , частоти F і тривалості τ , що подаються в діагональ живлення автобалансного моста (штрих-пунктирною лінією показано автобалансну схему цифрового перетворювача НВЧ-потужності 5).

У першому положенні перемикача 18, коли в плече моста ввімкнено резистор R_{15} , після автоматичного балансування схеми, опір термістора стає рівним R_{XB} . Теплову рівновагу термістора з навколишнім середовищем можна описати виразом

$$\alpha(T_1 - T_o) = Q_x + F_1 \tau \frac{U_{m9}^2}{4} R_T'' \quad (2.11)$$

де α – коефіцієнт теплового розсіяння в навколишній простір, що має температуру T_0 ; T_1 – ustalena температура термістора при першому положенні перемикача 18; Q_x – потужність НВЧ поля, яка нагріває термістор; U_{m9} – амплітуда імпульсів напруги живлення моста.

У другому положенні перемикача 18, коли в плече моста ввімкнений резистор R_{16} , після збалансування схеми опір термістора набуває значення $R + \Delta R$, амплітуда напруги живлення моста збільшується в $\sqrt{(R_{XB} + \Delta R)/R_{XB}}$ разів, тривалість імпульсів $\tau = const$, частота змінюється, а рівняння теплового балансу набуває вигляду

$$\alpha(T_2 - T_o) = Q_x (1 - |\Gamma_2|^2) + F_2 \tau \frac{U_{m9}^2}{4} R_T'' \quad (2.12)$$

де $|\Gamma_2|$ – модуль коефіцієнта відбиття по напрузі, зумовлений відмінністю опору термістора від хвильового опору $R_{16} = R_{XB} + \Delta R$; F_2 – нова частота імпульсів напруги живлення моста, що виробляється генератором 8 і стабілізується нормалізатором 9.

Оскільки відповідно до характеристики термістора $R_T = f(T)$, $T_2 < T_1$, потужність розсіювання термістора в другому положенні перемикача 18 менша, ніж потужність розсіювання в першому положенні на значення, що відповідає різниці виразів (2.11) і (2.12)

$$\alpha(T_1 - T_2) = Q_X |\Gamma_2|^2 + (F_1 - F_2) \tau \frac{U_{m9}^2}{4} R_T'' . \quad (2.13)$$

У третьому положенні перемикача *18* опір термістора після досягнення балансу моста дорівнює $(R_{XB} - \Delta R)$. В разі зменшення амплітуди імпульсів у $\sqrt{(R_{XB} - \Delta R)/R_{XB}}$ разів і $\tau = const$ термістор розсіює потужність

$$\alpha(T_3 - T_o) = Q_X (1 - |\Gamma_3|^2) + F_3 \tau \frac{U_{m9}^2}{4} R_T'' , \quad (2.14)$$

де $|\Gamma_3|$ – модуль коефіцієнта відбиття по напрузі при $R_{17} = R_{XB} + \Delta R$.

Різниця виразів (2.14) і (2.11) вказує на величину, на яку збільшилася потужність розсіювання термістора

$$\alpha(T_3 - T_1) = (F_3 - F_1) \tau \frac{U_{m9}^2}{4} R_T'' - |\Gamma_3|^2 Q_X . \quad (2.15)$$

При невеликих змінах температури термістора можна вважати його градувальну характеристику лінійною, тоді ліві частини рівнянь (2.13) і (2.11) однакові. Прирівнявши праві частини цих рівнянь, можна записати

$$F_2 + F_3 - 2F_1 = (|\Gamma_2|^2 + |\Gamma_3|^2) Q_X \frac{4R_{XB}}{U_{m9}^2} \tau . \quad (2.16)$$

З цього рівняння видно, що можна досить точно визначити Q_X за частотами F_i , оскільки решту величин, які входять у формулу (2.16), можна стабілізувати або виміряти з додатною точністю.

Елементи схеми, що виконують ці операції, даючи можливість дістати результат у цифровій формі, показано на рис. 2.5: *11* – подільник частоти на два; *12* – трьохпозиційний перемикач, який під дією блока керування *10* працює синхронно з перемикачем *18* і протягом трьох однакових за часом періодів циклу вимірювання подає на прямий і інверсний входи реверсивного лічильника *13* спочатку кількості імпульсів, пропорційні частотам F_2 і F_3 , поділені на два, а потім — на інверсний вхід кількість імпульсів, пропорційну частоті F_1 . Отже, цифровий прилад *14* висвітлює кількість імпульсів, пропорційну вимірюваній потужності

$$N = k(N_2 + N_3 - 2N_1) = S Q_X , \quad (2.17)$$

де $S = 2(|\Gamma_2|^2 + |\Gamma_3|^2)R_{XB} \frac{t}{U_{m9}^2 \tau}$ – крутість перетворення схеми; t – тривалість

кожного з трьох періодів, з яких складається цикл вимірювання.

Результат вимірювання не залежить від змін температури навколишнього простору і визначається за складовими чутливості. Модулі коефіцієнтів відбиття $|\Gamma_2|$ і $|\Gamma_3|$ одночасно визначені опорами $(R_{XB} + \Delta R)$ і $(R_{XB} - \Delta R)$, які задаються з достатньою точністю. На похибку результату вимірювання основний вплив мають нестабільність форми, амплітуди й протяжності імпульсів, що живлять мостову схему, а також і періодів циклу вимірювання.

Подальше підвищення точності можна досягти вимірювачем потужності НВЧ поля (рис. 2.6).

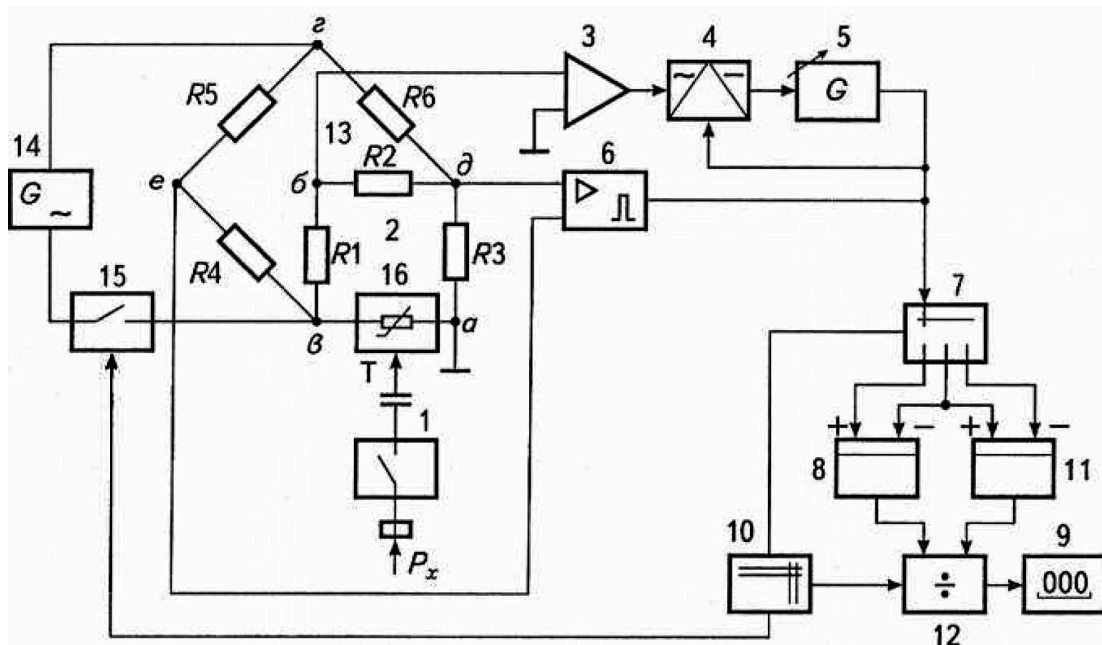


Рис. 2.6. Цифровий НВЧ ватметр з подвійною мостовою схемою

Термістор 19, розташований у хвилеводі, водночас править за плече двох мостових схем, одна (2) з яких складається з резисторів 16...18, а друга (13) — з резисторів 20...22. Опори всіх цих резисторів однакові й дорівнюють R . На термістор 19 через НВЧ-ключ 1 періодично з частотою Ω діє НВЧ-поле, напруженість якого треба виміряти, а через ключ 15 на термістор по ланцюгу z - δ - a - b подається додатковий струм підігрівання від генератора низької частоти 14.

У вихідному стані ключі 1 і 15 розімкнені, входи реверсивних лічильників 8 і 11 ввімкнені комутатором 7. Сигнал розбалансу мостової схеми 2 з її вимірювальної діагоналі *a-b* підсилюється підсилювачем 3, випрямляється синхронним піковим детектором 4, перетворюється керованим за частотою генератором 5 на частоту слідування прямокутних однополярних імпульсів, з яких у підсилювачі потужності 6 формуються стабільні за амплітудою й тривалістю імпульси.

Відімкненням виходу підсилювача 6 до діагоналі *d-e* резистивного моста 13 досягається взаємна розв'язка ланцюгів підсилювача імпульсної напруги 6 і джерела 14 низькочастотної напруги. Це дає змогу незалежно впливати на термістор 19 низькочастотною потужністю джерела 14 і потужністю, що надходить на термістор з підсилювача 6. Частота F_1 імпульсів на виході генератора 5 визначається виразом

$$F_1 = \frac{16R_{XB}}{U_{m6}^2 \tau} (Q_H \pm \Delta Q), \quad (2.18)$$

де U_{m6} і τ – амплітуда і тривалість імпульсів на виході підсилювача 6; Q_H – початкова потужність розсіювання термістора 19, що відповідає робочій точці на характеристиці $R_T = f(Q)$ термістора при $R_T'' = R_{XB}$; ΔQ – похибка нуля авто балансного ланцюга, зведена до входу і виражена через потужність розсіювання термістора 19.

Кожне вимірювання НВЧ-потужності здійснюється протягом трьох тактів. У першому такті блок керування 10 перемикає комутатор 7 на стан, коли на підсумковий вхід реверсивного лічильника 8 надходять імпульси з виходу керованого за частотою генератора 5. Частоту F_1 фіксує лічильник 8 у вигляді кількості імпульсів n_1 , які надійшли на його додатний вхід протягом часу t_1 , поки цей вхід відкритий:

$$n_1 = t_1 (Q_H \pm \Delta Q) \frac{16R_{XB}}{U_{m6}^2 \tau}. \quad (2.19)$$

У другому такті блок керування вмикає ключ НВЧ 1 і після витримки часу, яка необхідна для завершення перехідного процесу в автобалансному ланцюзі, встановлює комутатор 7 у стан, коли імпульси з генератора 5 на-

дходять водночас на від'ємний вхід реверсивного лічильника 8 і на додатний вхід реверсивного лічильника 11.

Кількість імпульсів, що надходять на лічильники,

$$n_2 = t_1(Q_H - Q_X \pm \Delta Q) \frac{16R_{XB}}{U_{m6}^2 \tau}, \quad (2.20)$$

де Q_X – вимірювана НВЧ-потужність.

Кількість імпульсів, що накопичена лічильником 8 за перший і другий такти

$$N_1 = n_1 - n_2 = t_1 Q_X \frac{16R_{XB}}{U_{m6}^2 \tau}. \quad (2.21)$$

У третьому такті блок керування додатково вмикає ключ 15. Після витримки часу, необхідного для нагріву термістора струмом від джерела, блок керування 10 встановлює комутатор 7 у стан, коли на від'ємний вхід реверсивного лічильника 11 надходить кількість імпульсів:

$$n_3 = t_1(Q_H + Q_0 - Q_X \pm \Delta Q) \frac{16R_{XB}}{U_{m6}^2 \tau}, \quad (2.22)$$

де $Q_0 = U_0^2 R_{XB} / 16$ – опорна низькочастотна потужність, що подається на термістор від джерела 14.

На реверсивному лічильнику 11 накопичується кількість імпульсів:

$$N_2 = n_2 - n_3 = t_1 Q_0 \frac{16R_{XB}}{U_{m6}^2 \tau}. \quad (2.23)$$

У блоці ділення 12 здійснюється операція ділення коду лічильника 8 (2.21) на код лічильника 11 (2.23), результат якого висвітлюється на цифровому відліковому пристрої 9:

$$Y = \frac{N_1}{N_2} = \frac{Q_X}{Q_0}. \quad (2.24)$$

Отже, результат вимірювання не залежить від точності встановлення амплітуди імпульсної напруги U_{m6} , тривалості імпульсу τ і його форми, а також опорів R_{XB} , якщо вони стабільні протягом циклу вимірювання і визначаються тільки низькочастотною потужністю Q_0 , яку можна задати або виміряти з високою точністю.

2.4. Термоелектричний вимірювач потужності з трьохтактним алгоритмом роботи

В останні роки як первинні перетворювачі надвисокочастотної потужності все ширшого застосування набувають термоелементи або термобатареї, термоелектроди яких виконані з таких термоелектричних напівпровідникових матеріалів, як Te, PbTe, Bi₂Te₃, Si-Ge, GaAs та інші. Чутливість таких термоелементів у 50-100 разів вище металевих, а за своїми експлуатаційними властивостями вони придатні для роботи у широкому діапазоні температур. Однак вони суттєво відрізняються нелінійною градувальною характеристикою (ГХ), що стримує їх використання у цифрових системах контролю та регулювання НВЧ-потужності.

Програмна лінеаризація ГХ реалізує запис нелінійної характеристики термоелемента у пам'яті електронно-обчислювальної машини (ЕОМ) і прив'язанні кодів термоелектрорушійної сили (ТЕРС) термоелемента та апроксимованої характеристики за допомогою електронних таблиць, малоєфективна через часову нестабільність ГХ напівпровідникових термоелементів. Тому застосовують спеціальні схеми із структурно-часовою надлишковістю вимірювань, які дозволяють стабілізувати метрологічні характеристики, у тому числі термоелементів з напівпровідниковими електродами.

На рис. 2.7 наведена функціональна схема калориметричного вимірювача НВЧ-потужності. Калориметричний вимірювач НВЧ-потужності працює таким чином. Електромагнітне випромінювання НВЧ-сигналу потужністю P_x надходить на хвилевід 1 з сухим навантаженням 2, що спричиняє повний нагрів останнього за рахунок діелектричних втрат до температури T_x . Зв'язок температури з середньою потужністю НВЧ-сигналу можна записати у вигляді

$$P_x = \frac{C\Delta T}{t} = \frac{C(T_x - T_0)}{t}, \quad (2.25)$$

де T_0 – температура навколишнього середовища; C – теплоємність робочого тіла; ΔT – зміна температури сухого навантаження; t – час, за який досягається температура T_x .

В результаті перетворень (2.25), оскільки $T_0/C = const$, отримаємо

$$T_x = \frac{P_x t}{C} + \frac{T_0}{C} = k_1 k_2 P_x, \quad (2.26)$$

де k_1, k_2 – коефіцієнти, що характеризують ступінь зв'язку та передачі теплоти від сухого навантаження до калориметричної насадки та відповідно до термобатарей.

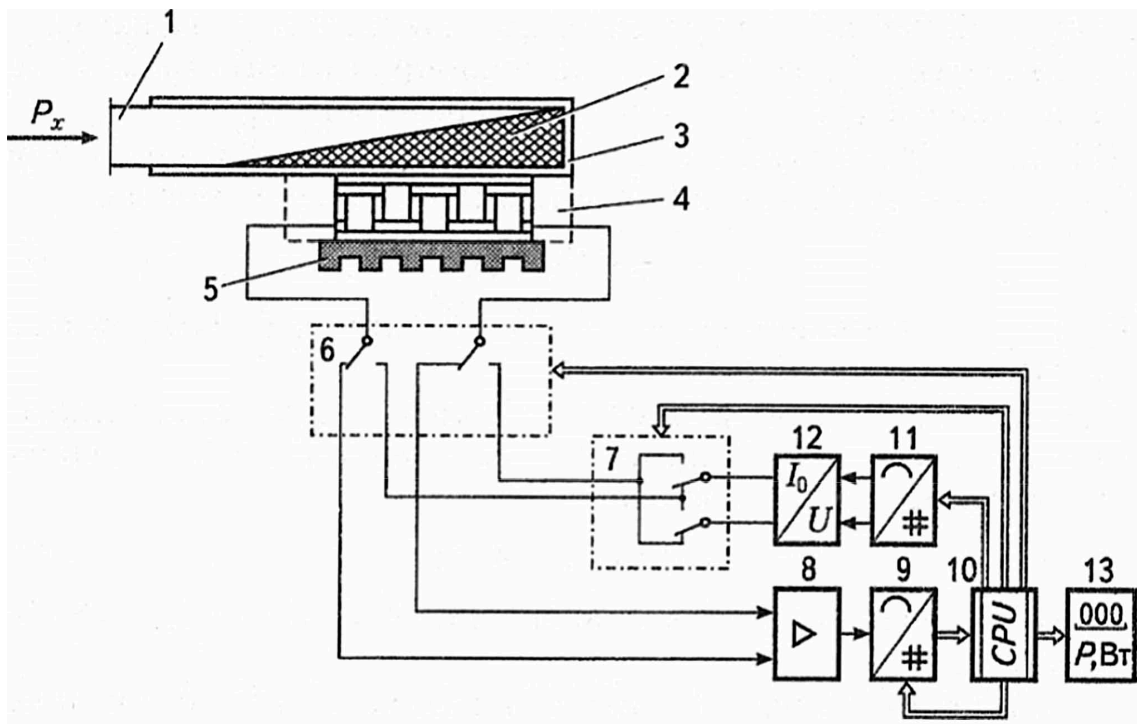


Рис. 2.7. Термоелектричний вимірювач потужності

Таким чином, НВЧ-потужність спричиняє нагрів термобатарей і, як наслідок, виділення термоелектрорушійної сили (ТЕРС), що утворюється на виході термобатарей 4, пропорційної температурі робочих кінців його електродів. Для забезпечення надійної теплопередачі без втрат, робочі кінці термобатарей мають тепловий контакт з поверхнею калориметричної насадки 3. Вільні кінці термоелемента, закріплені на радіаторі, перебувають при температурі T_2 , яка дещо вища за температуру навколишнього середовища T_0 за рахунок теплопровідності стержнів.

На початку експлуатації вимірювача його калібрують відомою НВЧ-потужністю P_0 , яку вибирають згідно з умовою

$$P_0 = \sqrt{P_{\max} P_{\min}}, \quad (2.27)$$

де P_{\max} і P_{\min} – максимальна і мінімальна НВЧ-потужності діапазону вимірювання.

Термо-ЕРС E'_1 , що утворюється на вільних кінцях термобатарей при нагріванні робочих кінців до температури T_1 , яка відповідає НВЧ-потужності P_0 , можна представити у вигляді.

$$E'_1 = \alpha_1 T_1 - \alpha_2 T_2, \quad (2.28)$$

де α_1 і α_2 – коефіцієнти Зеєбека відповідно робочих та вільних кінців термобатарей.

Вихідний сигнал термобатарей E'_1 надходить через контакти перемикача δ , розташовані, як показано на рис. 2.7 у лівому положенні, на вхід нормуючого підсилювача δ , після чого перетворюються аналого-цифровим перетворювачем θ на цифровий код:

$$N'_1 = k_3 S(\alpha_1 T_1 - \alpha_2 T_2), \quad (2.29)$$

де k_3 – коефіцієнт підсилення підсилювача δ ; S – крутизна перетворення цифрового перетворювача θ .

Код N'_1 реєструється у пам'яті контролера 10 . Після цього за командою контролера 10 контакти перемикача δ переводять у праве положення і одночасно за допомогою цифро-аналогового перетворювача 11 і перетворювача постійної напруги у постійний струм 12 формується постійний струм заданого значення I_0 . Струм пропускають протягом визначеного часу Δt_1 через робочі кінці термобатарей у напрямку, що забезпечує їх охолодження за рахунок поглинання теплоти Пельтьє.

$$Q_{\Pi} = \Pi I_0, \quad (2.30)$$

де Q_{Π} – кількість теплоти, поглинутої у місці контакту робочих кінців; Π – коефіцієнт Пельтьє робочих кінців термобатарей.

В результаті температура робочих кінців термобатарей зміниться на величину $\Delta T \ll T_1$. Невеликі зміни температури робочого кінця при нелінійній характеристиці термобатарей в околиці робочої точки, яка задається температурою T_1 , викликають пропорційні, тобто лінійні, зміни ТЕРС.

Одночасно з поглинанням теплоти відбувається також і виділення теплоти Джоуля вздовж термоелектродів. Якщо час протікання струму Δt_1

вибирають значно тривалішим, ніж теплова стала τ термобатарей ($\Delta t_1 = 4 \div 5 \tau$), то процес охолодження робочих кінців має усталений характер, а його інтенсивність визначатиметься в основному теплопровідністю електродів термоелемента.

На момент закінчення часу Δt_1 за командою мікропроцесорного контролера 10 контакти керованого перемикача б переводять у початкове ліве положення і цифровий код N'_2 напруги охолодженої термобатарей реєструється у пам'яті мікропроцесорного контролера 10

$$N'_2 = k_3 S \left\{ \alpha_1 \left[T_1 + \ell \frac{k_4 I^2 R - \Pi I_0}{\lambda F} \right] - \alpha_2 T_2 \right\}, \quad (2.31)$$

де I_0 – оптимальний струм, що проходить через термобатарей 4; R – внутрішній опір термобатарей; k_4 – коефіцієнт врахування питомої теплоти Джоуля, що розсіюється на робочих кінцях термобатарей; λ – коефіцієнт теплопровідності електродів термобатарей; ℓ – довжина термоелектродів; F – площа поперечного перетину термоелектродів.

Силу оптимального струму I_0 вибирають виходячи з умови максимального охолодження робочих кінців термобатарей. Оскільки при цьому зменшення ТЕРС на вільних кінцях термобатарей буде найбільшим, то оптимальний струм I_0 визначають з рівняння

$$\frac{du_2}{dl} = 2k_4 I_0 R - \Pi = 0, \quad (2.32)$$

звідки значення оптимального струму

$$I_0 = \frac{\Pi}{2k_4 R}. \quad (2.33)$$

При симетричній конструкції термобатарей половина теплоти Джоуля надходить до робочих кінців електродів, а половина — до вільних кінців. Тому при $k_4 = 0,5$ оптимальний струм становитиме:

$$I_0 = \frac{\Pi}{R}. \quad (2.34)$$

Враховуючи, що коефіцієнт Пельтье робочих кінців пов'язаний з коефіцієнтом Зеєбека α через температуру T_1 , маємо

$$\Pi = \alpha_1 T_1. \quad (2.35)$$

Тоді код напруги охолодженої термобатарей при оптимальному струмі I_0 з урахуванням виразу (2.31) можна представити у вигляді

$$N'_2 = k_3 S \left[\alpha_1 \left(T_1 + \ell \frac{0,5 I_0^2 R - \alpha_1 T_1 I_0}{\lambda F} \right) - \alpha_2 T_2 \right]. \quad (2.36)$$

Довжину термоелектродів та їх площу вибирають такими, щоб температура охолодження робочих кінців ΔT_1 при оптимальному струмі I_0 перебувала у межах лінійної ділянки статичної характеристики термобатарей, тобто необхідне виконання такої умови:

$$-\Delta T_1 = \alpha_1 \ell \frac{0,5 I_0^2 R - \alpha_1 T_1 I_0}{\lambda F} \leq (0,05 \div 0,1) T_1. \quad (2.37)$$

Після реєстрації цифрового коду N'_2 виконується коротка часова затримка Δt_2 , в результаті якої температура робочих кінців охолодженої термобатарей починає за відсутністю струму I_0 підвищуватися і наближається до початкової T_1 за рахунок в основному природного кондуктивного та конвекційного теплообміну робочого кінця з елементами конструкції калориметричної насадки та навколишнім середовищем. У момент, коли мікропроцесорний контролер 10 зафіксує значення вихідної напруги термобатарей, яка дорівнює E'_1 , тобто код N'_1 (момент, коли температура робочого кінця термобатарей дорівнюватиме T_1), за командою контролера 10 встановлюють контакти перемикачів 6 і 7 відповідно у праве і нижнє положення згідно з рис. 2.7, в результаті чого змінюється напрямок протікання струму I_0 через робочі кінці термобатарей 3.

Внаслідок реверсивності ефекту Пельтьє у робочих кінцях термобатарей відбувається виділення теплоти Пельтьє і Джоуля, які підсумовуються. Таким чином температура робочого кінця термобатарей швидко зростає. У момент закінчення часової витримки $\Delta t_3 = \Delta t_1$ за командою контролера 10 контакти перемикачів встановлюють у початкове положення. Фіксується цифровий код ТЕРС термобатарей, який відповідає перегріванню робочого кінця термобатарей струмом I_0 протягом Δt_1 ,

$$N'_3 = k_3 S \left[\alpha_1 \left(T_1 + \ell \frac{0,5 I_0^2 R + \alpha_1 T_1 I_0}{\lambda F} \right) - \alpha_2 T_2 \right]. \quad (2.38)$$

Далі вимикають цифро-аналоговий перетворювач 11, і термобатарей охолоджується до початкової температури. На цьому калібрування вимірювача НВЧ-потужності закінчується, в результаті якого отримують цифрові коди N'_1 , N'_2 , N'_3 , а також фіксують у пам'яті контролера 10 параметри калібрування – P_0 , Δt_1 , Δt_2 та I_0 .

У процесі довготривалої експлуатації вимірювача точність прямого вимірювання потужності поступово починає знижуватися в основному через прогресування систематичної похибки термобатарей, зумовлене поступовим старінням її електродів, зміни їх складу під дією дестабілізуючих факторів навколишнього середовища. При цьому змінюються термоелектричні коефіцієнти Зеєбека і Пельтьє термобатарей, а також помітно дрейфує її ГХ. Через вплив навколишнього середовища неминуче змінюється і температура на вільних кінцях термобатарей T_2 , що спричиняє появу адитивної похибки, а зміна коефіцієнта Зеєбека обумовлює виникнення мультиплікативної похибки вимірювання потужності.

При нелінійній характеристиці термобатарей складові похибки у межах робочої точки, що визначається температурою T_x , яка відповідає виміряній потужності P_x , можна врахувати зміщенням апроксимуючої дотичної (адитивна похибка) та її поворотом (мультиплікативна похибка) відносно початкової дотичної, проведеної до точки з температурою T_x номінальної ГХ термобатарей. Тому цифровий код напруги термоелемента з урахуванням похибок вимірювання, які існують на конкретний момент часу, можна представити у вигляді

$$N_1 = k_3 S [\alpha_1 (1 + \gamma_1) T_x - \alpha_2 T_2 + \delta_1], \quad (2.39)$$

де $\gamma_1 = \Delta \alpha_1 / \alpha$ – відносна мультиплікативна похибка від нестабільності чутливості і нелінійності ГХ термобатарей; $\delta_1 = \alpha_2 \Delta T_2$ – абсолютна адитивна похибка від нестабільності температури вільних кінців термобатарей; ΔT_2 – відхилення температури вільних кінців термобатарей від температури калібрування T_2 .

Цифровий код N_1 реєструють у пам'яті контролера 10 . Потім виконують додаткові вимірювання ТЕРС термобатарей при охолодженні і нагріванні її робочого кінця постійним струмом I_0 так само, як і при калібровці вимірювача потужності на початку його експлуатації. Операції зміни абсолютної температури робочого спаю та вимірювання ТЕРС термобатарей здійснюються аналогічним перемикаваннями контактів двополюсних перемикачів 6 і 7.

Після охолодження робочого кінця термобатарей струмом I_0 протягом визначеного часу Δt_1 цифровий код ТЕРС термобатарей визначатиметься за формулою

$$N'_2 = k_3 S \left\{ \alpha_1 (1 + \gamma'_1) \left[T_X + \ell \frac{0,5 I_0^2 R - \alpha_1 (1 + \gamma'_1) T_X I_0}{\lambda F} \right] - \alpha_2 T_2 + \delta'_1 \right\}, \quad (2.40)$$

де γ'_1 , δ'_1 – значення мультиплікативної та адитивної похибок термобатарей у точці $(T_X - \Delta T_1)$.

Цифровий код N_2 реєструють у пам'яті контролера 10 . Після витримки часу Δt_2 , в результаті чого температура робочого кінця набуває початкового значення T_X , яке фіксує контролер коду N_1 , нагрівають робочий кінець термобатарей струмом I_0 протягом визначеного часу $\Delta t_3 = \Delta t_1$. Вимірюють ТЕРС на виході термобатарей, цифровий код якої матиме значення

$$N'_3 = k_3 S \left\{ \alpha_1 (1 + \gamma''_1) \left[T_X + \ell \frac{0,5 I_0^2 R + \alpha_1 (1 + \gamma''_1) T_X I_0}{\lambda F} \right] - \alpha_2 T_2 + \delta''_1 \right\}, \quad (2.41)$$

де γ''_1 , δ''_1 – значення мультиплікативної та адитивної похибок термобатарей у точці $(T_X + \Delta T_2)$.

Оскільки примусове охолодження і нагрівання робочого кінця термобатарей здійснюють у невеликих межах протягом досить нетривалого часу Δt , то похибки трьох вимірювань можна вважати однаковими:

$$\gamma_1 = \gamma'_1 = \gamma''_1; \quad \delta_1 = \delta'_1 = \delta''_1. \quad (2.42)$$

Виходячи з рівнянь (2.39) і (2.40) обчислюють різницю кодів

$$N_3 - N_2 = \frac{2k_3 S \ell \alpha_1^2 (1 + \gamma_1)^2 T_X I_0}{\lambda F}, \quad (2.43)$$

яка пропорційна теплоті Пельтьє.

Використовуючи рівняння (2.39), (2.40) і (2.41), обчислюють значення цифрового коду, який відповідає величині зміни ТЕРС термобатарей від виділення в ньому теплоти Джоуля:

$$N_2 + N_3 - 2N_1 = \frac{k_3 S \ell \alpha_1 (1 + \gamma_1) I_0^2 R}{\lambda F}. \quad (2.44)$$

Якщо поділити вираз (2.43) на квадрат виразу (2.44), то отримаємо відношення

$$\frac{N_3 - N_2}{(N_2 + N_3 - 2N_1)^2} = \frac{2T_x \lambda F}{I_0^3 R^2 k_3 S \ell}, \quad (2.45)$$

звідки температура робочого кінця термоелемента становитиме:

$$T_x = \frac{(N_3 - N_2) I_0^3 R^2 k_3 S \ell}{2(N_2 + N_3 - 2N_1)^2 \lambda F}. \quad (2.46)$$

Підставляючи у вираз (2.46) значення температури T_x з (2.26) при $T_1 = T_x$, отримаємо вираз для вимірюваної НВЧ-потужності

$$P_x = \frac{(N_3 - N_2) I_0^3 R^2 k_3 S \ell}{2(N_2 + N_3 - 2N_1)^2 \lambda F k_1 k_2}. \quad (2.47)$$

З виразу (2.47) випливає, що отримане значення НВЧ-потужності не залежить від коефіцієнта Зеебека, який визначає чутливість термобатарей, від коефіцієнта Пельтьє, який визначає інтенсивність додаткового охолодження та нагрівання робочих кінців термобатарей, від адитивної і мультиплікативної похибок, які відображують зміну параметрів термобатарей у процесі її тривалої експлуатації за умов дестабілізуючих факторів і їх залежність від рівнів вимірюваної потужності (температури), а також від ступеня нелінійності ГХ термобатарей.

На залишкову похибку вимірюваного перетворення, як видно з формули (2.46), може впливати лише нестабільність коефіцієнта підсилення K_3 підсилювача 8 та чутливості S аналого-цифрового перетворювача 9. Але виконання цих електронних ланок вимірювального тракту на сучасній елементній базі дозволяє схематично стабілізувати ці коефіцієнти і вважати їх постійними величинами.

Тепер, якщо скористатися результатами калібрування вимірювача НВЧ-потужності на початку його експлуатації, які були занесені у пам'ять контролера 10 , то вираз для відомої НВЧ-потужності P_0 калібрування мати аналогічний вигляд

$$P_0 = \frac{(N'_3 - N'_2)I_0^3 R^2 k_3 S \ell}{(N'_2 + N'_3 - 2N'_1)^2 2\lambda F k_1 k_2}. \quad (2.48)$$

З відношення лівої та правої частин рівнянь (2.47) і (2.48), матимемо:

$$\frac{P_x}{P_0} = \frac{(N_3 - N_2)(N'_2 + N'_3 - 2N'_1)^2}{(N'_3 - N'_2)(N_2 + N_3 - 2N_1)^2}, \quad (2.49)$$

звідки вимірювана потужність дорівнюватиме

$$P_x = \left[\frac{(N_3 - N_2)(N'_2 + N'_3 - 2N'_1)^2}{(N'_3 - N'_2)(N_2 + N_3 - 2N_1)^2} \right] P_0. \quad (2.50)$$

Значення контрольованої НВЧ-потужності обчислюється за допомогою мікропроцесорного контролера 10 за формулою (2.50) і подається у цифровій формі на табло індикатора 13 .

Як видно з формули (2.50), значення вимірюваної НВЧ-потужності визначається тільки значеннями цифрових кодів ТЕРС термоелемента і не залежить від змін параметрів та похибок термоелемента з нелінійною характеристикою при нестабільній температурі T_2 його вільних кінців.

На відміну від серійних, розроблений вимірювач має також високу чутливість до малих значень НВЧ-потужності завдяки використанню в ньому як первинного перетворювача малоінерційної напівпровідникової термобатареї. Це дає можливість розширити діапазон вимірювання у бік малих значень НВЧ-потужності. Вимірювач відрізняється також високою швидкістю як за рахунок повної автоматизації операцій вимірювання за допомогою мікропроцесорного контролера, так і за рахунок того, що калібровані теплові впливи спрямовуються не на інерційну калориметричну насадку з сухим навантаженням, а безпосередньо на первинний термоелектричний перетворювач. Адекватні зміни сигналу останнього під дією теплових впливів можна зареєструвати значно скоріше.

Дослідження показали, що використання напівпровідникової термобатареї стержньового типу, у якій використані електроди із сплавів SbZn та SbCd, забезпечує чутливість 500-600 мкВ/К, а це дає можливість вимірювати НВЧ-потужність починаючи з 10^{-8} до 10^{-9} Вт. Оптимальний струм для цього типу термоелемента має межі 1-1,5 А, а стала часу не перевищує 5-10 с. При калібруванні пристрою НВЧ-потужністю в 1 мкВт динамічний діапазон вимірювання НВЧ-потужності становить від 10^{-9} Вт до 10^{-3} Вт. Похибка вимірювання не перевищує $\pm 2,5$ % на частоті 10 ГГц. При роботі у діапазоні частот 3-12 ГГц похибки зростають за рахунок частотної залежності коефіцієнта зв'язку K_1, K_2 до значення $> 2,5$ %. Для зниження частотної похибки доцільно калібрувати вимірювач потужності на кількох частотах робочого діапазону та використовувати коригуючі коди.

2.5. Широкосмуговий вимірювач потужності НВЧ-сигналів

Як видно із класифікації (рис. 2.1) значення малої та вкрай малої потужності вимірюється за допомогою вимірювальних приймачів або радіометрів. В мм-діапазоні (30-300 ГГц) відсутні подібні стандартизовані засоби вимірювання. В подальших розділах розглянемо можливі варіанти побудови високочутливих вимірювачів потужностей нестандартизованого типу. Проведення аналізу можливостей класичних схем побудови високочутливих радіометричних систем показало перспективність використання модуляційних радіометричних вимірювачів потужності з урахуванням особливостей НВЧ-діапазоні.

Модуляційні радіометричні системи прямого перетворення в основному використовуються для вимірювання потужності у широкому діапазоні частот. В діапазоні міліметрових хвиль більш поширеніші схеми з перетворенням вхідної частоти, через складність виконання широкополосного підсилення вхідних сигналів.

На рис. 2.8 наведена “класична” схема модуляційного радіометра без перетворення вхідної частоти, яка містить вхідну антену X_1 , еквівалент антени R_{ea} модулятор S_1 , підсилювач надвисоких частот A_1 , квадратичний

детектор U1, підсилювач A2 з селективним фільтром частоті комутації, синхронний детектор U2, фільтр нижніх частот Z1 та індикатор PA1.

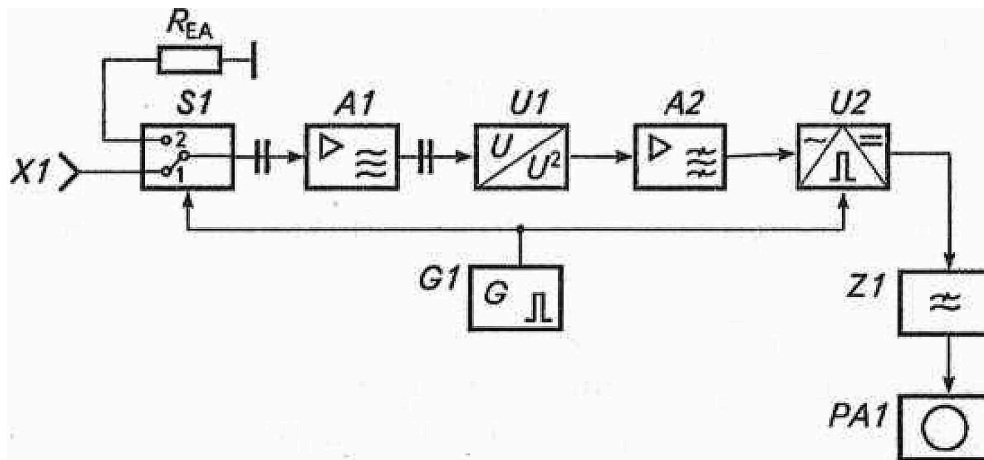


Рис. 2.8. Схема модуляційного радіометричного вимірювача потужності прямого перетворення

Розглянемо процеси, що проходять у радіометричному вимірювачі за подачі на його приймальну антену $X1$ монохроматичного сигналу виду

$$u_0(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.51)$$

Під'єднання комутатора S1 у положенні 1 забезпечує проходження сигналу через широкополосний підсилювач A1 на квадратичний детектор U1. Завдяки наявності у радіометричній системі власних шумів, повний сигнал на вході детектора можна записати у вигляді:

$$u_1(t) = u_0(t) + u_w(t), \quad (2.52)$$

де $u_w(t)$ – рівень власних шумів на вході радіометричної системи.

Комутуючу прямокутну напругу (функцію) можна записати у вигляді:
 $F_0(t) = F_1(t) + F_2(t)$, де

$$F_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1},$$

$$F_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}, \quad (2.53)$$

а властивості — такими рівняннями

$$F_1(t) + F_2(t) = 1, \quad F_1(t) \cdot F_2(t) = 0,$$

$$[F_1(t)]^2 = F_1(t), \quad [F_2(t)]^2 = F_2(t). \quad (2.54)$$

Перемикування комутатора SI у положення 2 супроводжується появою на вході квадратичного детектора тільки власних шумів $u_w(t)$. Таким чином, за період комутації на вході квадратичного детектора по чергово присутні два сигнали:

$$\begin{cases} u_1(t) = u_0(t) + u_w(t), \\ u_2(t) = u_w(t). \end{cases} \quad (2.55)$$

В результаті модуляції на виході комутатора SI формується напруга

$$u_{S1}(t) = [u_0(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2, \quad (2.56)$$

яка подається на квадратичний детектор UI .

Враховуючи, що характеристика квадратичного детектора має вигляд $u_3 = au^2$, вихідний сигнал можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} u_{U1}(t) &= a \left\{ [u_0(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2 \right\}^2 = \\ &= [u_0^2(t) + 2u_0(t)u_w(t) + u_w^2(t)]F_1 + u_w^2(t)F_2, \end{aligned} \quad (2.57)$$

де u_w^2 – дисперсія (інтенсивність) шумового сигналу.

Підставивши значення (2.51) при $\varphi_0 = 0$ в (2.56) та провівши перетворення отримаємо

$$\begin{aligned} u_{U1}(t) &= \frac{aU_0^2}{2}(1 - \cos 2\omega_0 t)F_1 + 2aU_0 \sin \omega_0 t u_w(t)F_1 + au_w^2(t)F_1 + au_w^2(t)F_2 = \\ &= \frac{U_0^2}{2} \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] - \frac{aU_0^2}{2} \cos 2\omega_0 t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] + \\ &+ 2aU_0 \sin \omega_0 t u_w(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] + au_w^2(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] + \\ &+ au_w^2(t) \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right]. \end{aligned} \quad (2.58)$$

Спростивши та виділивши складові рівняння, які затримуються селективним фільтром підсилювача $A2$ можна записати:

$$u_{A2}(t) = a \frac{U_0^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + a\Delta u_w^2(t). \quad (2.59)$$

де $\Delta u_w^2(t)$ – напруга шумів, що потрапляють у смугу пропускання селективного фільтра.

Виділена напруга (2.59) подається на синхронний детектор, на другий вхід якого надходить опорний сигнал частоти Ω

$$\begin{aligned} u_2(t) &= U_2(F_1 - F_2) = \\ &= \left\{ \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] - \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] \right\} U_2 = \quad (2.60) \\ &= \frac{4U_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}. \end{aligned}$$

де U_2 – амплітуда опорної напруги.

В результаті перемноження сигналу (2.59) на опорну комутуючу напругу (2.60) на виході синхронного детектора U_2 отримуємо:

$$\begin{aligned} u_{U_2}(t) &= u_{A_2}(t)u_2(t) = \\ &= a \left[\frac{U_0^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \Delta u_w^2(t) \right] \frac{4U_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} = \\ &= \frac{2aKU_2U_0^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} - \frac{2aKU_2U^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(2n-1)2\Omega t}{2n-1} + \\ &+ Ka\Delta u_w(t) \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}, \quad (2.61) \end{aligned}$$

де K – коефіцієнт передачі синхронного детектора.

Фільтром нижніх частот ZI виділяються постійні складові напруги (2.61), сформовані від сигналу та частотних складових шумів, що пройшли на синхронний детектор, а напруга частоти $2\Omega t$ затримуються фільтром

$$u_{A_3} = \frac{2aKU_2U_0^2}{\pi^2} + KaU_2(f) \sum_1^i (\Omega - \Omega_i). \quad (2.62)$$

Суттєвим недоліком схеми радіометричної системи рис. 2.8 є неможливість забезпечення в діапазоні мм-хвиль широкої смуги робочих частот та значного підсилення вхідних сигналів, що обмежує -можливості схеми як метрологічної системи сигналів вкрай малої потужності по чутливості.

2.6. Вузькосмуговий вимірювач потужності НВЧ-сигналів

Для селективного вимірювання потужності на різних дільницях частотного діапазону більш перспективна радіометрична система з однократним або двократним перетворенням вхідної частоти. Така побудова структурної схеми радіометричної системи дозволяє значно підвищити коефіцієнт підсилення системи за рахунок відносно низькочастотного підсилювача проміжної частоти (ППЧ) та зменшити смугу приймання сигналу за рахунок вибіркового властивостей ППЧ шляхом перестройки частоти гетеродина.

На рис. 2.9 наведена структурна схема комутаційної радіометричної системи з подвійним перетворенням вхідної частоти.

Радіометрична система працює наступним чином. Вхідна антена X1 системи сприймає монохроматичний або шумовий сигнал міліметрового діапазону об'єкта O

$$u_0(t) = U_0(t) \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)]. \quad (2.63)$$

У випадку монохроматичного сигналу $u_0(t) = U_0$; і $\varphi_0(t) = \varphi_0$, яке для спрощення приймаємо $\varphi_0 = 0$, а

$$u_0(t) = U_0 \sin \omega_0 t. \quad (2.64)$$

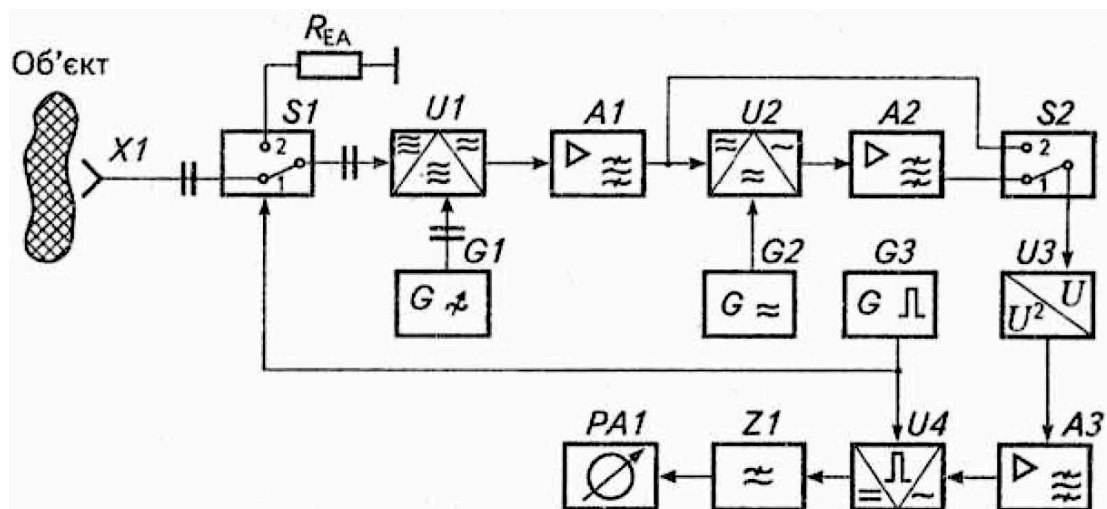


Рис. 2.9. Схема модуляційного радіометричного вимірювача потужності з двократним перетворенням вхідної частоти

Сигнал (2.56) подається на вхід НВЧ-комутатора SI , який періодично з частотою $\Omega \ll \omega_0$ перемикається прямокутними імпульсами із положення I в положення 2 . На виході SI за період комутації формується сигнал

$$u_{SI}(t) = [u_0(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2, \quad (2.65)$$

де $u_w(t)$ – напруга власних шумів радіометричної систем, що можна представити у вигляді вузькосмугового сигналу

$$u_w(t) = U_w(t) \sin[\omega_w t + \varphi_w(t)], \quad (2.66)$$

амплітуда та фаза якого модульовані за випадковим законом.

Напруга (2.65) надходить на вхід змішувача частоти UI , на другий вхід якого подається напруга гетеродина GI

$$u_1(t) = U_1 \sin \omega_1 t. \quad (2.67)$$

В результаті перетворення на виході змішувача формується сигнал:

$$u_{U1}(t) = S_{U1} U_1 \sin \omega_1 t \{ [u_0(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2 \}, \quad (2.68)$$

де S_{U1} – крутизна перетворення змішувача $U1$,

або

$$\begin{aligned} u_{U1}(t) &= S_{U1} U_1 \sin \omega_1 t \{ [u_0(t) + u_w(t)] [F_1 + u_w(t)F_2] \} = \\ &= S_{U1} U_1 \sin \omega_1 t U_0(t) \sin [\omega_0 t + \varphi_0(t)] F_1 + \\ &+ S_{U1} U_1 \sin \omega_1 t U_w(t) \sin [\omega_w t + \varphi_w(t)] F_1 + \\ &+ S_{U1} U_1 \sin \omega_1 t U_w(t) \sin [\omega_w t + \varphi_w(t)] F_2 = \\ &= \frac{1}{2} S_{U1} U_1 U_0(t) \cos [(\omega_1 - \omega_0)t - \varphi_0(t)] F_1 - \\ &- \frac{1}{2} S_{U1} U_1 U_0(t) \cos [(\omega_1 + \omega_0)t + \varphi_0(t)] F_1 + \\ &+ \frac{1}{2} S_{U1} U_1 U_w(t) \cos [(\omega_1 - \omega_w)t - \varphi_w(t)] F_1 - \\ &- \frac{1}{2} S_{U1} U_1 U_w(t) \cos [(\omega_1 + \omega_w)t + \varphi_w(t)] F_1 + \\ &+ \frac{1}{2} S_{U1} U_1 U_w(t) \cos [(\omega_1 - \omega_w)t - \varphi_w(t)] F_2 - \\ &- \frac{1}{2} S_{U1} U_1 U_w(t) \cos [(\omega_1 + \omega_w)t + \varphi_w(t)] F_2. \end{aligned} \quad (2.69)$$

Смуговим фільтром підсилювача $A1$ виділяються частотні різниці складові рівняння (2.69), які можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} u_{A2}(t) = & \frac{1}{2} S_{U1} K_{A1} U_1 U_o(t) \cos[(\omega_1 - \omega_o)t - \varphi_o(t)] F_1 + \\ & + \frac{1}{2} S_{U1} K_{A1} U_1 U_w(t) \cos[(\omega_1 - \omega_w)t + \varphi_w(t)] F_1 + \\ & + \frac{1}{2} S_{U1} K_{A1} U_1 U_w(t) \cos[(\omega_1 - \omega_w)t - \varphi_w(t)] F_2. \end{aligned} \quad (2.70)$$

де K_{A1} – коефіцієнт передачі підсилювача $A1$.

Напруга (2.70) через перемикач $S2$ у положенні 2 подається на квадратичний детектор $U3$. Подальше перетворення сформованої напруги проводиться за послідовністю аналогічною тій, що розглянуто у схемі 2.

Вимірювання енергетичних параметрів вкрай слабких шумових сигналів мм-діапазону виконується переважно в режимі використання широко-смугового фільтра підсилювача $A2$, смуга якого становить сотні мегагерць. Водночас у процесі аналізу сигналів фізичних та біологічних об'єктів часто виникає необхідність дослідити спектральні складові вхідного сигналу радіометричної системи, що здійснюється за допомогою повторного перетворення сигналу (2.70) та виділення частотних компонент за допомогою вузькосмугового фільтра підсилювача $A2$.

Враховуючи, що $P_i = \int_{f_1}^{f_2} S_C(f) df$, а звуження смуги частот призводить до зменшення інтегральної потужності, коефіцієнт підсилення другої ступені радіометричної системи K_{A2} вибирають достатнім для компенсації

зниження чутливості системи:

$$K_{A2} \geq K_f = \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2}, \quad (2.71)$$

де Δf_1 , Δf_2 – смуги пропускання фільтра підсилювача відповідно $A1$ і $A2$.

Виконання вимоги рівняння (2.71) дозволяє забезпечити початкову чутливість радіометричної системи і у випадку використання вузькосмугового ступеня перетворення.

2.7. Кореляційні вимірювачі потужності

Часто за оцінки потужності слабких сигналів в суміші з шумами та завадами виникає задача селекції потужності таких сигналів від потужності завад. Така задача може бути вирішена за допомогою кореляційних вимірювачів, в яких вихідний сигнал пропорційний коефіцієнту автокореляційний або взаємкореляційній функції (рис. 2.10). Цього можна досягти, якщо одночасно вимірювати потужність і кореляційну функцію сигналу. Проте за почергового періодичного перетворення сигналів в одноканальному тракті виникають труднощі в реалізації операції перемножування різночасовних сигналів. Використання двох частот комутації в схемі модуляційного радіометра дозволяє вирішити поставлену задачу.

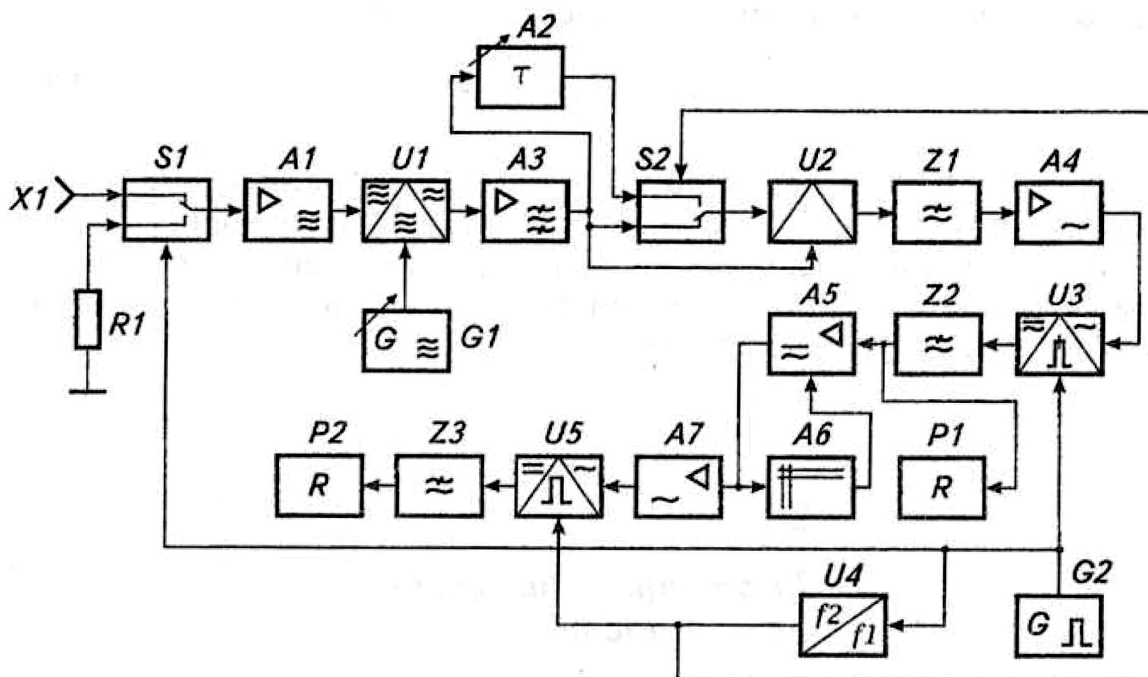


Рис. 2.10. Схема одноходового кореляційного вимірювача потужності

Одноходовий кореляційний радіометричний вимірювач потужності виконаний у вигляді одноканальної схеми (рис. 4.16) і складається з послідовно сполучених антени $X1$, першого комутатора $S1$ з узгодженим навантаженням $R1$, НВЧ-підсилювача $A1$, змішувача $U1$ із гетеродином $G1$, підсилювача проміжної частоти (ППЧ) $A3$. Далі слідує блок кореляційної обробки, що містить у собі ланку тимчасової затримки $A2$, другий комутатор

S2, перший перемножувач $U2$, перший фільтр нижніх частот $Z1$ і перший підсилювач низької частоти (ПНЧ) $A4$. До цього блока послідовно підключені другий перемножувач $U3$, другий фільтр нижніх частот $Z2$ із першим блоком реєстрації $P1$, керований широкосмуговий підсилювач $A5$ із блоком автоматичного регулювання підсилення $A6$, другий підсилювач низьких частот $A7$, третій перемножувач $U5$, третій фільтр нижніх частот $Z3$ і другий блок реєстрації $P2$. Крім того, багатофункціональний радіометр містить послідовно сполучені комутаційний генератор $G2$ і дільник частоти $U4$, при цьому вихід комутаційного генератора також сполучений із керованими входами першого комутатора $S1$ і другого перемножувача $U3$, а вихід дільника частоти $U4$ сполучений із керованим входом другого комутатора $S2$ і другим входом третього перемножувача $U5$. Перший вхід другого комутатора $S2$ сполучений із виходом ППЧ $A3$ через ланку тимчасової затримки $A2$, другий вхід комутатора $S2$ сполучений напряму з підсилювачем $A3$. Другий вхід першого перемножувача $U2$ сполучений також із виходом ППЧ $A3$.

Випромінювання досліджуваного об'єкта, яке складається з детермінованого та випадкового сигналів в діапазоні надвисоких частот приймається антеною $X1$, до виходу якої через комутатор $S1$ підключений НВЧ-підсилювач $A1$. Комутаційний генератор $G2$ формує прямокутну напругу ("меандр") низької частоти f_1 , що управляє роботою комутатора $S1$. Вихідна прямокутна напруга дільника частоти $U4$ управляє роботою комутатора $S2$ із більш низькою частотою

$$f_2 = \frac{f_1}{2n}, \quad (2.72)$$

де n – ціле число 1, 2, 3...

Оскільки фази керованих напруг синхронізовані, а частоти комутації пов'язані між собою співвідношенням (2.72), то в роботі радіометра мають місце чотири повторювані такти, що обумовлені різними станами комутаторів $S1$ і $S2$. Так як частота комутації $f_1 < f_2$, то спочатку розглянемо роботу одноканального тракту при зазначеному на рис. 2.10 положенні комутатора $S2$ і періодичних переключеннях комутатора $S1$.

Вихідний сигнал антени XI можна представити у вигляді дисперсії

$$\bar{U}_1^2 = S_1 T_x, \quad (2.73)$$

де S_1 – чутливість антени в діапазоні СВЧ; T_x – радіаційна температура досліджуваного об'єкта.

Вхід НВЧ-підсилювача $A1$ періодично з частотою f_1 переключається з виходу антени XI на узгоджене навантаження $R1$, що дорівнює вихідному опоріві антени XI .

Вихідний сигнал НВЧ-підсилювача $A1$ з урахуванням власних шумів при підключенні до антени можна представити у вигляді дисперсії

$$\bar{U}_{31}^2 = K_1 (\bar{U}_1^2 + \bar{U}_2^2), \quad (2.74)$$

де U_2 – власні шуми підсилювача, що приведені до його входу; K_1 – коефіцієнт підсилення по потужності НВЧ-підсилювача.

При переключенні комутатора $S1$ на узгоджене навантаження $R1$, вхідний опір НВЧ-підсилювача $A1$ не змінюється. Тому посилюються тільки власні шуми підсилювача і вихідний сигнал можна представити у вигляді дисперсії

$$\bar{U}_{32}^2 = K_1 \bar{U}_2^2. \quad (2.75)$$

Пакети шумових напруг із дисперсією (2.74) і (2.75) за допомогою змішувача $U1$ і гетеродина $G1$ перетворюються по частотному спектрі в область більш низьких проміжних частот. На виході смугового підсилювача проміжної частоти $A3$ по черзі формуються пакети шумових сигналів, дисперсію яких можна представити у вигляді:

$$\bar{U}_4^2 = S_2 K_2 \bar{U}_{31}^2 = S_2 K_2 K_1 (\bar{U}_1^2 + \bar{U}_2^2), \quad (2.76)$$

$$\bar{U}_5^2 = S_2 K_2 \bar{U}_{32}^2 = S_2 K_2 K_1 \bar{U}_2^2, \quad (2.77)$$

де S_2 – крутизна частотного перетворення; K_2 – коефіцієнт підсилення ППЧ $A3$ у смузі його пропускання.

Виділені і посилені сигнали перемножуються між собою в першому перемножувачі $U2$. У результаті цього на виході першого фільтра нижніх частот $Z1$ з'являються відеоімпульси з амплітудами, пропорційними потужностям шумових сигналів НВЧ:

$$U_6 = S_3 K_3 \bar{U}_4^2, \quad (2.78)$$

$$U_7 = S_3 K_3 \bar{U}_5^2, \quad (2.79)$$

де S_3 – чутливість перемножувача $U2$; K_3 – коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот $Z1$ по постійній напрузі.

З послідовності відеоімпульсів з амплітудами (2.78) і (2.79) перший ПНЧ $A4$ виділяє і посилює напругу обвідної частоти f_1

$$U_8 = K_4 \left(\frac{U_6 - U_7}{2} \right) \text{sign} \sin 2\pi f_1 t, \quad (2.80)$$

де K_4 – коефіцієнт передачі підсилювача $A4$; $\text{sign} \sin 2\pi f_1 t$ – прямокутна обвідна відеоімпульсів.

Змінна напруга (2.80) підводиться до першого входу другого перемножувача $U3$, на другий вхід якого подається меандр опорної напруги частоти f_1 . На виході другого фільтра нижніх частот $Z2$ одержуємо постійну напругу виду:

$$U_9 = S_4 K_4 \left(\frac{U_6 - U_7}{2} \right) (\text{sign} \sin 2\pi f_1 t)^2, \quad (2.81)$$

де S_4 – чутливість перемножувача $U3$; K_5 – коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот $Z2$.

Підставляючи у вираження (2.81) значення амплітуди відеоімпульсів (2.78) і (2.79), одержуємо

$$U_9 = \frac{K_5 S_4 K_4 S_3 K_3 S_2 K_2 K_1}{2} \bar{U}_1^2 = S_0 \bar{U}_1^2, \quad (2.82)$$

де $S_0 = \frac{K_5 S_4 K_4 S_3 K_3 S_2 K_2 K_1}{2}$ – крутизна перетворення одноканального тракту (від блока $X1$ до виходу $Z2$) радіометра.

Як впливає з виразу (2.82), напруга U_9 пропорційна сумарній потужності детермінованого та випадкового сигналу об'єкта в діапазоні НВЧ. Ця напруга вимірюється і реєструється в першому блоці реєстрації $P1$. Крутизна одноканального перетворення S_0 визначається в процесі калібрування радіометра.

Розглянемо роботу одноканального тракту радіометра при протилежному положенні комутатора $S2$ і періодичній роботі комутатора $S1$. Перетворювальні процеси в цьому випадку до комутатора $S2$ аналогічні вищеписаним процесам. Після комутатора $S2$ на один вхід перемножувача $U2$ по черзі надходять пакети шумових сигналів із дисперсією (2.76) і (2.77), а на другий вхід надходять ці самі пакети сигналів, але затримані ланкою затримки $A2$ на час τ . Тому на виході першого фільтра нижніх частот $Z1$ формуються відеоімпульси з амплітудами, пропорційними кореляційним моментам

$$R_1(\tau) = S_3 K_3 \bar{U}_4^2 \rho_{12}(\tau), \quad (2.83)$$

$$R_2(\tau) = S_3 K_3 \bar{U}_5^2 \rho_2(\tau), \quad (2.84)$$

де $\rho_{12}(\tau)$ – нормована функція кореляції суміші сигналів антени $X1$ і шумів НВЧ-підсилювача $A1$; $\rho_2(\tau)$ – нормована функція кореляції власних шумів НВЧ-підсилювача $A1$.

Підсилювач $A4$ виділяє і посилює напругу огинаючої частоти відеоімпульсів f_1

$$U_{10} = K_4 \left[\frac{R_1(\tau) - R_2(\tau)}{2} \right] \text{signsin} 2\pi f_1 \tau. \quad (2.85)$$

Шумовий сигнал від антени $X1$ не залежить від власних шумів підсилювача $A1$, тому постійна напруга на виході фільтра нижніх частот $Z2$ має вигляд

$$U_{11} = S_0 \bar{U}_1^2 \rho_1(\tau), \quad (2.86)$$

де $\rho_1(\tau)$ – нормована функція кореляції детермінованої складової сигналу антени $X1$.

Коли затримка в ланці $A2$ відсутня ($\tau = 0$), то нормована функція кореляції приймає одиничне значення ($\rho_1(0) = 1$). Тому отримана раніше постійна складової напруги (2.82) відповідає максимальному значенню кореляційного моменту, тобто потужності детермінованого сигналу. При введенні тимчасової затримки ланкою $A2$, кореляційний момент зменшується

і, як слідство, зменшується значення кореляційної функції ($\rho_1(\tau) < \rho_1(0)$). Тому напруга U_{11} завжди менше напруги U_9 при $\tau > 0$ ($U_{11} < U_9$).

Нижче розглянемо процес вимірювання коефіцієнта кореляції незалежно від рівня вимірюваної потужності (\bar{U}_1^2).

У результаті періодичних переключень комутатора $S2$ із частотою $f_1 < f_2$ на виході другого фільтра нижніх частот $Z2$ по черзі формуються в інтервалі часу $\Delta t = 1/2f_2$ постійні напруги U_9 та U_{11} . Імпульси цих напруг із тривалістю Δt по черзі посилюються широкосмуговим підсилювачем $A5$, у ланцюг управління якого включений блок автоматичного регулювання підсилення (АРП) $A6$. Враховуючи значення коефіцієнта підсилення K_6 , що задається блоком АРП, амплітуди вихідних імпульсів приймають значення

$$U_{12} = K_6 U_9; \quad 0 < T < \frac{1}{2} f_2, \quad (2.87)$$

$$U_{13} = K_6 U_{11}; \quad \frac{1}{2} f_2 < T < \frac{1}{f_2}. \quad (2.88)$$

Другим підсилювачем $A7$ виділяється і підсилюється змінна складова напруги другої частоти комутації f_2

$$U_{14} = K_7 \left(\frac{U_{12} - U_{13}}{2} \right) \text{signsin} 2\pi f_2 T, \quad (2.89)$$

де K_7 – коефіцієнт підсилення ПНЧ $A7$.

Змінна напруга (2.89) надходить на один вхід третього перемножувача $U5$, на другий вхід якого подається меандр опорної напруги частоти f_2 . На виході третього фільтра нижніх частот $Z3$ після згладжування утворюється постійна напруга

$$U_{15} = S_5 K_7 K_8 \left(\frac{U_{12} - U_{13}}{2} \right) (\text{signsin} 2\pi f_2 T)^2, \quad (2.90)$$

де S_5 – чутливість перемножувача $U5$; K_8 – коефіцієнт передачі фільтра $Z3$.

Після підстановки у вираження (2.90) напруг U_{12} і U_{13} із (2.87) і (2.88), з огляду на їхні попередні значення (2.73)...(2.86), одержимо

$$U_{16} = S_0 S_5 K_6 K_7 K_8 [1 - \rho_1(\tau)] \bar{U}_1^2. \quad (2.91)$$

Коефіцієнт підсилення K_6 визначається дією блока АРП А6 на керуючий вхід підсилювача А5. При роботі блока АРП А6 із піковим детектором (швидке спрацьовування і повільне відновлення) коефіцієнт підсилення буде визначатися більшою амплітудою в послідовності імпульсів напруг U_{11} і U_9 . Так як напруга $U_9 = S_o \bar{U}_1^2 \rho_1(\tau)$ при $\rho_1(0) = 1$ завжди більша напруги $U_{11} = S_o \bar{U}_1^2 \rho_1(\tau)$, то:

$$K_6 = \frac{U_0}{U_9} = \frac{U_0}{S_o \bar{U}_1^2 \rho_1(0)}, \quad (2.92)$$

де U_0 – вихідна напруга підсилювача А5 у режимі обмеження ($U_0 = const$).

Підставивши значення коефіцієнта підсилення K_6 із вираження (2.92) у співвідношення (2.91), одержимо:

$$U_{17} = \frac{S_5 K_6 K_7 K_8 [1 - \rho_1(\tau)] U_0}{\rho_1(0)} = \frac{\alpha [1 - \rho_1(\tau)] U_0}{\rho_1(0)}, \quad (2.93)$$

де $\alpha = S_5 K_6 K_7 K_8$ – результуючий коефіцієнт перетворення низкочастотної напруги. Напруга U_{17} реєструється другим блоком реєстрації Р2.

Таким чином, змінюючи затримку часу τ у ланці А2 від 0 до τ_{\max} , можна реєструвати відносну зміну кореляційної функції $\rho_1(\tau)$ прийнятого НВЧ-сигналу. При цьому на результат вимірювання не впливає рівень як прийнятого сигналу (\bar{U}_1^2), так і рівень власних шумів НВЧ-підсилювача (\bar{U}_2^2), змішувача й інших елементів одноканального тракту. Не впливає на показання також мінливість коефіцієнта перетворення одноканального тракту радіометра ($K_1, K_2, S_2, K_3, S_3, K_4, S_4, K_5$). Коефіцієнт перетворення α стабільний і визначається в процесі калібрування радіометра.

Таким чином, розглянута схема є багатофункціональним радіометром, який дозволяє поряд із потужністю вимірювання сумарного випромінювання в діапазоні НВЧ реєструвати також потужність детермінованої складової та його кореляційну функцію. Останнє дає можливість аналізувати зокрема структуру теплового випромінювання, а отже, ідентифікувати джерело теплового випромінювання в діапазоні НВЧ. Зокрема, можливе визначення джерел тепла в глибині досліджуваного об'єкта з визначенням

відстані до джерела. По кореляційній функції можна одержати інформацію про спектральний склад випромінювання і випромінювальну спроможність поверхні об'єкту дослідження.

Інколи виникають задачі вимірювання потужності двох випадкових сигналів з сильним або слабким кореляційним зв'язком. Для цього використовується двоходові радіометричні вимірювачі потужності (рис. 2.11).

Вивчення ступеня кореляції випромінювань від сусідніх ділянок досліджуємого об'єкта відкриває можливість визначення регулярних процесів, які обумовлюють ступінь зв'язку між випадковими сигналами. Така ж задача виникає при дослідженні, наприклад, біоінформаційної складової в біооб'єктах, а також технічній діагностиці складних об'єктів.

На рис. 2.11 зображена функціональна схема двохходового кореляційного радіометра. Пристрій містить приймальні НВЧ-антени $X1$ і $X2$, виходи яких через гнучкі хвилеводи 2 і 3 з'єднані з входами подвійного хвилеводного трійника $A1$, до виходів яких через НВЧ-ключі $S1$ і $S2$ входами підключений хвилеводний суматор $A2$, виходом з'єднаний з одним входом НВЧ-змішувача $U1$, а інший його вхід з'єднаний із НВЧ-гетеродином $G1$. До виходу НВЧ-змішувача підключені послідовно з'єднані підсилювач $A3$ проміжної частоти, квадратичний детектор $U2$, підсилювач $A4$ низької частоти, синхронний детектор $U3$, фільтр $Z1$ нижніх частот і індикатор $P1$. Парафазний генератор $G2$ низької частоти з'єднаний із керуючими входами НВЧ-ключей $S1$ і $S2$ і керуючими входами синхронного детектора $U3$. Досліджуваний об'єкт позначений позицією 1 . Спосіб визначення корельовано складової потужності здійснюється наступним чином. Електромагнітне випромінювання (ЕМВ) від двох ділянок об'єкта 1 приймається антенами $X1$ і $X2$ НВЧ-діапазону. Одна з антен, наприклад $X1$, встановлюється в базисній точці об'єкта. Інша антена $X2$ розташована на визначеній відстані від базисної точки. Прийняті антенами сигнали $U_1(t)$ і $U_2(t)$ через гнучкі хвилеводи 2 і 3 надходять у плечі подвійного хвилеводного трійника $A1$, на виходах якого формуються сумарний і різницевий сигнали. Кожний із прийнятих сигналів являє собою випадкові (шумові) сигнали, які корельо-

вано між собою за рахунок загальних процесів між елементами та структурою об'єкту дослідження.

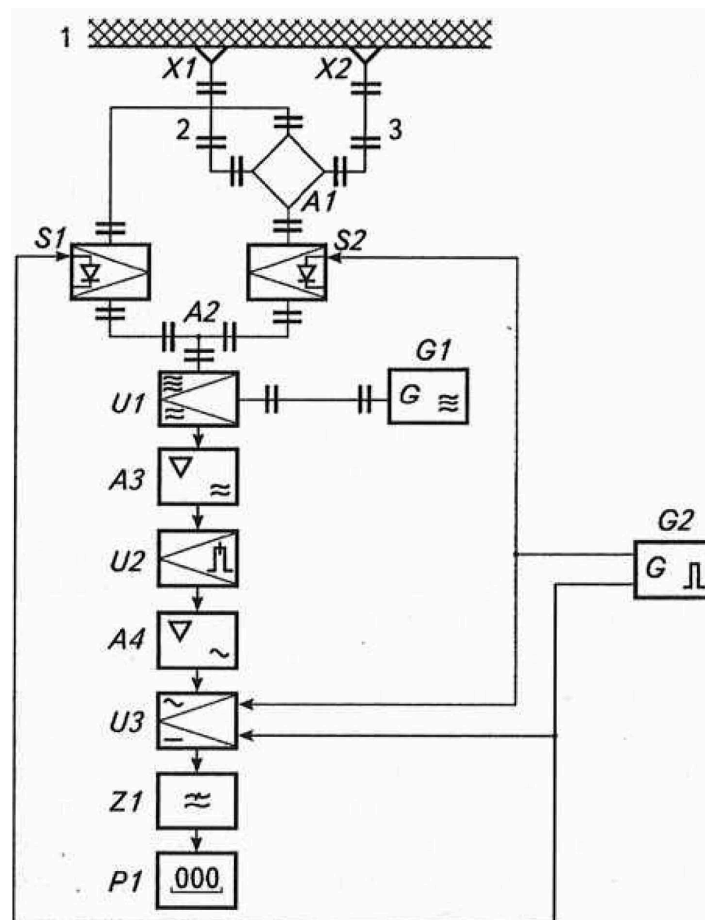


Рис. 2.11. Двоходовий кореляційний вимірювач потужності

Коефіцієнт взаємної кореляції цих сигналів визначає рівень корелірованої потужності. Тому дисперсію сумарного сигналу на одному з виходів подвійного хвилеводного трійника $A1$ можна представити у вигляді

$$\bar{U}_3^2 = (\bar{U}_1')^2 + (\bar{U}_2')^2 + (\bar{U}_1'')^2 + 2 \rho \bar{U}_1'' \bar{U}_2'' + (\bar{U}_2'')^2, \quad (2.94)$$

де: $(\bar{U}_1')^2$ і $(\bar{U}_2')^2$ – дисперсії радіотеплового, а $(\bar{U}_1'')^2$ і $(\bar{U}_2'')^2$ – біоінформаційного ЕМВ об'єкту; ρ – коефіцієнт взаємної кореляції біоінформаційних складових у точках по ходу енергетичного меридіана.

Відповідно дисперсія різницевого сигналу на іншому виході подвійного хвилеводного трійника буде мати вигляд

$$\bar{U}_4^2 = (\bar{U}_1')^2 + (\bar{U}_2')^2 + (\bar{U}_1'')^2 - 2 \rho \bar{U}_1'' \bar{U}_2'' + (\bar{U}_2'')^2. \quad (2.95)$$

З сумарного і різницевого сигналів (2.94) і (2.95) формують низькочастотну послідовність радіоімпульсів із відрізків цих сигналів, що чергуються. Для цього вихідні сигнали подвійного хвилеводного трійника $A1$ надходять через керовані ключі $S1$ і $S2$ НВЧ-діапазону на хвилеводний суматор $A2$. Ключі $S1$ і $S2$ виконані керованими на $p-i-n$ -діодах і переключаються протифазними напругами генератора $G2$ низької частоти. Радіоімпульси, що пройшли через ключі $S1$ і $S2$, підсумовуються і на виході суматора $A2$ утворюють безупинну послідовність радіоімпульсів, що чергуються, з дисперсіями \bar{U}_3^2 і \bar{U}_4^2 . У змішувачі $U1$ за участю НВЧ-коливань гетеродину $G1$ відбувається масштабно-тимчасове перетворення радіоімпульсів з утворенням різницевої коливань проміжної частоти. Ці коливання виділяються і посилюються підсилювачем $A3$ проміжної частоти.

З урахуванням власних шумів змішувача $U1$ і підсилювача $A3$ проміжної частоти дисперсії імпульсів проміжної частоти мають значення

$$\bar{U}_5^2 = \bar{U}_3^2 + \bar{U}_7^2, \quad (2.96)$$

$$\bar{U}_6^2 = \bar{U}_4^2 + \bar{U}_7^2, \quad (2.97)$$

де \bar{U}_7^2 – дисперсія шумів одноканального тракту.

При цьому власні апаратні шуми не корельовані з вхідними сигналами об'єкту. Радіоімпульси проміжної частоти по черзі піддаються квадратичному перетворенню в квадратичному детекторі $U2$. У результаті квадратичного перетворення формуються відеоімпульси з амплітудами, пропорційними дисперсіям (2.96) і (2.97). Глибина амплітудної модуляції відеоімпульсів визначається виразом

$$m = \frac{\bar{U}_5^2 - \bar{U}_6^2}{\bar{U}_5^2 + \bar{U}_6^2} = \frac{\bar{U}_3^2 - \bar{U}_4^2}{\bar{U}_3^2 + \bar{U}_4^2 + 2 \bar{U}_7^2}. \quad (4.98)$$

Підставляючи у (2.98) значення дисперсій із (2.94) і (2.95), отримуємо

$$m = \frac{2 \rho \bar{U}_1'' \bar{U}_2''}{(\bar{U}_1')^2 + (\bar{U}_2')^2 + (\bar{U}_1'')^2 + (\bar{U}_2'')^2 + \bar{U}_7^2}. \quad (4.99)$$

З виразу (2.99) очевидно, що глибина модуляції відеоімпульсів по амплітуді пропорційна інтенсивності корельованій складової ЕМВ об'єкту.

Вимірюють амплітуду низькочастотної обвідної

$$U_8 = \frac{\bar{U}_3^2 - \bar{U}_4^2}{2} = S \rho \bar{U}_1'' \bar{U}_2'', \quad (2.100)$$

де S – крутизна масштабно-часового і квадратичного перетворення.

Для цього за допомогою підсилювача $A4$ низької частоти виділяють і посилюють перемінної складової вихідної напруги квадратичного детектора $U2$. Підсилену напругу випрямляють синхронним детектором $U3$. Усереднена фільтром $Z1$ нижніх частот випрямлена напруга приймає вид:

$$U_4 = K S \rho \bar{U}_1'' \bar{U}_2'', \quad (2.101)$$

де K – коефіцієнт перетворення низькочастотної частини схеми.

Ця напруга вимірюється вихідним приладом $P1$. Коефіцієнт взаємної кореляції ρ має найбільше значення при розташуванні двох антен на точках, що характеризують найбільший вплив загального процесу на об'єкт. Відповідно зростанню ρ збільшується і напруга, що вимірюється. Тому

$$U_{8.\max} = S_0 \rho_{\max} \bar{U}_1'' \bar{U}_2'', \quad (2.102)$$

де ρ_{\max} – максимальний коефіцієнт взаємної кореляції шумових сигналів;

$S_0 = K S$ – результуюча крутизна одноканального тракту вимірювача.

Для знаходження джерела загального процесу переміщують антену $X2$ по поверхні об'єкта 1 у напрямку, при якому збільшується глибина модуляції (2.99), що виявляється по зростанню показань приладу $P1$. Точку на об'єкті фіксують по максимальному показанню вихідного приладу незалежно від рівня апаратних шумів і потужності некорельованих сигналів.

Спосіб може бути також використаний також для визначення кореляційного зв'язку між випромінюваннями БАТ енергетичних меридіанів людини, що дозволить діагностувати ряд складних захворювань і визначати дозування електромагнітного опромінення при лікуванні хворих методами міліметрової резонансної терапії (МРТ). У фізиці живого спосіб дозволить глибше вивчити структуру електромагнітного каркаса живих організмів і одержати нову інформацію про характер когерентного випромінювання біологічних об'єктів.



Контрольні питання

1. Розкажіть про класифікацію вимірювачів потужності НВЧ-сигналів.
2. За допомогою яких параметрів оцінюється потужність монохроматичного сигналу?
3. Що таке спектральна щільність потужності шуму? Написати вираз СЩПШ.
4. В чому суть методу періодичного заміщення НВЧ-потужності?
5. На якому елементі проводиться періодичне порівняння низькочастотної та НВЧ-потужності?
6. В чому особливість термісторного вимірювача потужності з трьохтактним алгоритмом роботи?
7. Як працює автобалансний місток з тепловим зрівноваженням?
8. Пояснити вплив амплітуди і шпаруватості сигналу на його середньоквадратичне значення.
9. Який принцип роботи термоелектричних вимірювачів потужності?
10. Пояснити, з якою метою проводиться додаткове нагрівання та охолодження робочих кінців термобатареї при вимірюванні НВЧ-потужності?
11. Чим відрізняються широко- та вузькосмугові вимірювачі потужності? Чим визначається смуги пропускання вузькосмугового вимірювача?
12. Пояснити принцип побудови кореляційного вимірювача потужності?
13. В чому відмінність двохвходового від одновходового корелометра?
14. Як реалізувати часову затримку одного сигналу відносно другого?
15. Що використовується в якості детектора модуляційного радіометричного вимірювача потужності?

РОЗДІЛ 3 МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ І ФАЗОВОГО ЗСУВУ НВЧ-СИГНАЛІВ

3.1. Попередні зауваження

Будь-який електромагнітний процес можна описати аналітично. Так, наприклад, гармонічне коливання має вигляд

$$U(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi), \quad (3.1)$$

де U_m – амплітуда, $\omega = 2\pi f$ – кругова частота і φ – фаза коливань.

Параметри ω та φ відносяться до групи частотно-часових параметрів.

Вимірювання частотно-фазових параметрів НВЧ-сигналів (частоти, довжини хвилі, фазового зсуву, часової затримки) за об'ємами та значимістю займають друге місце слідом за вимірюванням НВЧ-потужності.

В діапазоні надвисоких частот вимірювання частот виконують з використанням резонансного, гетеродинного, інтерференційного методу, та методу дифракційного спектрометра, причому останні два методи застосовуються в основному на міліметрових та субміліметрових хвилях.

Гетеродинний метод знайшов найбільше розповсюдження в широкому діапазоні частот, включаючи і надвисокі. Метод передбачає проведення порівняння невідомої частоти f_x з частотою зразкового генератора f_s . В результаті порівняння виділяється напруга проміжної частоти

$$f_{nc} = mf_x - nf_{обр}, \quad (3.2)$$

де m і n – цілі числа.

Один із варіантів перетворення передбачає, що частота НВЧ-гетеродину вибирається значно нижчою за частоту, що вимірюється, а порівняння проводиться з гармоніками (n) гетеродину. Визначення невідомої частоти f_x виконується (в більшості) в результаті двох вимірювань. Спочатку налагоджують частоту гетеродина на нульові биття ($f_o = f_x - f_{\Gamma}$) та відмічають $f_{\Gamma 1}$, потім збільшують частоту до отримання наступного биття на частоті гетеродина $f_{\Gamma 2}$. Перший відлік відповідає $(n + 1)$ гармоніки частоти гетеродину, а друга n -ий. В результаті можна записати

$$(n + 1)f_{\Gamma 1} = nf_{\Gamma 2}, \quad (3.3)$$

звідки визначаємо номер гармоніки:

$$n = \frac{f_{\Gamma 1}}{f_{\Gamma 2} - f_{\Gamma 1}}. \quad (3.4)$$

Значення невідомої частоти f_x можна отримати із виразу:

$$f_x = nf_{\Gamma 2} \quad \text{або} \quad f_x = (n - 1)f_{\Gamma 1}. \quad (3.5)$$

Схема реалізації алгоритму вимірювання (рис. 3.1.) включає в себе $U1$ – вхідний змішувач, $G1$ – гетеродин, $A1$ – підсилювач з фільтром нижніх частот; $PA1$ – індикатор нульового биття, ЕЛЧ – електронно-лічильний частотомір, $PA2$ –цифровий індикатор частоти гетеродину.

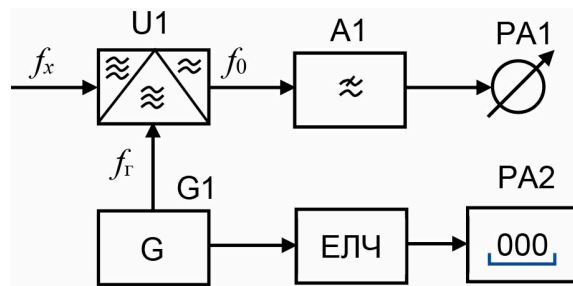


Рис. 3.1. Схема визначення частоти за гармоніками гетеродину

Принцип гетеродинування реалізується в серійних перетворювачах типу Ч5, які забезпечують можливість роботи в комплекті з електронно-лічильним частотоміром та вставних блоках до ЕЛЧ типу ЯЗЧ. Так, наприклад, серійний перетворювач Ч5-13 забезпечує можливість перетворення частоти вхідних сигналів в діапазоні 10-78 ГГц та вимірювання її в комплексі з блоком ЯЗЧ-72, ЯЗЧ-175 і частотомірами ЧЗ-54 та ЧЗ-64.

Процедура виміру частоти мм-діапазону за допомогою цих приладів наведена на рис. 3.2. Сигнал від високочастотного генератора $G1$ подається на виносний змішувач $U1$ приладу Ч5–13. Перетворювач частоти Ч5–13 забезпечує перетворення сигналів діапазону 10–78 ГГц в діапазон робочих частот перетворювального блоку частотоміра ЧЗ–54.

Принцип дії приладу Ч5-13 заснований на порівнянні частоти, що вимірюється, з частотою гармонік сигналу гетеродина приладу (3,3...5 ГГц) і подальшому вимірюванні частоти гетеродину частотоміром ЧЗ-54 з бло-

ком ЯЗ4-72 або ЯЗ4-42. Частота гетеродину в режимі синхронізації (настройки на вхідну частоту) визначається виразом

$$f_{\Gamma} = (f_X \pm 30 \text{ МГц})/n, \quad (3.6)$$

де f_X – частота, що вимірюється; n – номер гармоніки, яка використовується, визначається за двома вимірами гетеродину на нижній і верхній боковій частоті; 30 МГц – проміжна частота.

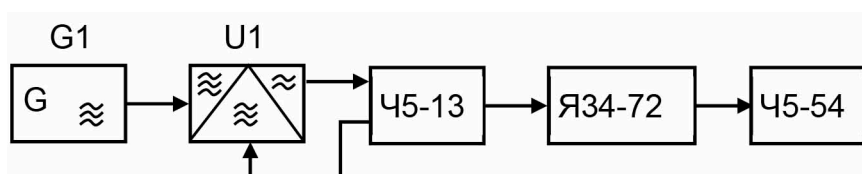


Рис. 3.2. Схема вимірювання частоти мм-діапазону

Невідома частота:

$$f_X = n \cdot f_{\Gamma} \pm 30 \text{ МГц}; \quad (3.7)$$

номер гармоніки, яка використовується:

$$n = 60 \text{ МГц} / [(f_{\Gamma}' - f_{\Gamma}'') \text{ МГц}], \quad (3.8)$$

де f_{Γ}' , f_{Γ}'' – частота гетеродину при налагодженні відповідно на верхню і нижню бокову частоти.

Одним із суттєвих недоліків вимірювання частоти НВЧ-діапазону за допомогою розглянутого комплексу стандартних приладів є мала чутливість за входом Ч5-13. Наприклад, мінімальна чутливість в діапазоні 10-37,5 ГГц складає 0,1 мВт, для 37,5-70 ГГц — 0,5 мВт, а для 70-78,3 ГГц — 1 мВт, що не дозволяє вимірювати частоти низькоінтенсивних сигналів мм-діапазону і потребує розробки нестандартизованих схем вимірювання.

Фаза електромагнітних коливань є однією із основних характеристик радіохвильових сигналів. Проходження сигналу через електричні ланцюги характеризується часовою затримкою та появою фазового зсуву по відношенню до вхідного сигналу. Тому фазовий зсув часто розглядають як різницю фаз вхідного та вихідного сигналу $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$, що проходить через електричний ланцюг. Фазовий зсув вимірюється в долях періоду та виражається в кутових одиницях (частіше градусах). Вимірювання фазового зсуву в НВЧ-діапазоні відрізняється від процесу вимірювання на низьких

частотах. По-перше схема вимірювання передбачає перетворення частоти вхідних сигналів та перенесення фазових співвідношень на низьку проміжну частоту, а по-друге крім вимірювання різниці фаз прилади передбачають вимірювання і інших параметрів — КСХН, ослаблення, S-параметрів. Такими комплексними приладами, наприклад, є установки міліметрового діапазону ДК1-14 (37,5-53,5 ГГц) та ДК1-15 (53,5-78,3 ГГц).

Спрощена структурна схема вимірювання ослаблення і фазового зсуву за допомогою установки ДК1-14 наведена на рис. 3.3. Позначення на рисунку: G1 – генератор сигналів; S1 – комутатор; U1 – пристрій зміщення частоти (ЧЗП); U2, U3 – змішувачі; A1, A2 – вентилі; A3, A4 – підсилювачі проміжної частоти; БВФ – блок вимірювання фазового зсуву; БВО – блок вимірювання ослаблення; ЦІ – цифровий індикатор.

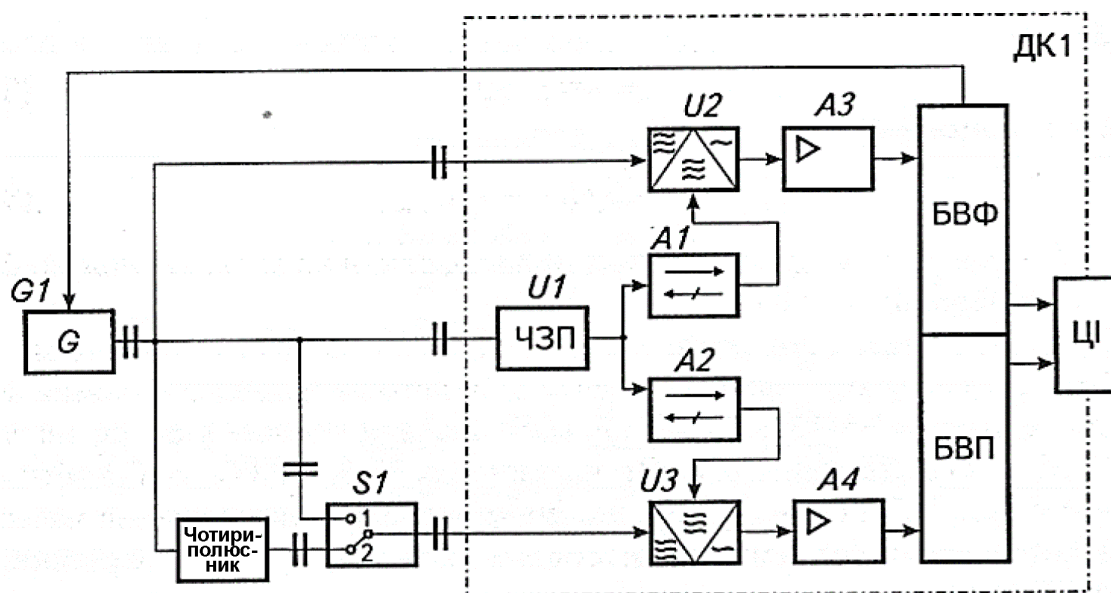


Рис. 3.3. Спрощена схема стандартного НВЧ-вимірювача ослаблення та фазового зсуву

В режимі вимірювання ослаблення система працює в одноканальному режимі. Переключення комутатора в положення 1 забезпечує калібрування приладу, а в положення 2 — вимірювання ослаблення. За виконання другого каналу визначається фазовий зсув, що вноситься чотириполюсником.

Відлік значення ослаблення виконується за шкалою відлікового атенюатора БВО, а фазового зсуву за шкалою індикатора БВФ. Пристрій змі-

щення частоти (U_1) забезпечує зміщення частоти генератора на значення:

$$U'_\Gamma(t) = U'_\Gamma(\omega + \Omega_{\text{ПЧ}})t, \quad (3.9)$$

де ω – частота гетеродину; $\Omega_{\text{ПЧ}} = 2\pi F_{\text{ПЧ}}$, $F_{\text{ПЧ}} = 175$ Гц проміжна частота.

Пристроєм зміщення частоти є електромеханічний хвилеводний фазообертач, одна із хвилеводних секцій якого безперервно обертається за допомогою електродвигуна. Така конструкція ЧЗП відома під назвою модулятора Фокса. В результаті змішування сигналу гетеродину $U_\Gamma(t) = kU_\Gamma \cos(\omega t + \varphi_x)$, що пройшов через чотиріполюсник, і зміщеного сигналу $U'_\Gamma(t)$ підсилювач проміжної частоти A_4 виділяє напругу ПЧ

$$U_{\text{ПЧ}}(t) = (kU'_\Gamma U_\Gamma/2) \cos(\Omega_{\text{ПЧ}}t + \varphi_x), \quad (3.10)$$

де k , φ_x – коефіцієнт ослаблення і фазовий зсув чотиріполюсника.

В режимі вимірювання фазового зсуву канал з'єднується із змішувачем U_2 , і проводиться калібрування приладу. Комутатор $S1$ ставиться в положення 1 і внутрішнім фазообертачем БВФ виставляється нуль вимірювальної системи. Потім комутатор $S1$ переключається в положення 2 і фазовий зсув, що вимірюється, відраховується по цифровому індикатору (ЦІ).

Розглянуті варіанти вимірювання фази в основному призначені для вимірювання фазового зсуву в межах $0-2\pi$. Однак вимірювання неелектричних величин, де фаза є проміжним параметром, часто пов'язано з вимірюванням кутів більших за 2π , особливо в параметричних сенсорах, де застосовують ВЧ- або НВЧ-сигнали. Коли такі сигнали проходять контрольованим середовищем, в якому довжина хвилі λ значно менша від протяжності середовища $d(d \gg \lambda)$ виникає неоднозначність інформативного параметра сигналу через циклічну його залежність від частоти або довжини шляху. Так, поширення ВЧ і НВЧ сигналів у середовищі з розподіленими параметрами характеризується фазовою сталою β

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\varepsilon\mu}{2} (\sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta} + 1)}, \quad (3.11)$$

де ω – частота; ε і μ – діелектрична та магнітна проникності; δ – кут діелектричних втрат; c – швидкість світла у вакуумі.

Фазовий зсув випромінювання, що пододало шлях d від джерела до приймача, визначається за формулою:

$$\Phi = \beta d = 2\pi p + \Delta\varphi, \quad (3.12)$$

де $p = 1, 2, 3, \dots$; $\Delta\varphi$ – дробова частина останнього циклу.

Фазова швидкість, а отже, й довжина зонду чого випромінювання, залежать від частоти та фазової сталої середовища поширення:

$$v_\Phi = \omega / \beta, \quad (3.13)$$

і залежить від електромагнітних властивостей середовища: ε , μ і $\operatorname{tg}\delta$.

Якщо застосувати електромагнітні коливання дециметрового та сантиметрового діапазонів, фазовий зсув може значно перевищити 360° , що викличе неоднозначність вимірювання. Тому визначення фазової постійної середовищ з великими електричними довжинами ґрунтується на ліквідації багатозначності вимірювань фазовими методами.

Так, для виключення невизначеності у значенні фазового зсуву спочатку вимірювання здійснюють за грубою шкалою, що відповідає більш низькій частоті зондуючого сигналу, який забезпечує однозначність вимірювання. Потім підвищують частоту до необхідного значення, встановлюють число цілих фазових циклів у 2π і вимірюють фазовий зсув на цій частоті зондування.

Результуючий фазовий зсув розглядають як суму цілого числа фазових циклів і дробової частини останнього циклу

$$\Phi = E[\varphi_H(\omega_B/\omega_H)] + \varphi_B, \quad (3.14)$$

де φ_H – фазовий зсув на низькій частоті ω_H ; φ_B – фазовий зсув на високій частоті ω_B ; $E[A]$ – ціла частина числа A .

Проте через обмеження смуги пропускання антен та інших елементів ВЧ і НВЧ тракту часто неможливо вибрати достатньо низьку частоту, на якій забезпечується однозначність фазових вимірювань. Тоді досліджуване середовище часто опромінюють ВЧ або НВЧ-сигналом, модульованим за періодичним законом, вимірюють фазовий зсув обвідної сигналу, що пройшов через середовище, і визначають результуючий фазовий зсув як

$$\Phi = \varphi_M(\omega_M / \omega_H), \quad (3.15)$$

де φ_M – фазовий зсув обвідної частоти ω_M ; ω_H – частота несних коливань.

Такий метод дозволяє визначати повну фазу сигналу і вимірювати неелектричний параметр: відстань, вологість, температуру, тощо.

3.2. Засоби вимірювання частоти НВЧ-сигналів

Для високочастотних сигналів застосовують схеми змішування (рис. 3.4), в яких вимірювальний сигнал U_x перемножується з опорним сигналом U_o еталонної частоти і подальше перетворення здійснюється на низькій різницевої частоті. Для цього випадку вимірювальний сигнал $U_x(t) = U_{mx} \cos \varphi_x(t) = U_{mx} \cos \int \omega_x(t) dt$, частота якого $\omega_x(t)$ є інформативним параметром, приводиться до одного з входів змішувача 1.

На другий його вхід з частотою комутації Ω , значно нижчою від частоти досліджуваних коливань ω_x , по чергово надходять дві напруги однієї і тієї самої частоти ω_o , але із зсувом фаз на 90° . Очевидно, що за цілий період частоти комутації на керуючому вході змішувача діятиме напруга виду

$$U_o(t) = U_{mo} \cos \int \omega_o dt F'(t) + U_{m3} \sin \int \omega_o dt F''(t), \quad (3.16)$$

де $F'(t)$ і $F''(t)$ – комутаційні функції відповідно (2.53).

На виході змішувача за умови $U_{m2} = U_{m3} = U_{mo}$ маємо

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1 U_{mx} U_{mo} \cos \int \omega_x(t) dt \left[\cos \int \omega_o dt F'(t) + \sin \int \omega_o dt F''(t) \right] = \\ &= \frac{S_1}{2} U_{mx} U_{mo} \left\{ \cos \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt + \cos \int [\omega_x(t) + \omega_o] dt \right\} F'(t) + \\ &+ \frac{S_1}{2} U_{mx} U_{mo} \left\{ \sin \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt + \sin \int [\omega_x(t) + \omega_o] dt \right\} F''(t). \end{aligned} \quad (3.17)$$

За допомогою ФНЧ 5 виділяються низькочастотні складові спектру

$$\begin{aligned} U_5(t) &= \frac{S_1 K_5}{2} U_{mx} U_{mo} \cos \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt F'(t) + \\ &+ \frac{S_1 K_5}{2} U_{mx} U_{mo} \sin \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt F''(t). \end{aligned} \quad (3.18)$$

У результаті диференціювання в блоці 6 одержуємо

$$\begin{aligned}
U_6(t) = & -AF'(t)[\omega_x(t) - \omega_o] \sin \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt + \\
& + A \frac{dF''(t)}{dt} \sin \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt + A \frac{dF'(t)}{dt} \cos \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt +, \quad (3.19) \\
& + AF''(t)[\omega_x(t) - \omega_o] \cos \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt,
\end{aligned}$$

де похідна від комутаційної функції:

$$\frac{dF(t)}{dt} = \pm \frac{2\Omega}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(2n-1)\Omega t, \quad (3.20)$$

а коефіцієнт:

$$A = \frac{S_1 K_5 K_6}{2} U_{mx} U_{mo}. \quad (3.21)$$

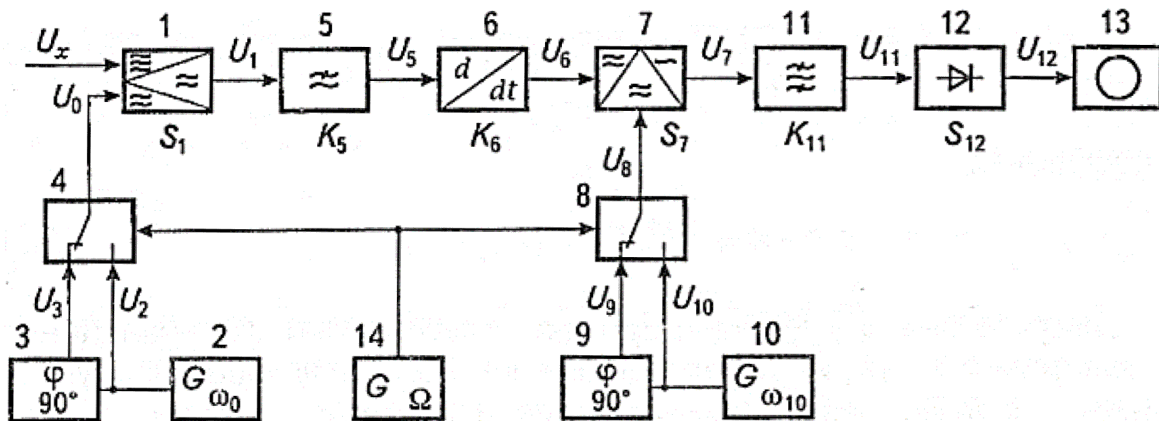


Рис. 3.4. Засоби вимірювання різниці високих частот

Напряга з виходу диференціатора 6 надходить на вхід балансного модулятора 7, на керуючий вхід якого по черговому надходять напруги від генератора 10 частоти ω_{10} безпосередньо й із зсувом фаз на 90° . За цілий період частоти комутації на цьому вході модулятора діятиме напруга:

$$U_8(t) = U_{m10} \cos(\omega_{10}t)F'(t) + U_{m9} \sin \omega_{10} \sin(\omega_{10}t)F''(t). \quad (3.22)$$

У результаті на виході балансного модулятора дістанемо напругу:

$$U_7(t) = S_7 U_8(t) U_6(t), \quad (3.23)$$

яку після перетворень і спрощень, враховуючи значення і властивості комутаційних функцій, можна дати у вигляді:

$$\begin{aligned}
U_7(t) = & \frac{B}{2} [\omega_x(t) - \omega_o] \sin \left\{ \omega_{10} t - \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt \right\} - \\
& - \frac{2B}{\pi} [\omega_x(t) - \omega_o] \sin \left\{ \omega_{10} t + \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt \right\} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \\
& + \frac{B}{\pi} \Omega \sin \left\{ \omega_{10} t - \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt \right\} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(2n-1)\Omega t - \\
& - \frac{4B\Omega}{\pi^2} \sin \left\{ \omega_{10} t + \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt \right\} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(2n-1)\Omega t + \\
& + \frac{B\Omega}{\pi} \cos \left\{ \omega_{10} t + \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt \right\} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(2n-1)\Omega t + \\
& + \frac{4B\Omega}{\pi^2} \cos \left\{ \omega_{10} t - \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt \right\} \sum_{n=1}^{\infty} \sin \frac{(2n-1)\Omega t}{2n-1} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(2n-1)\Omega t,
\end{aligned} \tag{3.24}$$

де $B = AS_7 U_{m10}$ при $U_{m10} = U_{m9}$.

У виразі (3.24) відсутня складова сумарної частоти $\omega_{10} + [\omega(t) - \omega_o]$, оскільки вона автоматично компенсується через зсув фаз у 90° між почергово діючими на модулятор напругами. Це полегшує задачу виділення складової, що несе інформацію про зміни миттєвої частоти вимірювального сигналу. Так, якщо зміни частоти $\omega_x(t) - \omega_o$ менші від значення частоти комутації $[\omega_x(t) - \omega_o < \Omega]$, то за допомогою вибіркового підсилювача, який має смуговий фільтр 11 з центральною частиною ω_{10} і смугою пропускання, що менша від Ω , можна виділити сигнал, напруга якого

$$U_{11}(t) = \frac{B}{2} K_{11} [\omega_x(t) - \omega_o] \sin \left\{ \omega_{10} t - \int [\omega_x(t) - \omega_o] dt \right\}. \tag{3.25}$$

Після лінійного детектування в блоці 12 маємо

$$U_{12}(t) = \frac{B}{2} K_{11} S_{12} [\omega_x(t) - \omega_o], \tag{3.26}$$

тобто вихідна напруга, що подається на відліковий пристрій 13, віддзеркалює закон зміни миттєвої частоти $\omega_x(t)$.

Тенденція до зниження рівня випромінюючої потужності апаратури до значень $1 \cdot 10^{-10} \dots 1 \cdot 10^{-12}$ Вт/см² та $1 \cdot 10^{-18} \dots 1 \cdot 10^{-20}$ Вт/Гц·см² привела до неможливості прямого вимірювання частоти вихідних сигналів, зняття амплі-

літудно-частотних характеристик і визначення їх нерівномірності в діапазоні робочих частот апаратів.

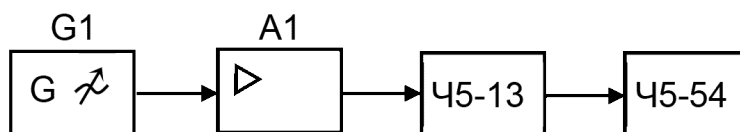


Рис. 3.5. Схема вимірювання частоти низькоінтенсивних НВЧ-сигналів

В той же час необхідність точної оцінки частотних параметрів апаратури очевидна та тісно пов'язана з підвищенням її ефективності. Одним із можливих методів вимірювання частотних параметрів є збільшення рівнів приймаючого сигналу до значень мінімальних робочих рівнів стандартних частотно-вимірювальних приладів — перетворювачів частоти і електронно-лічильних частотомірів (ЕЛЧ). Структурна схема вимірювання (рис. 3.5) включає в себе джерело низькоінтенсивного сигналу ($G1$), вимірювальний підсилювач ($A1$), перетворювач частоти Ч5-13 і ЕЛЧ Ч5-54.

Слід відмітити, що виконання вимірювального підсилювача на діапазоні мм-хвиль є важливою задачею, а можлива практична його реалізація дозволяє тільки на 1-2 порядки (10-20 дБ) підвищити чутливість стандартної частотно-вимірювальної апаратури, наприклад, Ч5-13 від 1 до 10 мкВт, залежно від робочої частоти.

Більш перспективним методом вимірювання частоти низькоінтенсивних сигналів є сумісне використання радіометричної нестандартизованої системи комутаційно-модуляційного типу і стандартних вимірювачів частоти (рис. 3.6). Подібна система дозволяє виміряти частоту низькоінтенсивних сигналів, рівень яких складає $1 \cdot 10^{-10} \dots 1 \cdot 10^{-12}$ Вт.

Вимірювання частоти за допомогою запропонованої системи відбувається в кілька етапів наступним чином. Вихідний сигнал від НВЧ-модуля ($G1$), що перевіряється, $U_{G1} = U_{G1} \cos \omega_{G1} t$ через модулятор $U1$ і вентиль $A1$ поступає на змішувач $U2$. На другий вхід змішувача $U2$ подається напруга гетеродину $G3$:

$$U_{G3} = U_{G3} \cos \omega_{G3} t. \quad (3.27)$$

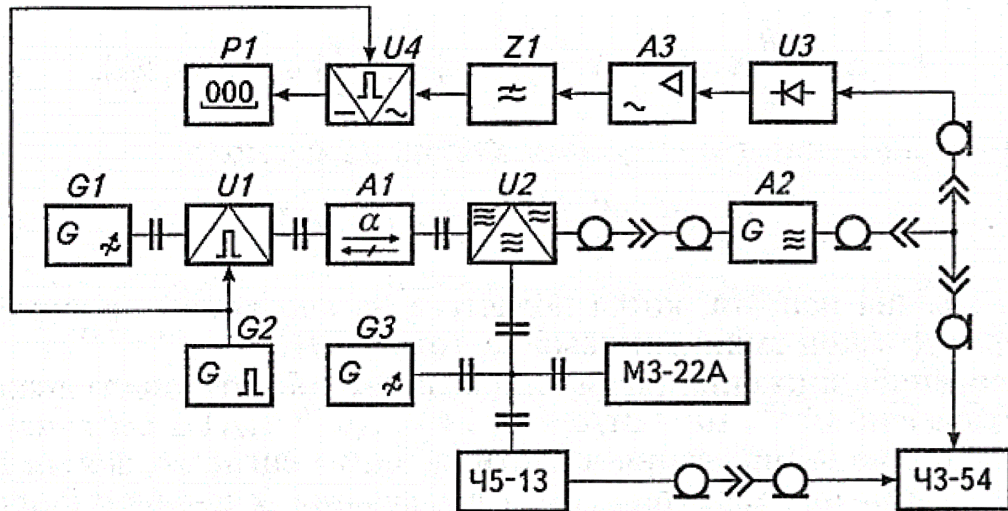


Рис. 3.6. Схема вимірювання частоти низькоінтенсивних сигналів мм-діапазону

На виході змішувача $U2$ смуговим фільтром підсилювача проміжної частоти (ППЧ) $A2$ виділяється напруга низької проміжної частоти:

$$U_{\text{ПЧ}}(t) = k_1 k_2 k_3 S_1 \frac{U_{G1} U_{G3}}{2} (1 + m \text{signs} \sin \Omega t) \cos(\omega_{G3} - \omega_{G1})t, \quad (3.28)$$

де k_1 – коефіцієнт перетворення модулятора $U1$; k_2 – коефіцієнт передачі вентиля $A1$; S_1 – крутизна перетворювача змішувача $U2$; k_3 – коефіцієнт передачі підсилювача ПЧ $A2$; Ω – частота комутуючої напруги; m – коефіцієнт амплітудної модуляції; $\omega_{G3} - \omega_{G1} = \omega_{\text{ПЧ}}$ – проміжна частота, а враховуючи, що $\omega = 2\pi f$ можна записати

$$f_{\text{ПЧ}} = f_{G2} - f_{G1} \quad (3.29)$$

Шляхом зміни частоти гетеродину добиваються максимального показання індикатора $P1$ комутаційно-модуляційного радіометра.

Потім, враховуючи, що потужність гетеродину складає мілівати, проводять точне вимірювання частоти генератора $G3$ за допомогою перетворювача частоти Ч5-13 і електронно-лічильного частотоміра Ч3-54 . Записують значення частоти генератора $G3$ — f_{G3} , а потім, відключивши від частотоміра перетворювач частоти Ч5-13 , підключають вхід Ч3-54 до виходу підсилювача проміжної частоти $A2$ і вимірюють значення ПЧ — $f_{\text{ПЧ}}$.

Використовуючи (3.29), обраховуємо значення частоти НВЧ-модуля:

$$f_{G1} = f_{G2} - f_{\text{ПЧ}}. \quad (3.30)$$

Можливості частотно-вимірювальної системи визначаються сумарним коефіцієнтом підсилення (передачі) від входу НВЧ-модуля до виходу підсилювача проміжної частоти

$$K_{\Sigma} = k_1 k_2 k_3 S_1. \quad (3.31)$$

Відомо, що коефіцієнт підсилення ППЧ може досягати $k_3 \geq 80$ дБ, а сумарні втрати перетворення НВЧ-тракту

$$K'_{\Sigma} = k_1 k_2 S_1 \approx 10 \text{ дБ}. \quad (3.32)$$

Виграш за чутливістю з використанням частотно-вимірювальної системи на 7-8 порядків вище у порівнянні з прямими вимірюваннями стандартними приладами, що забезпечує вимірювання частотно-часових параметрів низькоінтенсивних сигналів з рівнем потужності $1 \cdot 10^{-9} \dots 1 \cdot 10^{-12}$ Вт.

Таким чином, поєднання радіометричної комутаційно-модуляційної системи і набору стандартних приладів значно розширює можливості в галузі частотних вимірювань низькоінтенсивних сигналів.

3.3. Вимірювання повних фазових зсувів

Проблема вимірювання повних фазових зсувів актуальна для різних галузей техніки, особливо пов'язаних з вимірюванням відстаней, геометричних розмірів та інших з використанням сигналів НВЧ-діапазону.

Авторами запропонований спосіб, який забезпечує вимірювання фазового зсуву більших за 2π в ланцюгах з розділеними параметрами.

Спосіб пояснюється таким чином. НВЧ-сигнал заданої частоти f розділяють на опорний і вимірювальний, останній з яких подають на вхід чотириполюсника, що досліджується. Опорний сигнал

$$U_1 = U_{m1} \cos(\omega t - \varphi_1) \quad (3.33)$$

і вимірювальний сигнал з досліджуваного чотириполюсника

$$U_2 = U_{m2} \cos(\omega t - \varphi_2), \quad (3.34)$$

змішують з сигналом гетеродину

$$U_3 = U_{m3} \cos(\omega_1 t - \varphi_3) \quad (3.35)$$

і виділяють вимірювальний і опорний сигнали проміжної частоти

$$U_4 = U_{m4} \cos[(\omega - \omega_1)t - \varphi_2 - \varphi_3], \quad (3.36)$$

$$U_5 = U_{m5} \cos[(\omega - \omega_1)t - \varphi_1 - \varphi_3]. \quad (3.37)$$

Проміжну частоту $\omega_2 = \omega - \omega_1 = const$ стабілізують фазовим автонастроювання частоти гетеродину.

Повний фазовий кут досліджуваного чотириполюсника

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi n + \alpha, \quad (3.38)$$

де n – ціле число фазових циклів; α – фазовий зсув від ділення фазового циклу на частоті $f = \omega/\alpha\pi$, визначається часом запізнення Δt зонduючого сигналу в чотириполюснику.

Враховуючи, що повний кут $\varphi = \omega\Delta t$, вимірювальний та опорний сигнали проміжної частоти

$$U_6 = K_1 K_X U_{m1} U_{m3} \cos(\omega_2 t - \omega\Delta t), \quad (3.39)$$

$$U_7 = K_1 U_{m4} U_{m3} \cos \omega_2 t, \quad (3.40)$$

де K_1 – коефіцієнт, що характеризує втрати перетворення у змішувачах; K_X – модуль коефіцієнту передачі чотириполюсника.

Опорний НВЧ-сигнал зсувають на $\pi/2$ і порівнюють за фазою опорний і вимірювальний сигнали проміжної частоти. Напругу вихідного сигналу фазового детектора, який перемножує ці сигнали, визначають як

$$U_8 = K_2 K_1^2 K_X U_{m1}^2 U_{m3}^2 \cos\left(\omega\Delta t - \frac{\pi}{2}\right) = K_2 K_1^2 K_X U_{m1}^2 U_{m3}^2 \sin(2\pi n + \alpha), \quad (3.41)$$

де K_2 – коефіцієнт фазового детектування.

Вводять компенсуючий фазовий зсув $\Delta\varphi_1$ на проміжній частоті та добиваються нульового значення вихідного сигналу фазового детектора

$$\sin(2\pi n + \alpha - \Delta\varphi_1) = 0, \quad (3.42)$$

тобто ділення фазового циклу $\alpha = \Delta\varphi_1$.

Далі вводять додатковий калібрований фазовий зсув опорного сигналу проміжної частоти, який вибирають в 5-10 разів більший від порогу чутливості фазового детектора. Вихідний сигнал фазового детектора при цьому

$$U_9 = K_2 K_1^2 K_X U_{m1}^2 U_{m3}^2 \sin(\omega\Delta t - \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) > 0. \quad (3.43)$$

Змінюють частоту вимірювального НВЧ-сигналу до встановлення нульового значення вихідного сигналу фазового детектора

$$\sin[(\omega - \Delta\omega)\Delta t - \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2] = \sin(2\pi n + \alpha - \Delta\omega\Delta t - \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) = 0, \quad (3.44)$$

де $\Delta\omega$ – зміна частоти НВЧ-сигналу.

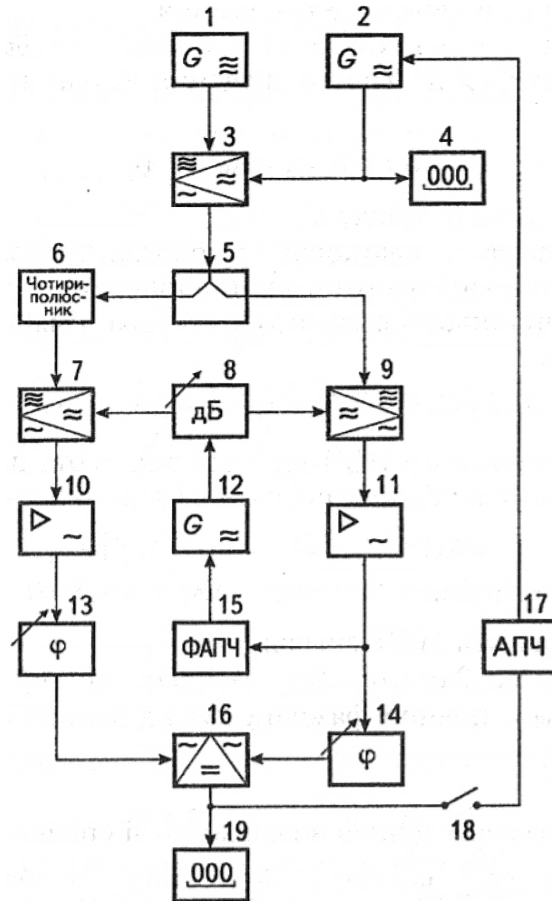


Рис. 3.7. НВЧ-вимірювач повних фазових зсувів

Враховуючи, що $2\pi n + \alpha - \Delta\varphi_1$, дорівнює цілому числу фазових циклів $\omega\Delta t = \Delta\varphi_2$, звідки повний фазовий кут на частоті ω НВЧ-сигналу

$\varphi = \omega\Delta t = \frac{\omega}{\Delta\omega} \Delta\varphi_2$. Ціле число фазових циклі визначають з співвідношення

$$n = \frac{\varphi - \alpha}{2\pi} = \frac{\omega}{\Delta\omega} \left(\frac{\Delta\varphi_2}{2\pi} \right) - \frac{\Delta\varphi_1}{2\pi} = \frac{\omega\Delta\varphi_2 - \Delta\omega\Delta\varphi_1}{2\pi\Delta\omega}, \quad (3.45)$$

а ділення фазового циклу — з співвідношення:

$$\Delta n = \frac{\alpha}{2\pi} = \frac{\Delta\varphi_1}{2\pi}. \quad (3.46)$$

Пристрій, який реалізує спосіб (рис. 3.7), працює наступним чином. НВЧ-сигнал генератора 1 частоти ω балансно модулюється сигналом високої частоти Ω , генератора 2 в балансовому змішувачі 3. Модульований сигнал розділяється на опорний і вимірювальний подільником 5 потужності. Вимірювальний сигнал проходить через досліджувачий чотириполіусник 6 і поступає на перший змішувач 7, а опорний сигнал — на другий змішувач 9, на гетеродинні входи яких через другий подільник 8 потужності подають НВЧ-сигнали частоти ω_2 гетеродина 12. Із змішаних сигналів першим 10 і другим 11 підсилювачами проміжної частоти виділяють сигнали проміжної (різницевої) частоти, яка дорівнює частоті опорного генератора блоку 15 ФАПЧ. При цьому гетеродин 12 налагоджують на одну із бокових частот модульованих коливань ($\omega - \Omega_1 + \omega + \Omega_1$). В результаті фазовий кут $\varphi = 2\pi n + \alpha = 2\pi(n + \Delta n)$, що вноситься чотириполіусником, переноситься на проміжну частоту, наприклад, $\omega + \Omega_1 - \omega_1$. Фазообертачем 13 вводять фазовий зсув і компенсують фазовий кут від ділення фазового циклу, добиваючись нульового показання індикатора 19 (ключ 18 розімкнутий). Значення частоти Ω_1 генератора 2 вимірюється і запам'ятовується лічильним частотоміром 4.

Потім фазообертачем 14 вводять калібрований фазовий зсув $\Delta\varphi_2$ і замикають ключ 18. Під впливом вихідного сигналу фазового детектора 16 з допомогою блоку 17 АПЧ підстроюють частоту генератора 2 в напрямку зменшення вихідного сигналу фазового детектора 16 до нуля. Встановлене значення частоти Ω_2 генератора 2 вимірюють і запам'ятовують за допомогою частотоміра 4. В пам'ять частотоміра 4 через пульт управління вводять значення фазових зсувів $\Delta\varphi_1$ і $\Delta\varphi_2$, значення частоти НВЧ-сигналу ω . В мікропроцесорі частотоміра 4 вираховується зміна частоти зонду чого НВЧ-сигналу $\Delta\omega = (\omega + \Omega_1 - \omega_1) - (\omega + \Omega_2 - \omega_1) = \Omega_1 - \Omega_2$. Враховуючи, що частота НВЧ-сигналу $\omega \gg \Omega_1$, то цілу частину і ділення фазових циклів вираховують за формулами:

$$n = \frac{\omega \Delta \varphi_2 - (\Omega_1 - \Omega_2) \Delta \varphi_1}{2\pi(\Omega_1 - \Omega_2)} \quad \text{та} \quad (3.47)$$

$$\Delta n = \frac{\Delta \varphi_1}{2\pi}, \quad (3.48)$$

а результат виводиться на індикатор частотоміра 4. Повний фазовий кут φ і фазовий зсув від ділення останнього циклу $\Delta \varphi_1$ також виводяться із пам'яті частотоміра в градусах за командою з пульта частотоміра 4.

3.4. Вимірювання фазових зсувів з фазоамплітудним перетворенням

За побудови фазових радіометричних систем для широкого діапазону частот використання фазового детектора (ФД) в якості перетворювача “фаза – напруга” утруднене через обмеженість частотного діапазону помножувальних ФД. Тому в цих випадках доцільно перетворити фазову модуляцію, яка є в пакетній напрузі, в амплітудну з наступним виділенням фазової інформації широкосмуговим амплітудним детектором. Таке перетворення можна здійснити підсумуванням фазомодульованої напруги з опорною напругою незмінної фази. Глибина амплітудної модуляції при цьому буде залежати як від способу формування пакетної напруги, тобто від значення індексу фазової модуляції, так і від фази опорної напруги.

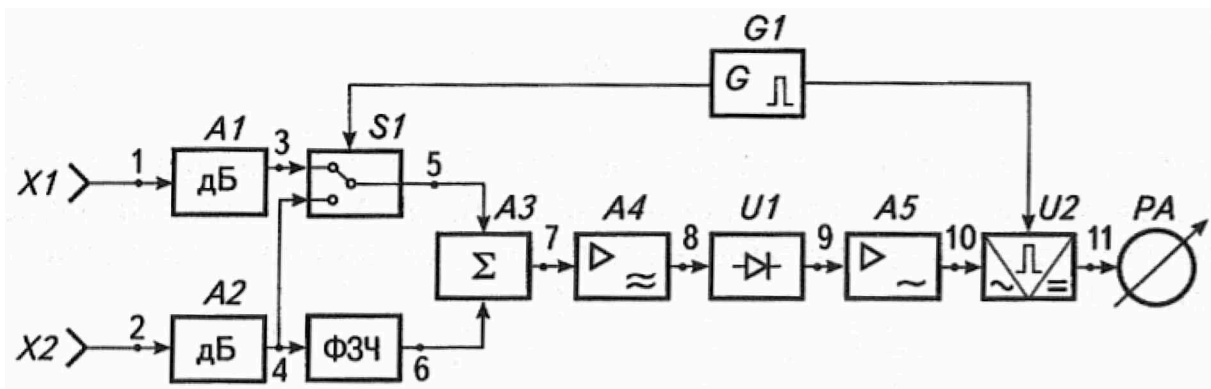


Рис. 3.8. Схема фазового вимірювача періодичного заміщення

Розглянемо особливості фазоамплітудного перетворення при періодичному заміщенні, протипоставленні та інвертуванні вхідних сигналів. При періодичному заміщенні монохроматичних сигналів

$$u_1(t) = U_{m1} \sin \omega t, \quad (3.49)$$

$$u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.50)$$

які порівнюються за фазою (рис. 3.8) з антен $X1$ і $X2$, через атенюатори $A1$ та $A2$ і комутатор $S1$ по чергово поступають на один із входів суматора $A3$. На другий вхід $A3$ поступає лише одна із напруг (опорна) $u_2(t)$. При роботі комутатора $S1$ з частотою $\Omega \ll \omega$ в один із напівперіодів комутації, коли на суматор поступають обидві порівнювані напруги, формуються коливання з сумарною амплітудою

$$U'_{m7} = S_7 \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2} \cos(\varphi + \psi_{6,4})}, \quad (3.51)$$

де $\psi_{6,4}$ – фазовий зсув, який вноситься фазозсуваючим чотиріполюсником (ФЗЧ). В наступний напівперіод комутації, коли на обидва входи суматора подана одна і та ж напруга, формуються коливання з амплітудою

$$U''_{m7} = S_7 U_{m2} \sqrt{2(1 + \cos \psi_{6,4})}. \quad (3.52)$$

При безперервній роботі $S1$ вихідна напруга суматора $A3$ виходить промодульована за амплітудою прямокутною обвідною з частотою комутації Ω . За рівності амплітуд напруг, що порівнюються ($U_{m1} = U_{m2}$) та $\psi_{6,4} = 0$ коефіцієнт модуляції сумарних коливань

$$m = \frac{U''_{m7} - U'_{m7}}{U''_{m7} + U'_{m7}} = \frac{1 - \cos(\varphi/2)}{1 + \cos(\varphi/2)}, \quad (3.53)$$

пропорційний зсуву фаз φ і перетворюється на нуль при $\varphi = 0$. За інших значеннях зсуву фаз ($\varphi \neq 0$) вихідна напруга суматора періодично змінюється, тобто виходить промодульованою за амплітудою за допомогою комутатора $S1$ з глибиною, пропорційною фазовому зсуву.

Виділення фазової інформації відбувається за допомогою квадратичного детектора $U1$. Якщо підсилювач модульованих коливань $A5$ оснастити системою АРУ, що забезпечує постійність амплітуди “несучої” на вході детектора $U1$, то значення випрямленої напруги частоти комутації

$$U_{11} = S_0 \frac{1 - \cos(\varphi/2)}{1 + \cos(\varphi/2)} U_{m8}, \quad (3.54)$$

де $S_0 = s_{9,8} k_{10,8} k_{11,10}$ – крутизна перетворення одноканальної частини схеми, а $U_{m8} = const$.

При малих фазових зсувах $\cos \varphi \approx 1 - (\varphi^2/2)$, і вихідна напруга

$$U_{11} = S_0 \varphi^2 U_{m8} / 8. \quad (3.55)$$

де φ – фазовий зсув, що вимірюється, рад.

Зсуваючи за фазою опорну напругу на 90° ($\psi_{6,4} = \pi/2$), можна отримати лінійну залежність вихідної напруги (струму) від значення фазового зсуву φ . Фазовимірювальні схеми з періодичним заміщенням сигналів, що порівнюються, вийшли досить зручними і надійними при вимірюванні малих і вкрай малих фазових зсувів (менше $0,1^\circ$). Комутаційно-модуляційні пристрої цього типу отримали назву мікрофазометричних пристроїв (МФУ), за допомогою яких вдалося вирішити ряд задач експериментальної фізики. Вперше МФУ були використані для вимірювання природної ширини спектру лампового генератора, потім з їх допомогою був вирішений ряд задач в радіофізиці, оптиці та акустиці.

Для використання розглянутої схеми в якості радіометричного фазоіндикатора, який реагує лише на зміну фазового зсуву, в схему вводяться порівнюючі атенюатори $A1$ і $A2$. Точність індикації нульового зсуву фаз в цьому випадку визначається різницею фазових зсувів, які вносяться $A1$ та $A2$, і похибкою порівняння. Подальше підвищення точності вимірювачів періодичного заміщення здійснюється за допомогою вхідних підсилювачів-обмежувачів, які стабілізують амплітуду порівнених напруг. В діапазоні надзвичайно високих частот розширення частотного діапазону відбувається за допомогою змішувача, гетеродину та підсилювача проміжної частоти (рис. 3.8).

Розглянемо роботу радіометричного фазоамплітудного перетворювача при періодичному протиставленні (рис. 3.9). Монохроматичні сигнали $U_{m1} \sin \omega t$ та $U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$ з антен $X1$ та $X2$ через комутатори $S1$ та $S2$, які здійснюють перехресну комутацію, та фазозсуваючі чотириполосники $\PhiЗЧ1$ та $\PhiЗЧ2$ подаються на суматор $A1$.

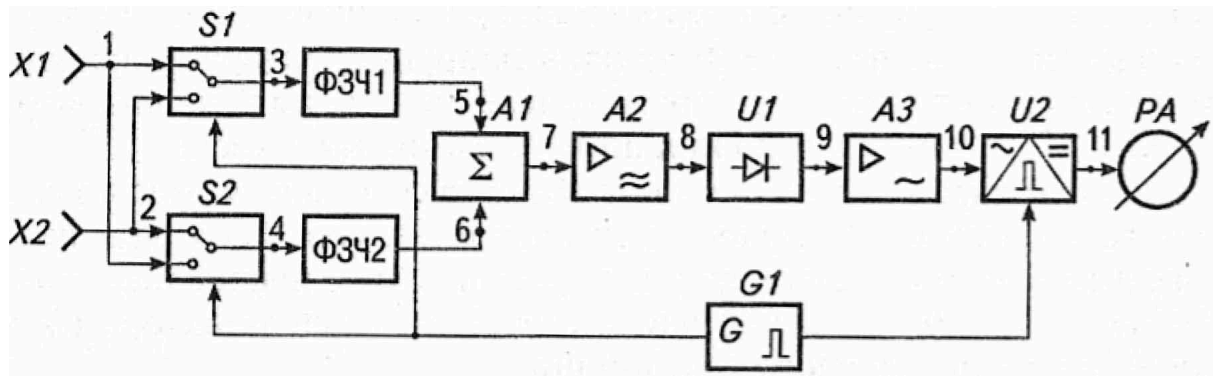


Рис. 3.9. Схема фазового вимірювача з протипоставленням порівнюваних сигналів

В один напівперіод комутації вихідна напруга суматора

$$U'_{m7} = S_7 \sqrt{k_{5,3}^2 U_{m2}^2 + k_{6,4}^2 U_{m1}^2 + 2k_{5,3}k_{6,4} U_{m1} U_{m2} \cos[\varphi + (\psi_{5,3} - \psi_{6,4})]}, \quad (3.56)$$

де $k_{5,3}$, $k_{6,4}$ – коефіцієнти передачі фазозсуваючих чотириполіусників ФЗЧ1 і ФЗЧ2; $\psi_{5,3}$, $\psi_{6,4}$ – фазові зсуви, які вносяться ФЗЧ1 і ФЗЧ2.

В наступний напівперіод комутації

$$U''_{m7} = S_7 \sqrt{k_{5,3}^2 U_{m1}^2 + k_{6,4}^2 U_{m2}^2 + 2k_{5,3}k_{6,4} U_{m1} U_{m2} \cos[\varphi - (\psi_{5,3} - \psi_{6,4})]}. \quad (3.57)$$

З урахуванням співвідношень $U_{m1}/U_{m2} = W$; $\psi_{5,3} - \psi_{6,4} = \psi$; $v_\psi = k_{6,4}/k_{5,3}$ маємо

$$U'_{m7} = S_7 k_{5,3} U_{m2} \sqrt{1 + v_\psi^2 W^2 + 2v_\psi W \cos(\varphi + \psi)}, \quad (3.58)$$

$$U''_{m7} = S_7 k_{5,3} U_{m2} \sqrt{W^2 + v_\psi^2 + 2v_\psi W \cos(\varphi - \psi)}. \quad (3.59)$$

Оскільки в загальному випадку напруги $U'_{m7} \neq U''_{m7}$, то напруга на виході підсумуючого пристрою А1 є також напругою, що модульована за амплітудою з частотою перемикавання Ω . Коефіцієнт амплітудної модуляції за малої глибини

$$m = \frac{U'_{m7} - U''_{m7}}{U'_{m7} + U''_{m7}} \approx \frac{U'_{m7} - U''_{m7}}{2U'_{m7}}. \quad (3.60)$$

Підставивши (3.58) і (3.59) в (3.60), отримаємо у загальному випадку

$$m = \frac{\sqrt{1 + v_\psi^2 W^2 + 2v_\psi W \cos(\varphi + \psi)} - \sqrt{W^2 + v_\psi^2 + 2v_\psi W \cos(\varphi - \psi)}}{\sqrt{1 + v_\psi^2 W^2 + 2v_\psi W \cos(\varphi + \psi)} + \sqrt{W^2 + v_\psi^2 + 2v_\psi W \cos(\varphi - \psi)}}. \quad (3.61)$$

Провівши відповідні перетворення з урахуванням, що для малих кутів або кутів, близьких до 180° $\varphi = \varepsilon$ ($\varepsilon \ll \pi/2$), тобто $\varphi = \pi - \varepsilon$, маємо

$$m = \frac{\sin \psi \sin \varepsilon \left[\frac{2W}{1+W} + \frac{2W^2}{(1+W^2)^2} \cos \varphi \cos \varepsilon \right]}{2 - \frac{2W}{1+W^2} \cos \psi \cos \varepsilon - \frac{W^2}{(1+W^2)^2} (\cos^2 \psi \cos^2 \varepsilon + \sin^2 \psi \sin^2 \varepsilon)}. \quad (3.62)$$

За присутності синфазності або протифазності, коли $\varepsilon = 0$, коефіцієнт амплітудної модуляції $m = 0$. Для вимірювання фазових зсувів відносно 0° -ного і 180° -ного початкових зсувів фаз до виходу суматора підключена схема виділення напруги модулюючої частоти. Напруга обвідної, виділена квадратичним детектором $U1$, підсилюється підсилувачем “обвідної” $A3$ і випрямляється за допомогою фазочутливого випрямляча $U2$, який керується синхронно з $S1$ та $S2$ генератором GI .

За відсутності синфазності або протифазності вихідна напруга

$$U_{11} = s_{9,8} U_{\omega} k_{11,9} m, \quad (3.63)$$

де U_{ω} – рівень “несучої” на виході підсилувача $A3$.

Із формул (3.62) та (3.63) випливає, що при синфазності або протифазності порівнюючих напруг вихідна напруга перетворюється в нуль незалежно від значення W , а отже, і від рівнів сигналів U_{m1} та U_{m2} .

Тому схема перетворювача не вимагає порівнюючих подільників напруги при індикації фазових зсувів. Поблизу 0° -ного або 180° -ного зсувів фаз $\sin \varepsilon \approx \varepsilon$; $\cos \varepsilon \approx 1$ і коефіцієнт амплітудної модуляції

$$m = \frac{\varepsilon \sin \psi \frac{2W}{1+W^2}}{2 - \frac{2W}{1+W^2} \cos \psi - \frac{W^2}{(1+W^2)^2} (\cos^2 \psi + \varepsilon^2 \sin^2 \psi)}. \quad (3.64)$$

Якщо виконати вимогу $\psi = 90^\circ$, то зневажаючи членами другого порядку у знаменнику, отримаємо

$$U_{11} = S_0 \frac{W}{1+W^2} \varepsilon U_\omega, \quad (3.65)$$

де $S_0 = S_{9,8} k_{10,9} k_{11,10}$.

Чутливість схеми до фазового зсуву поблизу $\varphi = 0^\circ$ або $\varphi = 180^\circ$ можна визначити із виразу

$$S_\varphi = \frac{\partial(U_{11})}{\partial\varepsilon} = S_0 \frac{WU_\omega}{1+W^2} \text{ [В/рад]}. \quad (3.66)$$

При $W \gg 1$ чутливість знижується і максимальне значення S_φ буде при $W = 1$, $U_\omega = \text{const}$ і $\psi = 90^\circ$. Зміни чутливості, обумовлені нерівністю амплітуд, в процентах можна визначити як

$$\gamma_{S_w} = \left[\frac{(1-W)/(1+W^2)}{W/(1+W^2)} \right] 100 \text{ [%]}, \quad (3.67)$$

а відхиленням фазового зсуву у цьому випадку ψ від 90°

$$\gamma_{S_\psi} = \left(\frac{1 - \sin \psi}{\sin \psi} \right) 100 \text{ [%]}. \quad (3.68)$$

Оскільки для роботи схеми не вимагається високої постійності 90° -ного зсуву фаз між підсумуючими напругами, то в якості фазозсуваючих чотиріполюсників можна застосовувати широкосмугові квадратурні фазорозщеплювачі, які застосовуються в техніці односмугового зв'язку. При періодичному інвертуванні одна із напруг розщеплюється по фазі на два протифазних напруги за допомогою підсилювача AI з диференційними виходами (рис. 3.10), які по чергово поступають на один із входів суматора. В один напівперіод комутації напруга на виході суматора

$$U'_{m7} = S_7 \sqrt{k_{5,1}^2 U_{m1}^2 + k_{3,2}^2 U_{m2}^2 + 2k_{5,1} k_{3,2} U_{m1} U_{m2} \cos \varphi}, \quad (3.69)$$

де $k_{3,2}$, $k_{4,2}$ – коефіцієнти передачі каналів AI .

В другий напівперіод комутації маємо

$$U''_{m7} = S_7 \sqrt{k_{5,1}^2 U_{m1}^2 + k_{4,2}^2 U_{m2}^2 + 2k_{5,1} k_{4,2} U_{m1} U_{m2} \cos(\varphi + 180^\circ + \varepsilon_i)}, \quad (3.70)$$

де ε_i – фазова похибка інвертування.

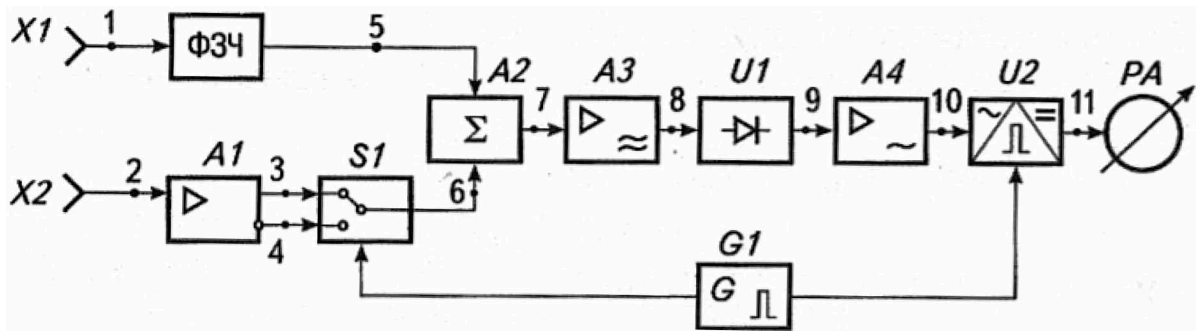


Рис. 3.10. Схема фазового вимірювача з інвертуванням опорного сигналу

При $\varphi \neq 90^\circ$ на виході суматора має місце амплітудна модуляція ($U'_{m7} \neq U''_{m7}$) напруги частоти ω частотою перемикавання Ω . Коефіцієнт амплітудної модуляції при $\delta \rightarrow 0$ ($\varphi = 90^\circ \pm \delta$) дорівнює

$$m = \frac{U'_{m7} - U''_{m7}}{U'_{m7} + U''_{m7}}. \quad (3.71)$$

Для вимірювання фазових зсувів відносно 90° -ного зсуву фаз на виході А2 увімкнена детекторна схема, яка складається з підсилювача “несучої” А3 і квадратичного детектора U1.

Напруга частоти комутації

$$u_9 = s_{9,8} U_\omega m \text{sign} \sin \Omega t \quad (3.72)$$

підсилюється підсилювачем частоти комутації А4 і випрямляється синхронним детектором U2.

Напруга, яка впливає на PA, при $k_{32} = k_{42} = k_{51}$ дорівнює

$$U_{11} = k_{11,9} s_{9,8} U_\omega \frac{2W}{1+W^2} (\delta + \varepsilon_i), \quad (3.73)$$

де $k_{11,9}$ – коефіцієнт передачі підсилювача А4 та випрямляча U2.

Чутливість перетворювача до зміни фазового кута при $\varepsilon_i = 0$:

$$S_\varphi = \frac{\partial U_{11}}{\partial \delta} = k_{11,9} s_{9,8} U_\omega \frac{W}{1+W^2} \text{ [В/рад]}. \quad (3.74)$$

Згідно (3.74) при $\delta = 0$ і точному інвертуванні напруги $u_2(\varepsilon_i = 0)$ $U_{11} = 0$ незалежно від степеня нерівності амплітуд ($W \neq 1$), тоб-

то відсутня амплітудна похибка індикації 90°-ного зсуву фаз. Нерівність амплітуд лише знижує чутливість S_φ .

Розглянемо, як змінюється чутливість (3.74) в залежності від значення W при $U_\omega = const$. Нехай $W \gg 1$ ($U_{m2} \ll U_{m1}$), тоді

$$S_\varphi = k_{11,9} U_\omega s_{9,8} / W. \quad (4.75)$$

Якщо $W \ll 1$ ($U_{m2} \gg U_{m1}$), тоді:

$$S_\varphi = k_{11,9} s_{9,8} U_\omega W. \quad (4.76)$$

У відповідності з (3.75) і (3.76) при нерівності амплітуд напруг ($W \neq 1$) відбувається зменшення чутливості схеми до фазового кута. Тому найбільша чутливість буде при $W = 1$. Тоді для отримання постійної чутливості фазового вимірювача при зміні амплітуд вхідних напруг, рівень напруг на вході детектора U_I вручну або автоматично необхідно підтримувати постійним.

Для вирівнювання амплітуд (інтенсивностей) вхідних сигналів необхідно використати регулюючі атенюатори аналогічно схеми рис. 3.8.

3.5. Радіометричний вимірювач фазових зсувів відбитих НВЧ-коливань

Для діагностики біологічних об'єктів застосовують їхнє зондування електромагнітними коливаннями НВЧ, що дозволяє використовувати ряд специфічних електрофізичних реакцій, властивих живим організмам.

Є експериментальні дані, що свідчать про можливість діагностики ряду захворювань по змінах фази відбитих коливань діапазону НВЧ від БАТ шкіри людини і тварин. Проте ці зміни невеликі, не перевищують одиниці і навіть долей градуса і їхнє вимірювання пов'язане із рядом труднощів.

Вимірювачі зсуву фаз у відбитих НВЧ-коливаннях мають, як правило, двохканальну структуру, до якої входять елементи поділу падаючих і відбитих коливань, два змішувачі, загальний гетеродин, два підсилювачі проміжної частоти, фазовий детектор, підсилювач низької частоти й індикатор. На входах змішувачів сигнали НВЧ-гетеродина мають рівні амплітуди і фази. Сигнали з різницевою частотою, пропорційні різниці фаз вхідних

НВЧ-сигналів, посилюються вузькосмуговими підсилювачами проміжної частоти, а їхня низькочастотна різниця фаз перетворюється фазовим детектором у пропорційну напругу, що вимірюється вихідним індикатором.

Нестабільність вхідних НВЧ-коливань і коливань гетеродина викликає велику відносну зміну проміжної частоти; тому її необхідно вибирати достатньо високою (декілька десятків або навіть сотень мегагерц). Вимірювання зсувів фаз на таких частотах в умовах великих нестабільностей частот є не менше складною задачею, ніж на мм-хвилях.

Для зменшення впливу нестабільностей застосовують низькі (менше 100 кГц) проміжні частоти. При цьому використовується схема двохканального супергетеродинного приймача з автоматичним настроюванням проміжної частоти на частоту опорного генератора. У перетворювачі частоти використовуються стробоскопічні змішувачі і перестроюваний низькочастотний гетеродин, сигнал якого надходить на формувач-генератор стробуючих імпульсів. На виходах підсилювачів проміжної частоти, включених після змішувачів, одержують сигнали, частота яких являє собою різницю частоти НВЧ-коливань і гармоніки частоти перестроюваного низькочастотного гетеродина.

По зазначеній схемі виконані НВЧ-фазометри ФК2-14 і ФК2-18 на частотний діапазон 100-12400 МГц. Проте реалізація їх на діапазон НВЧ пов'язана з великими технічними труднощами по забезпеченню стабільності проміжної частоти, щоб забезпечити високу точність виміру зсувів фази.

Для вимірювання зсуву фаз у відбитих надвисокочастотних коливаннях застосовують вимірювачі ослаблення і фазового зсуву НВЧ-діапазону типу ДК1-14А, ДК1-15А (діапазон частот 37,5-53 ГГц і 53-78 ГГц), що включають генератор гармонійних коливань НВЧ-діапазону, послідовно підключені перший і другий дільники потужності, перший вихід другого дільника потужності з'єднаний зі входом циркулятора, перший вихід якого з'єднаний із приймально-випромінюючою антеною, другий вихід з'єднаний із НВЧ балансним змішувачем, підсилювачем проміжної частоти і формувачем коротких імпульсів. Другий вихід дільника потужності через узгоджувачий аттенюатор з'єднаний із послідовно сполученими другим НВЧ

балансним змішувачем, підсилювачем проміжної частоти і формувачем коротких імпульсів. Крім того, пристрій містить низькочастотний гетеродин, індикатор, електродвигун, два НВЧ кругових фазообертувачі з рухливими роторами, буферні НВЧ-підсилювачі, при цьому НВЧ кругові фазообертувачі з'єднані послідовно і підключені до другого виходу першого дільника потужності, вихід другого фазообертувача через буферні НВЧ-підсилювачі з'єднані з другими входами НВЧ балансних змішувачів, а електродвигун кінематично сполучений із рухливими роторами НВЧ кругових фазообертувачів (рис. 3.3).

Завдяки безупинному обертанню роторів фазообертувачів їхні вихідні сигнали виявляються зміщеними на частоту обертання роторів щодо вхідного НВЧ-сигналу. У результаті змішування НВЧ-сигналів у балансних змішувачах утворюються різницеві низькочастотні сигнали, що виділяються і підсилюються смуговими підсилювачами проміжної частоти. Фазовий зсув вимірюється між низькочастотними сигналами. Роль низькочастотного гетеродина виконує джерело змінного струму, яким збуджується електродвигун. Проте точність виміру фазових зсувів відомим пристроєм невелика через вплив таких факторів:

- неминучого розлагодження вузькосмугових підсилювачів проміжної частоти з великою крутизною фазочастотних характеристик;
- амплітудно-фазових спотворень у НВЧ-змішувачах через нерівність потужностей падаючих і відбитих НВЧ-коливань;
- додаткових фазових зсувів порівнюваних сигналів через міжканальні зв'язки по ланцюгах гетеродина;
- низької частоти зсуву через механічне обертання роторів фазообертувачів, що не дозволяє використовувати високодобротні підсилювачі проміжної частоти.

Тому похибка вимірювання фазових зсувів ДК1-14А, ДК1-15А може складати $\Delta\varphi = \pm 6...10^\circ$, що явно недостатньо для точних вимірів в різних області науки і техніки.

Нижче розглядається радіометрична система (рис. 3.11), у якій забезпечується по чергове змішування НВЧ-коливань НВЧ-сигналами, зміще-

ними по частоті в протилежних напрямках, що дозволяє виключити частотно-фазові й амплітудно-фазові спотворення в каналах пристрою, а також послабити міжканальні зв'язки. Це дасть можливість значно підвищити точність вимірювання фазових НВЧ-коливань.

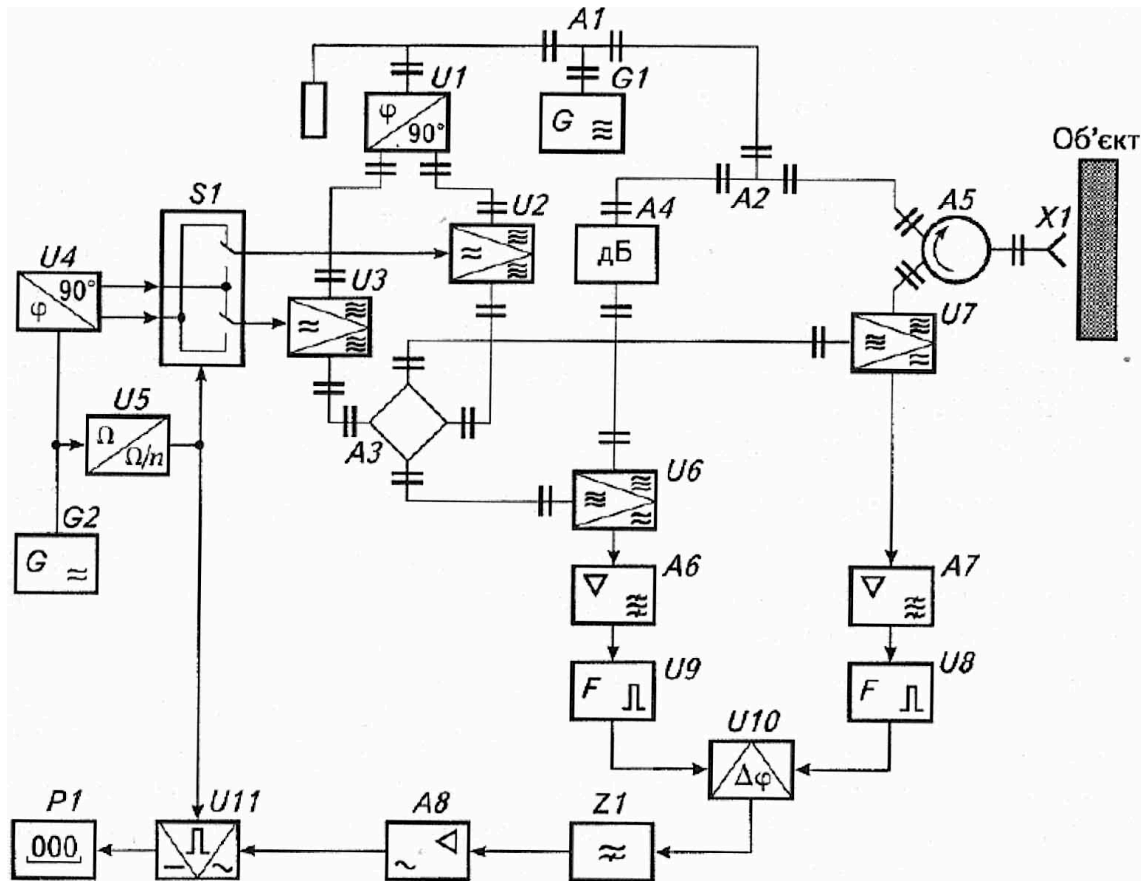


Рис. 3.11. Фазовимірювальна радіометрична система

Пристрій містить генератор $G1$ гармонійних коливань НВЧ-діапазону, дільники потужності $A1$ і $A2$, підключені до генератора, циркулятор $A5$ із під'єднаною приймально-випромінюючою антеною $X1$, направленою на контрольований об'єкт, узгоджувач атенуації $A4$, підключений до другого виходу дільника потужності $A2$, НВЧ балансні змішувачі $U6$ і $U7$, до виходів яких підключені послідовно з'єднані підсилювачі проміжної частоти $A6$ і $A7$, формувачі коротких імпульсів $U9$ і $U8$ та лінійний фазовий детектор $U10$ на тригерах. До другого виходу першого дільника потужності підключений НВЧ квадратурний фазодільник $U1$, до виходів якого через НВЧ балансні модулятори $U2$ і $U3$ підключений подвійний хвилеводний

трійник $A3$, виходи якого з'єднані з другими входами НВЧ балансних змішувачів $U6$ і $U7$, низькочастотний гетеродин $G2$ з'єднаний з низькочастотним квадратурним фазодільником $U4$, виходи якого через двохполюсний комутатор $S1$ з'єднані з модулюючими входами НВЧ балансних модуляторів. Дільник частоти $U5$ з'єднує керуючий вхід двохполюсного комутатора $S1$ і вихід низькочастотного гетеродина $G2$. До виходу тригерного фазового детектора $U10$ підключені послідовно з'єднані фільтр верхніх частот $Z1$, підсилювач низької частоти $A8$, синхронний детектор $U11$ і індикатор $P1$. Керуючий вхід синхронного детектора $U11$ з'єднаний із керуючим входом двохполюсного комутатора.

Система для вимірювання зсуву фаз у відбитих НВЧ-коливаннях працює таким чином. Вихідні гармонійні коливання генератора $G1$ НВЧ-діапазону частоти ω і початкової фази φ_1 ,

$$U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi_1), \quad (3.77)$$

розділяються за допомогою дільників потужності $A1$ і $A2$ на рівні частини. Частина потужності коливань із дільника $A2$ через циркулятор $A5$ надходить в приймально-випромінювальну антену $X1$ і випромінюється в напрямку контрольованого об'єкта. Частина потужності коливань із дільника $A2$ надходить на узгоджуючий атенюатор $A4$. Відбиті від об'єкта коливання

$$U_2(t) = U_{m2} \cos(\omega t + \varphi_2) = 0,5 \Gamma U_{m1} \cos(\omega t + \varphi_1 + \Delta\varphi), \quad (3.78)$$

де Γ – коефіцієнт відбиття, приймаються антеною $X1$ і через вихід циркулятора $A5$ надходять на вхід НВЧ балансного змішувача $U7$ вимірювального каналу. Ослаблені атенюатором $A4$ коливання

$$U_3(t) = U_{m3} \cos(\omega t + \varphi_1), \quad (3.79)$$

надходять на вхід НВЧ балансного змішувача $U6$ опорного каналу.

Електричні довжини НВЧ вимірювального й опорного каналів вибираються однаковими. Частина потужності коливань із дільника $A1$ поступають на НВЧ-фазорозщеплювач $U1$, наприклад, гібридне з'єднання, де розділяється на два рівних квадратурних коливання

$$U_4(t) = U_{m4} \cos(\omega t + \varphi_1) \text{ і } U_5(t) = U_{m5} \sin(\omega t + \varphi_1), \quad (3.80)$$

причому $U_{m4} = U_{m5}$. Коливання $U_4(t)$ і $U_5(t)$ надходять на сигнальні входи НВЧ балансних модуляторів $U2$ і $U3$, на модулюючі входи яких подані низькочастотні квадратурні сигнали

$$U_6(t) = U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_3) \text{ і } U_7(t) = U_{m7} \sin(\Omega t + \varphi_3), \quad (3.81)$$

із рівними амплітудами ($U_{m6} = U_{m7}$). Джерелом низькочастотних сигналів є низькочастотний гетеродин $G2$ звукової частоти Ω , із початковою фазою φ_3 і низькочастотний квадратурний фазорозщеплювач $U4$, вихідні сигнали котрого $U_6(t)$ і $U_7(t)$ надходять на модулюючі входи КВЧ балансних модуляторів через автоматичний двохполюсний комутатор $S1$.

У результаті перетворення на виходах НВЧ-модуляторів $U2$ і $U3$ формуються двохчастотні КВЧ-сигнали сумарної і різницевої частот

$$U_8(t) = 0,5S_1U_{m4}U_{m6} \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_3] + \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_3] \}, \quad (3.82)$$

$$U_9(t) = 0,5S_1U_{m5}U_{m7} \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_3] - \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_3] \}, \quad (3.83)$$

де S_1 – крутизна перетворення балансних модуляторів.

Оскільки $U_{m4}U_{m6} = U_{m5}U_{m7}$, то двохчастотні сигнали $U_8(t)$ і $U_9(t)$ мають однакові амплітуди, а складова зміщених частот — протилежні знаки. Двохчастотні сигнали надходять на входи подвійного хвилеводного трійника $A3$, де вони в плечах трійника підсумовуються і віднімаються. У результаті підсумовування сигналів на одному виході трійника $A3$ утворюються коливання різницевої частоти

$$U'_{10}(t) = S_1K_1U_{m4}U_{m6} \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_3], \quad (3.84)$$

а в результаті віднімання на іншому виході трійника — коливання сумарної частоти

$$U'_{11}(t) = S_1K_1U_{m4}U_{m6} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_3], \quad (3.85)$$

де K_1 – коефіцієнт передачі трійника.

Коливання різницевої частоти надходять на другий вхід балансного змішувача $U7$, а коливання сумарної частоти — на другий вхід балансного змішувача $U6$. У результаті балансного змішування НВЧ-коливань різницевої частоти $U'_{10}(t)$ з НВЧ-коливаннями $U_2(t)$ вимірювального каналу утворюються різницеві коливання низької частоти:

$$U'_{12}(t) = K_1 S_1 S_2 U_{m2} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_2 - \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_4), \quad (3.86)$$

де S_2 – крутизна балансного змішувача; φ_4 – фазовий зсув, внесений змішувачем U_7 .

При балансному змішуванні коливань сумарної частоти $U'_{11}(t)$ з коливаннями $U_3(t)$ також утворюються різницеві коливання низької частоти

$$U'_{13}(t) = K_1 S_1 S_2 U_{m3} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_3 + \varphi_5), \quad (3.87)$$

де φ_5 – фазовий зсув, внесений змішувачем U_6 .

Так як амплітуди потужності коливань U_{m2} і U_{m3} в загальному випадку не рівні через змінність коефіцієнту відбиття Γ від контрольованого об'єкта, то $\varphi_4 \neq \varphi_5$. Сигнали низької частоти $U'_{12}(t)$ і $U'_{13}(t)$ виділяються і посилюються вузькосмуговими виборчими підсилювачами A_6 і A_7 , настроєними на частоту Ω низькочастотного гетеродина G_2 . Проте через неминучої розлагодження виборчих підсилювачів в процесі роботи пристрою вихідні посилені сигнали зсуваються на різні фазові кути

$$U'_{14}(t) = K_1 K_2 S_1 S_2 U_{m2} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_2 - \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_6), \quad (3.88)$$

$$U'_{15}(t) = K_1 K_3 S_1 S_2 U_{m3} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_7), \quad (3.89)$$

де φ_6 і φ_7 – фазові зсуви, внесені розлагодженими виборчими підсилювачами A_6 і A_7 відповідно ($\varphi_6 \neq \varphi_7$); K_2 і K_3 – коефіцієнти передачі підсилювачів A_6 і A_7 .

За допомогою формувачів U_8 і U_9 створюються короткі імпульси в моменти переходу через нуль кривих напруг, що надходять на лінійний фазовий детектор U_{10} , виконаний, наприклад, по двохполярній тригерній схемі. Вихідна напруга фазового детектора пропорційно різниці фаз вхідних сигналів

$$U'_{16}(t) = S_3(\arg U'_{14} - \arg U'_{15}) = S_3(\varphi_2 - \varphi_1 + \varphi_4 + \varphi_6 - \varphi_5 - \varphi_7), \quad (3.90)$$

де S_3 – чутливість фазового детектора.

Двохполюсний комутатор S_1 управляється прямокутною напругою дільника частоти U_5 , що збуджується низькочастотною напругою гетеродина G_2 . При коефіцієнті ділення n дільника частоти U_5 через часові інтервали $2\pi n / \Omega$ відбувається зміна положення контактів комутатора S_1 . При

цьому відбувається взаємне заміщення низькочастотних модулюючих сигналів зсунутих на 90° . У результаті цього здійснюється взаємне заміщення сумарних і різницевих коливань НВЧ-діапазону на виходах подвійного хвилеводного трійника $A3$

$$U''_{10}(t) = S_1 K_1 U_{m4} U_{m6} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_3], \quad (3.91)$$

$$U''_{11}(t) = S_1 K_1 U_{m4} U_{m6} \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_3]. \quad (3.92)$$

Потім НВЧ-коливання $U_2(t)$ вимірювального каналу змішуються з НВЧ-коливаннями сумарної частоти $U''_{10}(t)$, що утворює різницеві коливання низької частоти виду

$$U''_{12}(t) = K_1 S_1 S_2 U_{m2} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4). \quad (3.93)$$

НВЧ-коливання $U_3(t)$ опорного каналу змішуються з НВЧ-коливаннями різницевої частоти $U''_{11}(t)$. У результаті перетворення одержуємо різницеве низькочастотне коливання

$$U''_{13}(t) = K_1 S_1 S_2 U_{m3} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_3 + \varphi_5). \quad (3.94)$$

Оскільки вибірккові підсилювачі вносять ті ж самі фазові зсуви в посилені напруги, то

$$U''_{14}(t) = K_1 K_2 S_1 S_2 U_{m2} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_6), \quad (3.95)$$

$$U''_{15}(t) = K_1 K_2 S_1 S_2 U_{m3} U_{m4} U_{m6} \cos(\Omega t + \varphi_3 + \varphi_5 + \varphi_7). \quad (3.96)$$

Вихідна напруга фазового детектора з урахуванням змінених значень аргументів порівнюваних напруг приймає вигляд

$$U''_{16} = S_3 (\arg U''_{14} - \arg U''_{15}) = S_3 (\varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_6 - \varphi_5 - \varphi_7). \quad (3.97)$$

З порівняння напруг U'_{16} і U''_{16} видно, що при зміні положення комутатора $S1$ змінюється знак різниці фаз, що вимірюється ($\varphi_2 - \varphi_1$ на $\varphi_1 - \varphi_2$), а інші складові залишаються незмінними. Тому при періодичній роботі комутатора $S1$ у вихідній напрузі фазового детектора $U10$ виникає змінна складової напруги, що пропорційна тільки різниці фаз, що вимірюється

$$U_{17} = 0,5(U'_{16} - U''_{16}) = S_3 (\varphi_2 - \varphi_1). \quad (3.98)$$

Змінна складова U_{17} виділяється фільтром верхніх частот $Z1$, посилюється підсилювачем частоти комутації $A8$, і випрямляється синхронним детектором $U11$. Випрямлена напруга вимірюється індикатором $P1$

$$U_{18} = S_0(\varphi_2 - \varphi_1), \quad (3.99)$$

де S_0 – загальна чутливість перетворення різниці фаз у постійну напругу.

З отриманого виразу видно, що результат комутаційного перетворення не залежить від амплітудно-фазових спотворень у змішувачах (φ_4 та φ_5) і частотно-фазових спотворень у виборчих підсилювачах (φ_6 та φ_7). Так як гетеродинні входи НВЧ-змішувачів розв'язані між собою подвійним хвилеводним трійником, то практично відсутні фазові спотворення від паразитних міжканальних зв'язків.

Таким чином, розглянута радіометрична система для вимірювання зсуву фаз відбитих НВЧ-коливань інваріантна до фазових спотворень у перетворювальних каналах, що забезпечує підвищення точності виміру інформаційних змін фази відбитих коливань.

Експериментальні дослідження макетного зразка системи в 5-мм-діапазоні НВЧ-частот (55-65 ГГц) підтвердили можливість виміру малих змін фази відбитого сигналу в межах $5\text{-}20^\circ$ із похибкою не більш $\pm 0,1^\circ$ при зсуву частоти 10 кГц і коефіцієнті відбиття $\Gamma = 0,7\dots 0,3$.

3.6. Вимірювання фазових затримок

Фазовий зсув електричних коливань у каналі поширення визначається добутком колової частоти ω на час поширення

$$\Phi = \omega\tau = 2\pi N + \varphi, \quad (3.100)$$

де N – ціле число фазових циклів у 360° (2π радіан); φ – дробова частина останнього фазового циклу.

Тривалість фазової затримки τ на шляху D розраховується за допомогою фазової швидкості V поширення в середовищі

$$\tau = D/v = D\sqrt{\varepsilon\mu}/c, \quad (3.101)$$

де c – швидкість світла у вакуумі; ε , μ – проникність середовища відповідно електрична та магнітна.

Затримка тривалістю 1 нс за частот понад 100 МГц викликає фазовий зсув, що перевищує 2π радіан. Оскільки розглянуті перетворення фазометрів з гетеродинним перетворенням частоти такого перевищення не реєст-

рують, то в даному випадку спостерігається неоднозначність відліку фазового зсуву. На високочастотній ділянці радіодіапазону через неоднозначність фазових співвідношень доцільним є перехід від вимірювання фазового зсуву, що вноситься, наприклад, ВЧ-трактом, до вимірювання фазової затримки $\tau = \Phi/\omega$ в ньому. За нерівномірністю характеристики фазової затримки $\tau(\omega)$ у діапазоні частоти ω можна судити про наявність фазочастотних спотворень у ВЧ-тракті. Інтеграл за кутовою частотою від фазової затримки є ФЧХ досліджуваного ВЧ-тракту.

Найпростіший метод вимірювання фазової затримки передбачає перемноження сигналів з виходу та входу досліджуваного кола при подачі на вхід гармонічної напруги від генератора, що перестроюється за частотою. Перемножені напруги інтегрують зі сталою часу, яка набагато більша за їх період, і нульове значення добутку фіксують інерційним індикаторним приладом при перестроюванні частоти генератора. Шуканий час затримки визначають за різницею частот f_1 і f_2 генератора сигналу змінної частоти, що відповідають двом сусіднім нульовим показам приладу

$$\tau = \frac{1}{2(f_2 - f_1)}. \quad (3.102)$$

Недолік цього методу — низька точність вимірювання затримки за значної нерівномірності АЧХ досліджуваного кола через фазоамплітудні похибки та неідентичність вхідних кіл помножувача. Інший метод вимірювання часу затримки за періодом повторення радіоімпульсів із сталою початковою фазою високочастотного заповнення. Для однозначного визначення моменту збігу радіоімпульсів їх високочастотне заповнення модулюється за частотою. У процесі підсумовування таких радіоімпульсів з виходу та входу електричного кола спостерігається амплітудна модуляція послідовності сумарних імпульсів, яка зникає за однозначного збігу радіоімпульсів. Проте частотна модуляція високочастотного заповнення радіоімпульсів призводить до появи паразитної амплітудної модуляції через нерівномірність АЧХ контрольованого кола, що суттєво знижує точність визначення часу затримки. Цей недолік можна частково усунути: після ви-

значення однозначного збігу за фазою високочастотних коливань заповнення так само, як і в раніше розглянутому методі, коли зникне амплітудна модуляція сумарних радіоімпульсів високочастотного заповнення, маніпулюють двома частотами, які мають однакове затухання в досліджуваному колі. У процесі вибору частот маніпуляції в межах рівномірної ділянки АЧХ затухання, що вноситься досліджуваним колом для обох частот однакове, що усуває паразитну амплітудну модуляцію.

Розглянутим методам вимірювання затримки властиві такі недоліки.

1. Оскільки фазова неідентичність вхідних кіл є зростаючою функцією частоти, різниця додаткових фазових кутів ($\varphi_1 - \varphi_3$) пропорційна різниці частот ($f_2 - f_1$). Із зменшенням затримки τ збільшується різниця частот, а отже і фазова похибка від неідентичності.
2. Нерівномірність АЧХ контрольованого кола змінює її коефіцієнт передачі $K(f)$, що викликає появу фазоамплітудної похибки через нерівність амплітуд перемножуваних напруг, що зростає із збільшенням різниці частот ($f_2 - f_1$).
3. Неможливість вимірювання малих затримок, фазовий зсув від яких сумірний із фазовою неідентичністю вхідних ланок помножувача.
4. Трудність автоматизації процесу вимірювання через необхідність фіксації двох нульових значень помножувача, які відповідають значенням різниці фаз 90° і 270° .

Зазначених недоліків позбавлений описаний далі метод, який дає змогу з високою точністю вимірювати час затримки в електричних колах з великою нерівномірністю АЧХ. Напруги з виходу та входу контрольованого кола 1 перемножують, інтегрують отриману напругу і фіксують її нульове значення за частотою

$$U_1 = U_m^2 K(f_1) S \cos(2\pi f_1 \tau + \varphi_1 + \varphi_2), \quad (3.103)$$

де U_1 – стала складова напруг, що перемножуються; U_m – амплітуда напруги на вході контрольованого кола; $K(f_1)$ – коефіцієнт передачі контрольованого кола на частоті f_1 ; S – масштабний коефіцієнт перетворення помножувача; φ_1 – фазовий зсув помножувача на частоті f_1 , зумовлений неіден-

тичністю ФЧХ його вхідних кіл; φ_2 – фазовий зсув помножувача на частоті f_1 через нерівність амплітуд напруг, що перемножуються.

Із співвідношення (3.103) випливає, що стала складова напруг, що перемножуються, зникають ($U_1 = 0$), якщо виконується умова

$$2\pi f_1 \tau + \varphi_1 + \varphi_2 = \pi/2. \quad (3.104)$$

Потім в одну з напруг, що перемножуються, вводять калібровану затримку $\Delta \tau$, що викликає малі відхилення від нульового значення

$$U_1 = \frac{1}{2} U_m^2 K(f_1) S \cos[2\pi f_1 (\tau - \Delta \tau) + \varphi_1 + \varphi_2] > 0. \quad (3.105)$$

Далі змінюють частоту напруг, що перемножуються, до значення за якого знову досягається нульове значення

$$U_2 = \frac{1}{2} U_m^2 K(f_2) S \cos[2\pi f_2 (\tau - \Delta \tau) + \varphi_3 + \varphi_4] = 0, \quad (3.106)$$

де φ_3 – фазовий зсув помножувача на частоті f_2 , зумовлений неідентичністю ФЧХ його вхідних кіл; φ_4 – фазовий зсув помножувача на частоті f_2 через нерівність амплітудних напруг, що перемножуються, яка зросла і була викликана нерівномірністю АЧХ контрольованого кола.

Із (3.106) випливає, що

$$2\pi f_2 (\tau - \Delta \tau) + \varphi_3 + \varphi_4 = \pi/4. \quad (3.107)$$

Розв'язавши (3.104) і врахувавши (3.106), дістанемо

$$\tau = \frac{2\pi f_2 \Delta \tau + \Delta \varphi_1 + \Delta \varphi_2}{2\pi(f_2 - f_1)}, \quad (3.108)$$

де $\Delta \varphi_1 = \varphi_1 - \varphi_3$ – похибка від різниці неідентичності фазових зсувів вхідних кіл помножувача на частотах f_1 і f_2 ; $\Delta \varphi_2 = \varphi_2 - \varphi_4$ – похибка від різниці фазоамплітудних похибок помножувача на частотах f_1 і f_2 .

У разі ідеального перемноження

$$\tau = \frac{f_2 \Delta \tau}{f_2 - f_1}, \quad (3.109)$$

тобто шуканий час затримки τ визначають за добутком каліброваної затримки $\Delta \tau$, помноженої на відношення другої частоти до рівності другої та першої частот.

Порівняно з іншими методами діапазон зміни частоти напруг, що перемножуються, суттєво зменшений. Величину зменшення можна визначити порівнянням різниці частот при вимірюванні однієї й тієї самої затримки тривалістю τ за відомими і запропонованими методами

$$\tau = \frac{1}{2(f_2 - f_1)}, \quad (3.110)$$

$$\tau = \frac{f'_2 \Delta \tau}{f'_2 - f_1}, \quad (3.111)$$

де f_2, f'_2 – друге значення частоти в методі відповідно відомому та запропонованому.

Із (3.110) і (3.111) випливає, що

$$\frac{f'_2}{f'_2 - f_1} = \frac{1}{2\pi \tau f'_2} = \frac{\pi}{\Delta \varphi}, \quad (3.112)$$

де $\Delta \varphi = 2\pi \Delta \tau f'_2$ – фазовий зсув, що вноситься каліброваною затримкою на частоті f'_2 .

За умови заміни вибору $\Delta \varphi \ll \pi$, тобто $\Delta \tau \ll \tau$, досягається значний стиск частотного діапазону $f'_2 - f_1$ порівняно з $f_2 - f_1$. Завдяки цьому похибки при вимірюванні затримки пропонованим методом суттєво менші, тобто $\varphi_1 - \varphi'_3 + \varphi_2 - \varphi'_4 \ll \varphi_1 - \varphi_3 + \varphi_2 - \varphi_4$, де φ'_3, φ'_4 – фазові кути на частоті f'_2 .

На рис. 3.12 зображено структурну схему, що реалізує описаний метод вимірювання фазової затримки, а на рис. 3.13 — графік зміни напруги залежно від частоти генератора, який живить електричне коло з контрольованою затримкою.

На вхід кола $A1$ з контрольованою затримкою τ подається напруга від генератора $G1$ з частотою, що перестроюється. Напруга сигналу з виходу контрольованого кола $A1$ надходить на один вхід перемножувача $U1$, на інший вхід якого через перемикач $S1$ надходить вхідна напруга кола $A1$.

Напруга, що отримується в результаті помноження сигналів, усереднюється фільтром $Z1$ і подається на вихідний прилад $A3$. Зондуюча частота f_1 генератора $G1$ регулюється до встановлення нульового показу приладу $A3$. Значення частоти f_1 фіксується оператором (рис. 3.13, нуль на кривій

А). Потім перемикачем S1 вводять додаткову калібровану затримку A2, що викликає мале відхилення напруги від нульового значення (рис. 3.13, перехід на криву В).

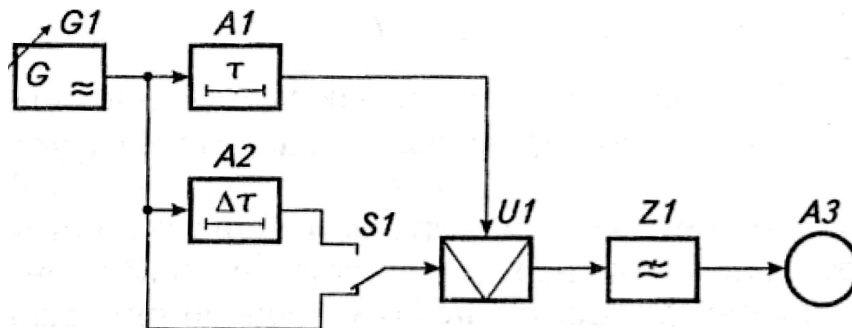


Рис. 3.12. Вимірювання тривалості затримки ланцюга методом додаткової затримки

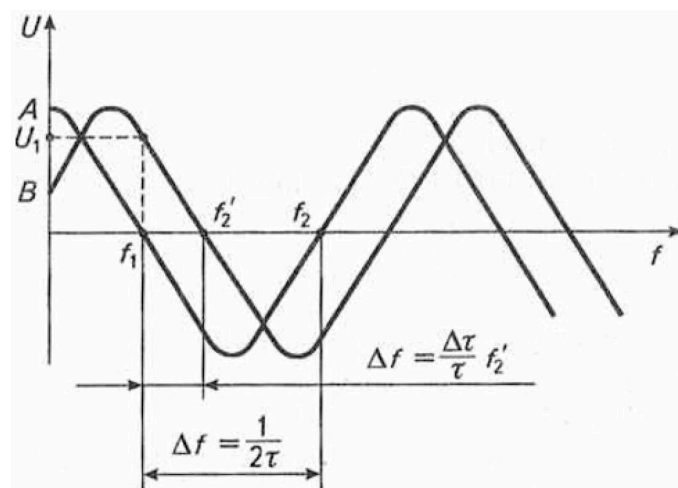


Рис. 3.13. Залежність показу індикатора вимірювача затримки від частоти досліджуваного сигналу

Після цього змінюють частоту генератора $G1$ до значення f_2' , за якого знову досягається нульове значення напруги (рис. 3.13, нуль на кривій В). Тривалість затримки контрольованого кола визначається за (3.111). Оскільки значення $\Delta\tau$ вибирають за умови $\Delta\tau \ll 1/f_1$, а значення частоти f_2' наближається до значення f_1 , фазовий зсув $\Delta\varphi \ll \pi$. Тому чим меншою вибрано тривалість додаткової затримки порівняно з періодом напруг, що перемножуються, тим більш стислим є частотний діапазон $f_2' - f_1$ (практично

в 50-100 разів). Завдяки цьому похибки вимірювання затримки від неідеальності ФЧХ помножувача та нерівномірності його АЧХ суттєво менші.

Розглянутий метод з додатковим введенням фазової затримки в частки періоду порівнюваних за фазою сигналів значно зменшує діапазон перебудовування цих сигналів і дає змогу автоматизувати процес вимірювання. Останнє досягається за рахунок отримання одного й того самого фазового зсуву на близьких частотах (рис. 3.13).

На рис. 3.14 зображено функціональну схему автоматичного вимірювача тривалості затримки. Керовані за частотою високочастотні генератори $G1$ і $G2$ своїми виходами з'єднані із входами автоматичного комутатора $S1$. Вхідна клемма контрольованого кола $A1$ з'єднана із входом широкопasmового атенюатора $A2$ і виходом автоматичного комутатора $S1$, а також із входом блоку $A3$ додаткової затримки, вихід якого з'єднаний з одним із входів другого комутатора $S2$. Другий вхід комутатора $S2$ з'єднаний із виходом широкопasmового атенюатора $A2$.

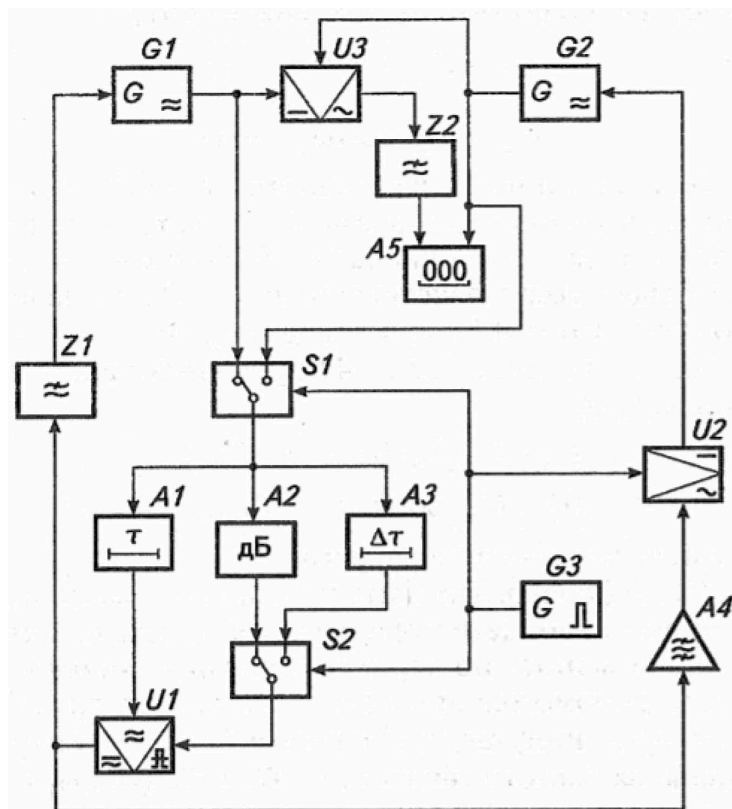


Рис. 3.14. Функціональна схема автоматичного вимірювача тривалості затримки

Фазовий детектор $U1$ одним входом з'єднаний із вихідною клемою контрольованого кола $A1$, а вихід фазового детектора $U1$ із входом першого фільтра $Z1$ нижніх частот і зі входом вибіркового посилювача $A4$ частоти комутації. Вихід автоматичного комутатора $S2$ підімкнений до другого входу фазового детектора $U1$, а вихід підсилювача $A4$ частоти комутації – до входу синхронного детектора $U2$, керуючий вхід якого з'єднаний з керуючими входами автоматичних комутаторів $S1$ і $S2$ та виходом комутаційного генератора $G3$. Вихід синхронного детектора $U2$ з'єднаний з керуючим входом генератора $G2$, керуючий вхід генератора $G1$ – з виходом ФНЧ $Z1$. Виходи генераторів $G1$ і $G2$ з'єднані із входами балансного змішувача $U3$, вихід якого через другий ФНЧ $Z2$ з'єднаний з одним входом цифрового частотоміра $A5$ підімкнений до виходу генератора $G2$.

Автоматичний вимірювач тривалості затримки працює таким чином. Високочастотні коливання однакових амплітуд

$$U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (3.113)$$

$$U_2 = U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (3.114)$$

генераторів $G1$ і $G2$ по черзі через автоматичний комутатор $S1$, що керується низькочастотною напругою U_3 , надходять на вхідну клему контрольованого кола $A1$. Водночас маніпульована за частотою напруга U_1 , що складається з пакетів напруг U_1 , U_2 , діє на вхід широкосмугового атенюатора $A2$ і блока затримки $A3$.

На вхід контрольованого кола $A1$ проходять пакети напруг U_1 і U_2 , що затримані за часом

$$U'_5 = U'_{m5} \cos[\omega_1(t - \tau) + \varphi_1], \quad (3.115)$$

$$U''_5 = U''_{m5} \cos[\omega_2(t - \tau) + \varphi_2], \quad (3.116)$$

де τ – тривалість затримки, що вимірюється.

Напруги U'_5 і U''_5 по черзі діють на один вхід фазового детектора $U1$. На інший вхід цього детектора по черзі діють пакети напруг U_6 і U_7 , що пройшли відповідно через атенюатор $A2$ або блок $A3$ додаткової затримки за допомогою затримки за допомогою автоматичного комутатора $S2$.

В один півперіод комутаційної напруги U_3 , частоту якого вибрано значно меншою за частоту генераторів $G1$ і $G2$ ($\Omega < \omega_1$ і $\Omega < \omega_2$), на входи фазового детектора $U1$ діють пакети напруги U'_5 з вихідної клеми контрольного кола $A1$ і напруги U_6 з виходу атенюатора $A2$ через комутатор $S2$. На виході фазового детектора $U1$ утворюється постійна напруга

$$U'_8 = \frac{K_1}{2} \cos \omega_1 \tau, \quad (3.117)$$

де K_1 – коефіцієнт перетворення фазового детектора, В/рад.

Напруга U'_8 через ФНЧ $Z1$ діє на керуючий вхід генератора $G1$, змінюючи його частоту ω_1 до значення, за якого ця напруга буде мінімальною. За кілька тактів комутації ця напруга практично стає близькою до нуля ($U'_8 = 0$). В інший півперіод комутації на виході фазового детектора $U1$ утворюється напруга

$$U''_8 = \frac{K_1}{2} \cos(\tau - \Delta\tau)\omega_2, \quad (3.118)$$

де $\Delta\tau$ – тривалість додаткової затримки, що вноситься ланкою $A3$ і вибирається з умови $\Delta\tau \ll 2\pi/\omega_1$.

У результаті неперервної роботи комутаторів $S1$ і $S2$ на виході фазового детектора $U1$ нарівні із сталою виникає також змінна складова напруги частоти комутації з амплітудою

$$U_{m9} = \frac{K_1}{4} [(\omega_1 - \omega_2)\tau + \omega_2\Delta\tau]. \quad (3.119)$$

Автоматичне перестроювання частоти ω_1 генератора $G1$ забезпечує роботу фазового детектора $U1$ поблизу нуля, тобто на лінійній ділянці перетворювальної характеристики. Тому амплітуда змінної напруги за умови $\Delta\tau \ll 2\pi/\omega_1$

$$U_{m9} = \frac{K_1}{4} [(\omega_1 - \omega_2)\tau + \omega_2\Delta\tau]. \quad (3.120)$$

Змінна напруга U_9 виділяється вибіркоким підсилювачем $A4$ частоти комутації та випрямляється синхронним детектором $U2$. Випрямлена напруга U_{10} діє на керуючий вхід генератора $G2$, змінюючи його частоту до

значення, за якого напруга U_{10} наблизиться до нуля. Нехтуючи статичністю системи автопідстроювання частоти, дістанемо

$$(\omega_1 - \omega_2)\tau + \omega_2\Delta\tau = 0, \quad (3.121)$$

звідки тривалість затримки, що вимірюється

$$\tau = \Delta\tau \frac{f_2}{f_2 - f_1}. \quad (3.122)$$

Коливання генераторів $G1$ і $G2$ змішуються в балансовому змішувачі $U3$. Другим ФНЧ $Z2$ виділяється коливання різницевої частоти $f_2 - f_1$, які надходять на один із входів цифрового частотоміра $A5$. На інший вхід частотоміра $A5$ надходять коливання генератора $G2$ з частотою f_2 . Коли частотомір $A5$ працює в режимі вимірювання відношення частот $f_2/(f_2 - f_1)$, його покази будуть пропорційні затримці, що вимірюються. Блоком $A3$ з відомою затримкою можна використовувати, наприклад, інтегруюче RC -коло із стабільного резистора R і конденсатора C . Оскільки фазовий зсув і групова тривалість затримки в такому колі залежить від частоти

$$\varphi = -\arctg RC\omega, \quad (3.123)$$

$$\tau(\omega) = -\frac{\alpha\varphi}{\alpha\omega} = \frac{RC}{1 + (RC\omega)^2}, \quad (3.124)$$

від цього виникає додаткова похибка, що визначається частотою генератора $G2$ і вибраними параметрами R і C . Наприклад якщо $R = 10$ Ом і $C = 10^{-10}$ Ф, то фазовий зсув на частоті 10 МГц $\varphi \approx 0,06$ рад. У цьому частотному діапазоні таке коло вносить малий фазовий зсув, тому $(RC\omega)^2 \ll 1$ і (4.23) перетворюється до вигляду

$$\tau(\omega) \approx RC[1 - (RC\omega)^2]. \quad (3.125)$$

Підстановка (3.125) у (3.122) дає уточнену формулу для розрахунку

$$\tau = \frac{f_2}{f_1 - f_2} RC[1 - (2\pi f_2 RC)^2]. \quad (3.126)$$

Формула (3.126) є справедливою за взятих припущень. Порівняння виразів (3.122) і (3.126) дає змогу оцінити додаткову похибку від дисперсії затримки в RC -колі

$$\gamma_{\Delta\tau} = \frac{(RC)^3 (2\pi f_2)^2}{RC [1 - (RC 2\pi f_2)^2]} 100\%. \quad (3.127)$$

На частоті 10 МГц похибка від дисперсії $\gamma_{\Delta\tau} \approx 0,5\%$. Очевидно, що збільшенням частоти ця похибка також зростає. Для виключення цієї похибки треба використовувати частотонезалежну затримку $\Delta\tau$.

Отже, розглянутий вимірювач дає змогу повністю автоматизувати процес вимірювання з досить високою точністю. Оскільки знято обмеження на форму АЧХ контрольованого кола, з'явилась можливість вимірювати затримку аперіодичних і коливальних ланок з великим затуханням. Похибка вимірювання затримки за розглянутим методом у діапазоні до 10 МГц не перевищує 0,5...1,0%.

У розглянутому двочастотному методі завдяки затримці, що вводиться, значно стискається потрібний для її вимірювання частотний діапазон перестроювання генераторів, що зменшує похибки від неідентичності ФЧХ помножувача та нерівномірності АЧХ досліджуваної ланки.

Проте розглянутому методу властиві також недоліки:

- у разі вимірювання тривалих затримок частоти двох генераторів мало відрізняються одна від однієї та різниця частот стає сумірною з флуктуаційною нестабільністю частоти генератора, що перестроюється;
- операція перемноження здійснюється з напругами двох різних частот, при цьому наявна похибка, що зумовлена частотними властивостями помножувача;
- у каліброваній лінії затримки, що вводиться, похибка від дисперсії тривалості затримки в ній принципово не усувається повною мірою, оскільки сигнал, що затримується в ній, змінюється в діапазоні частоти генератора, який перестроюється.

Використання частотозмішуючих перетворювачів сигналів (ЧПС) підвищує точність вимірювання великої фазової затримки в колах з нерівномірністю АЧХ. Для цього високочастотну напругу $U_1 = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi_1)$ подають на вхід досліджуваного кола з контрольованою затримкою τ . Зна-

чення вихідної напруги досліджуваного кола $U_2 = U_{m2} \cos[\omega(t - \tau) + \varphi_1]$ перемножують із значенням вхідної напруги U_1 та інтегрують

$$U_3 = \int U_1(t)U_2(t)dt = U_{m1}U_{m2} \cos \omega\tau. \quad (3.128)$$

Регулюють фазу однієї з напруг, що перемножуються, до отримання нульового значення проінтегрованої напруги:

$$U_4 = U_{m1}U_{m2} \cos(\omega\tau + \varphi_2) = 0. \quad (3.129)$$

Потім зсувають за частотою в бік збільшення вхідну високочастотну напругу досліджуваного кола на значення низької частоти Ω , а вихідна напруга цього кола — на те саме значення низької частоти, але в бік зменшення. Відновлюють початкове нульове значення проінтегрованої напруги, що перемножуються, на кут, який реєструється, $\Delta\varphi$:

$$U_5 = U_{m1}U_{m2} \cos[(\omega + \Omega)\tau + \varphi_2 - \Delta\varphi] = 0. \quad (3.130)$$

З отриманого виразу випливає, що фазовий зсув кола, що реєструється, пов'язаний із зсувом частоти та тривалістю витримки виразом:

$$\Delta\varphi = \Omega\tau. \quad (3.131)$$

Отже, шукана тривалість фазової затримки:

$$\tau = \frac{\Delta\varphi}{\Omega}. \quad (3.132)$$

Однозначність вимірювання тривалості витримки за фазовим зсувом забезпечується вибором низької частоти:

$$\Omega \leq \pi/\tau_{\max}, \quad (3.133)$$

де τ_{\max} — максимальне значення вимірювальної затримки.

Завдяки зазначеним операціям із вхідною та вихідною напругами досліджуваного кола порівняння та вимірювання зсувів виконуються на фіксованій (кварцованій частоті, що виключає фазочастотні похибки. За рахунок високої стабільності частоти кварцевого генератора гармонічних коливань суттєво підвищується точність вимірювання, яка і за значних затримок може бути сумірною з відносною нестабільністю частоти, що дорівнює $10^{-7} \dots 10^{-8}$.

Структурну схему фазового вимірювача затримки з прямим і зворотним зсувами частоти досліджуваного сигналу зображено на рис. 3.15.

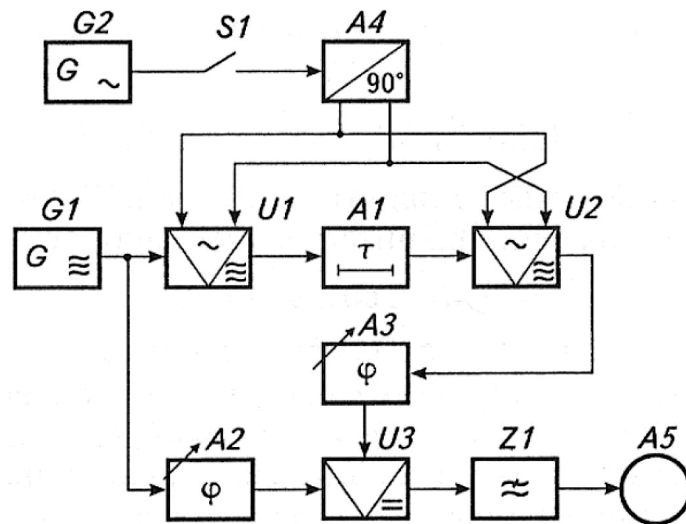


Рис. 3.15. Схема фазового вимірювача затримки з прямим і зворотним зсувами частоти досліджуваного сигналу

Генератор $G1$ високої частоти через пристрій зсуву частоти $U1$ підімкнено до досліджуваного кола $A1$ і через установчий фазообертач $A2$ — до одного із входів помножувача $U3$.

Інший вхід помножувача через відліковий фазообертач $A3$ та пристрій зсуву частоти $U2$ з'єднаний з виходом досліджуваного кола $A1$. Напруга, яка отримується в результаті перемноження, усереднюється фільтром $Z1$ та індукується вихідним приладом $A5$. Генератор $G2$ низької частоти через ключ $S1$ з'єднаний з виходом фазорозщеплювача $A4$, фази якого з'єднані з протилежними входами кіл керування пристроїв зсуву частоти $U1$ і $U2$. Після замикання ключа $S1$ низькочастотні напруги частоти Ω відповідних фаз надходять на керуючі кола пристроїв зсуву частоти $U1$ і $U2$.

На виходах цих пристроїв формуються напруги з частотою, що дорівнює сумі $\omega + \Omega$ або різниці $\omega - \Omega$ частот високо- та низькочастотної напруг (залежно від напрямку чергування фаз цих напруг). Оскільки керуючі кола пристроїв зсуву частоти $U1$ і $U2$ ввімкнені зустрічно, у разі зсуву частоти пристроєм $U1$ в бік збільшення в пристрої $U2$ відбуваються зсув у протилежний бік і відновлення початкового значення високої частоти ω . У цьому разі фазовий зсув, що вноситься досліджуваним колом, збільшується на $\Delta\varphi = \Omega\tau$. Додатковий фазовий зсув $\Delta\varphi$ компенсують відліковим фазообертачем $A3$, відновлюють нульове значення проінтегрованої напруги

за вхідним приладом $A5$. Тривалість витримки досліджуваного кола $A1$ визначають за (3.132).

Структурну схему автоматичного пристрою для вимірювання тривалості витримки зображено на рис. 3.16. Високочастотні коливання генератора $G1$ стабільної частоти ω проходять через блок зміщення частоти і діють на коло $A1$ з контрольованою затримкою τ .

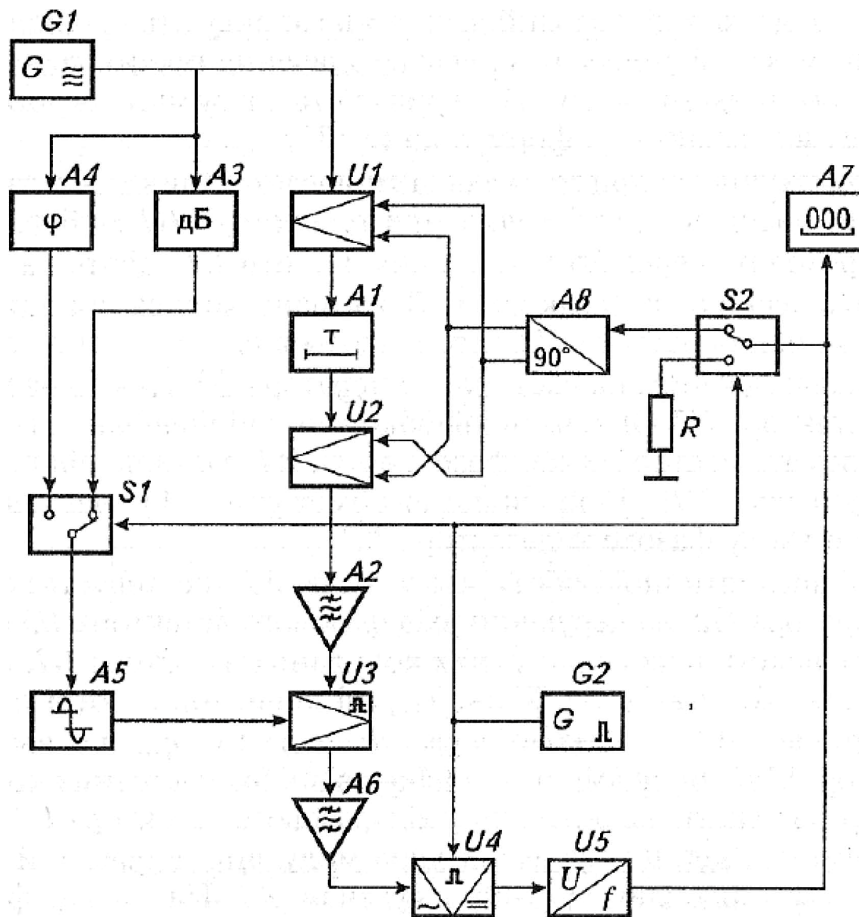


Рис. 3.16. Структурна схема автоматичного вимірювача тривалості затримки

Затримані коливання проходять блок зміщення частоти $U2$, підсилюються вибіркоким підсилювачем $A2$, що настроєний на частоту ω генератора $G1$, і діють на вхід фазового детектора $U3$. Одночасно високочастотні коливання генератора $G1$ через атенюатор $A3$ або фазообертач $A4$ (залежно від положення комутатора $S1$) і підсилювач-обмежувач $A5$ надходять до керуючого входу фазового детектора $U3$. У разі автоматичної роботи комутатора $S1$, що керується напругою генератора $G2$, на керуючий вхід фа-

зового детектора $U3$ по черзі надходять пакети високочастотних коливань генератора $G1$, що проходять крізь комутатор $S1$. У цьому разі коливання, що пройшли атенюатор $A4$, додатково зсуваються на кут φ_o , що вводиться. Атенюатор $A3$ зрівнює амплітуди пакетів високочастотних коливань, що по черзі діють на керуючий вхід фазового детектора $U3$ як опорні коливання. Залишкова амплітудна модуляція в пакетній напрузі подавляється підсилювачем-обмежувачем $A5$. На виході фазового детектора $U3$ виділяється модулююча напруга з частотою комутації, яка підсилюється низькочастотним вибіркоким підсилювачем $A6$, випрямлюється синхронним детектором $U4$, що керується комутаційним генератором $G2$. У положенні комутаторів $S1$ і $S2$ на вхід вибіркового підсилювача $A2$ надходять затримані коливання вихідної частоти

$$U_2 = U_{m2} \cos[\omega(t - \tau) + \varphi_1], \quad (3.134)$$

що зсунуті за фазою на кут $\varphi_2 = \omega\tau + \varphi_1$. Ці коливання порівнюються за фазою з опорним коливанням фазового детектора $U3$ з початковою фазою φ_1 . Вихідна напруга фазового детектора з лінійною перетворювальною характеристикою пропорційна різниці фаз порівнюваних коливань

$$U_3 = S\Delta\varphi = S\omega\tau, \quad (3.135)$$

де S – крутість перетворення детектора, В/град.

У протилежному положенні комутаторів $S1$ і $S2$ у блоці $U1$ частота високочастотних коливань ω збільшується на частоту змішуючих коливань Ω . Через коло $A1$ з контрольованою затримкою τ проходять зміщені за частотою коливання

$$U_4 = U_{m4} [(\omega + \Omega)(t - \tau) + \varphi_1], \quad (3.136)$$

які зсуваються за фазою на кут $\varphi_3 = (\omega + \Omega)\tau + \varphi_1$: у блоці $U2$ високочастотні коливання $\omega + \Omega$ зменшуються на частоту змішуючих коливань Ω , що приводить до відновлення початкового значення частоти високочастотних коливань ω , але з фазовим кутом φ_3 . Ці коливання підсилюються вибіркоким підсилювачем $A2$ і порівнюються за фазою в детекторі $U3$ з опорним коливанням, зсунутими за фазою фазообертачем $A4$ на кут φ_o . У

цьому разі на виході фазового детектора $U3$ створюється напруга $U_5 = S_1(\omega + \Omega)\tau - \varphi_o$.

Автоматична робота комутаторів $S1$ і $S2$ викликає появу у вихідній напрузі фазового детектора $U3$ змінної складової напруги з частотою комутації $U_6 = (U_3 - U_5)/2 = S_1(\varphi_o - \omega\tau)/2$. Вихідна напруга синхронного детектора $U4$ пропорційна підсиленій змінній напрузі частоти комутації:

$$U_7 = \frac{1}{2} K_1 S_1 (\varphi_o - \Omega\tau), \quad (3.137)$$

де K_1 – коефіцієнт підсилення підсилювача $A5$.

Напруга U_7 перетворюється блоком $U5$ у частоту електричних коливань:

$$\Omega = K_1 S_1 S_2 (\varphi_o - \Omega\tau), \quad (3.138)$$

де S_2 – крутість перетворення напруги в частоту, Гц/В.

Напруга частоти Ω розщеплюється фазообертачем $A6$ на квадратурні складові, які в подальшому використовуються для зміщення частоти високочастотних коливань у блоках $U1$ і $U2$. В усталеному режимі частота змішуючих коливань набуває значення:

$$\Omega = \frac{K_1 S_1 S_2 \varphi_o}{1 + K_1 S_1 S_2 \tau}. \quad (3.139)$$

Якщо вибрати $K_1 = 10^4 \dots 10^5$, одиницею у знаменнику (3.139) можна знехтувати. Тоді тривалість контрольованої затримки буде:

$$\tau = \frac{\varphi_o}{\Omega} = \frac{\varphi_o}{2\pi} T, \quad (3.140)$$

де $T = \frac{2\pi}{\Omega}$ – період змішуючих коливань.

Отже, за періодом змішуючих коливань, який вимірюється цифровим частотоміром $A7$, що працює в режимі вимірювання періоду (T), реєструють значення контрольованої затримки.

Завдяки високій стабільності частоти кварцового генератора $G1$ і застосуванню вузькосмугового підсилювача $A2$ досягається висока стабільність роботи фазового детектора $U3$. Крім того, за рахунок роботи фазо-

бертача $A4$ на фіксованій частоті повністю виключається його фазочастотна похибка, що підвищує точність вимірювання фазової затримки.

Вимірювання затримки за періодом змішуючих коливань дає змогу знизити відносну похибку вимірювання тривалих затримок ($\tau \gg 2\pi/\omega$) до $(\pm 0,2 \dots 0,5)\%$ у разі затування, що вноситься контрольованим колом до 80 дБ на фіксованих частотах 1...50 МГц. У цьому разі нестабільність перетворювальних характеристик фазового детектора S_1 не впливає на результат вимірювання. Зазвичай на частотах НВЧ-діапазону ця похибка має значно вище значення і може складати одиниці процентів (5-8%).

За тривалих затувань у досліджуваному чотириполіуснику сигнали, що перемножуються, дуже відрізняються за амплітудою, що знижує точність індикації нульового значення їх добутку.

Щоб підвищити точність вимірювання, високочастотний сигнал $U_1 = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi_1)$ фіксованої частоти ω , що проходить через контрольований чотириполіусник, піддають односмуговій модуляції сигналом низької частоти $U_2 = U_{m2} \cos(\Omega_1 t + \varphi_2)$. У результаті односмугової модуляції частота високочастотного сигналу ω_2 зменшується чи збільшується на значення модулюючої частоти Ω_1 залежно від напруги передачі спектра сигналу ($\omega - \Omega_1$ або $\omega + \Omega_2$). За вибраної напруги передачі, наприклад з передачею нижньої білої смуги, високочастотний сигнал набуває вигляду

$$U_3 = U_{m3} \cos[(\omega - \Omega_1)t + \varphi_1 - \varphi_2].$$

Високочастотний модульований сигнал U_3 проходить через контрольований чотириполіусник з фазовою затримкою τ . Вихідний ослаблений сигнал чотириполіусника $U_4 = K_1 U_{m3} \cos[(\omega - \Omega_1)(t - \tau) + \varphi_1 - \varphi_2]$ (де K_1 – коефіцієнт передачі чотириполіусника) перемножують з високочастотним модульованим сигналом U_1 фіксованої частоти ω

$$U_5 = K_1 U_{m1} U_{m3} \cos(\omega t + \varphi_1) \cos[(\omega - \Omega_1)(t - \tau) + \varphi_1 - \varphi_2]. \quad (3.141)$$

Виділяють із спектра сигналів, що перемножувались, складову частоти модуляції

$$U_6 = K_1 K_2 U_{m1} U_{m3} \cos[\Omega_1 t + (\omega - \Omega_1)\tau + \varphi_2], \quad (3.142)$$

де K_2 – коефіцієнт фільтрації.

Перемножують виділений сигнал U_6 низької частоти Ω_1 з модулюючим сигналом U_2 та інтегрують

$$U_7 = K_1 K_2 U_{m1} U_{m3} \cos(\omega - \Omega_1)\tau. \quad (3.143)$$

Зменшують частоту модуляції Ω_1 до отримання нульового значення проінтегрованого сигналу

$$\cos(\omega - \Omega_2)\tau = \cos\frac{\pi}{2}. \quad (3.144)$$

Затримують високочастотний немодульований сигнал фіксованої частоти ω , на який помножують вихідний сигнал чотиріполюсника, на фазовий кут $\Delta\varphi$. Тоді складова частота частоти модуляції Ω_2 , що виділяється, набуває вигляду

$$U'_2 = K_1 K_2 U_{m1} U_{m3} \cos[\Omega_2 t + (\omega - \Omega_2)\tau + \varphi_2 - \Delta\varphi]. \quad (3.145)$$

Знову зменшують частоту модуляції Ω_2 до відновлення нульового значення проінтегрованого сигналу:

$$\cos[(\omega - \Omega_3)\tau - \Delta\varphi] = \cos\frac{\pi}{2}. \quad (3.146)$$

Прирівнюючи ліві частини відношень (3.144) і (3.146), отримують вираз для тривалості фазової затримки

$$\tau = \frac{\Delta\varphi}{\Omega_2 - \Omega_3} = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \frac{1}{F_2 - F_3}, \quad (3.147)$$

де F_2, F_3 – частоти модулюючого сигналу.

Фазова стала чотиріполюсника

$$\beta_2 = \omega\tau = 2\pi f_o \tau = \frac{f_o}{F_2 - F_3}, \quad (3.148)$$

де f_o – фіксована частота високочастотного сигналу.

Однозначність вимірювання фазової затримки за різницею частот $F_2 - F_1$ і фазовим зсувом $\Delta\varphi$ забезпечується у разі вибору цих параметрів умовами

$$10\delta\varphi \leq \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}, \quad (3.149)$$

$$10\delta\varphi \leq (\Omega_2 - \Omega_3)\tau_{\max} \leq \frac{\pi}{2}, \quad (3.150)$$

де $\delta\varphi$ – поріг чутливості за фазою при індикації нульового значення проінтегрованого сигналу; τ_{\max} – максимальне значення фазової затримки чотириполюсника.

Згідно з цими умовами початкове значення частоти модуляції та фазовий зсув, що вводиться, вибирають з таких співвідношень:

$$F_1 = \frac{1}{4\tau_{\max}}, \quad (3.151)$$

$$\Delta\varphi \approx \frac{\pi}{4}. \quad (3.152)$$

Так, вимірюючи фазову затримку чотириполюсника $\tau = 10$ мкс, необхідно початкову частоту модуляції вибрати $F_1 = 25$ кГц.

Значення згасання контрольованого чотириполюсника теоретично не впливає на співвідношення (3.144) і (3.146), за якими визначають фазову затримку (3.147) і сталу (3.148). Практично остаточне значення порога чутливості системи індикації нульового значення проінтегрованого сигналу за значного згасання чотириполюсника знижує точність вимірювання його тимчасових параметрів.

Проте можливість значного підсилення низькочастотних сигналів U_6 і U'_6 з малими фазовими спотвореннями дає змогу зрівняти амплітуди сигналів, що перемножуються, і тим самим розширити діапазон контрольованих чотириполюсників за згасанням до 80...100 дБ.

Порівняно з розглянутими методами підвищення точності вимірювання затримки досягнуто за рахунок живлення контрольованого чотириполюсника сигналом стабільної частоти f_0 , яку змінюють у невеликих межах односмугової модуляції сигналів низьких частот F_2 і F_3 . Точність вимірювання частоти низькочастотних сигналів вища за точність вимірювання частоти високочастотних сигналів. Значно знижено вплив згасання чотириполюсника на точність вимірювання фазової затримки та фазової сталої за рахунок можливості підсилення низькочастотних сигналів з малим фазо-

вим спотворенням, та високочастотного перемноження низькочастотних сигналів із виділенням сталої складової з сигналів, що перемножуються.

Структурну схему пристрою, що реалізує описаний алгоритм вимірювання, зображено на рис. 3.17.

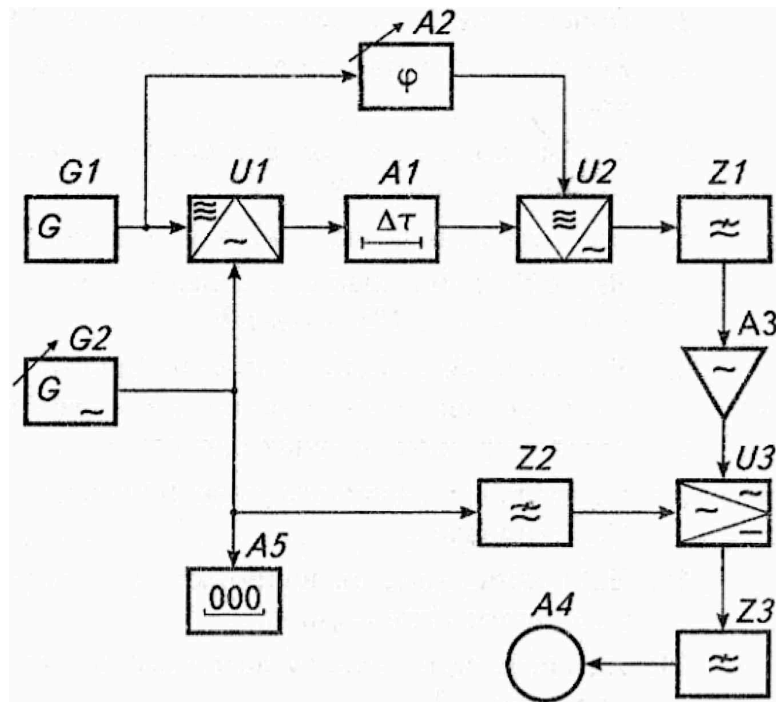


Рис. 3.17. Структурна схема фазового вимірювача затримки чотириполюсників з тривалими затуханнями

Високочастотний сигнал генератора $G1$ у модуляторі $U1$ піддається односмуговій модуляції сигналом низької частоти генератора $G2$. У результаті односмугової модуляції частота високочастотного сигналу зменшується на початкове значення частоти генератора $G2$, яке вибирають з (4.49). Модульований сигнал проходить через контрольований чотириполюсник $A1$, затримується ним і діє на один вхід якого надходить немодульований високочастотний сигнал генератора $G1$, фазообертач $A2$ у цьому разі встановлено в нульове положення. Із сигналів, що перемножуються, в балансовому змішувачі $U2$ ФНЧ $Z1$ виділяється сигнал модулюючої частоти, який підсилюється підсилювачем $A3$ низької частоти та перемножується з модулюючим сигналом генератора $G2$ у помножувачі $U3$. Із перемножених сигналів фільтром $Z3$ виділяється постійна напруга, яка фіксується

індикатором $A4$. Зміною частоти генератора $G2$ встановлюють нульовий показ індикатора $A4$ і відраховують частоту модулюючого сигналу за цифровим частотоміром $A5$. Потім за допомогою фазообертача $A2$ затримують на вибраний кут високочастотний сигнал генератора $G1$, зміною частоти генератора $G2$ відновлюють нульовий показ індикатора $A4$. Вимірявши частотоміром $A5$ друге значення частоти генератора $G2$, за (3.147) визначають фазову затримку τ , а за (3.148) – фазову сталу чотириполюсника $A1$.

Ефективність розглянутого способу полягає у підвищенні достовірності контролю тимчасових параметрів в чотириполюсників, затухання сигналу в яких досягає 80 дБ.



Контрольні питання

1. Намалювати епюру двох гармонічних сигналів та пояснити, що таке різниця фаз двох коливань?
2. Привести схему НВЧ-вимірювача ослаблення та фазового зсуву. Пояснити принцип роботи схеми.
3. Пояснити суть фазової постійної в ланцюгах НВЧ-сигналів.
4. Які ви знаєте методи вимірювання частоти в НВЧ-діапазоні?
5. Розповісти про метод вимірювання частоти низько інтенсивного сигналу НВЧ-діапазону.
6. Що таке повний фазовий зсув та як його поміряти?
7. Як пов'язаний повний фазовий зсув з часовою затримкою сигналу в НВЧ-тракті?
8. В чому суть фазоамплітудного перетворення, як реалізується схема періодичного інвертування та протиставлення порівнюваних сигналів?
9. Пояснити методику вимірювання фазового зсуву відбитих НВЧ-коливань.
10. Намалюйте схему фазовимірювача з періодичним зміщенням частоти гетеродина.
11. Як виміряти фазову затримку за допомогою сигналів двох частот?
12. Описати принцип роботи автоматичного вимірювача тривалості затримки?
13. Для чого використовується у вимірювачах затримки прямий та зворотній зсув частоти досліджуємого сигналу?
14. Як виконати вимірювання фазової затримки чотириполюсника з великим затуhanням?
15. Привести фазочастотну характеристику чотириполюсника, якщо фазова затримка не залежить від частоти?

РОЗДІЛ 4 МОДУЛЯЦІЙНІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ НВЧ-КІЛ ТА РЕЗОНАТОРІВ

4.1. Попередні зауваження

Ланцюги НВЧ-діапазону з розподіленими постійними мають широке розповсюдження в НВЧ-техніці. Коаксіальні та хвилеводні лінії забезпечують передачу електромагнітної енергії та зв'язок між блоками НВЧ-вимірювачів. Хвиля, яка розповсюджується трактом з розподіленими постійними характеризуються комплексними амплітудами електромагнітного E_c та магнітного H_c полів. Зв'язок між векторами падаючої хвилі E_c та H_c залежить від типу хвилі, на якій здійснюється перенос енергії. Так для хвилі типу Е $E_{cn}/H_{cn} = \mu v_{gp}$, для хвилі типу Н $E_{cn}/H_{cn} = v_{gp}/\epsilon$, а для Т-хвилі

$$Z_0 = \frac{E_{cn}}{H_{cn}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}},$$

де: μ , ϵ – магнітна та діелектрична проникливості; v_{gp} – групова швидкість розповсюдження хвилі в лінії; Z_0 – хвильовий опір.

Хвильовий опір коаксіальної лінії визначається як

$$Z_0 = 13,9 \lg \frac{D}{d}, \quad (4.1)$$

де D , d – діаметри відповідно зовнішнього та внутрішнього провідника.

Для хвилеводної лінії хвильовий опір має вигляд

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \frac{b}{a}, \quad (4.2)$$

де λ – довжина хвилі; b , a – поперечні розміри хвилеводу.

Хвилеводи мають значні переваги перед коаксіальними лініями, оскільки мають менші втрати, забезпечують передачу сигналів великої потужності та мають більшу жорсткість.

Розміри стандартизованих коаксіальних ліній та хвилеводів наведені в таблиці 4.1. Поряд з використанням хвилеводів в НВЧ-діапазоні в останній час все більшого використання набувають так звані смугові лінії передачі. Вони складаються з двох металевих смужок, простір між якими заповнюється твердим діелектриком або повітрям. Маючи менші габарити, ніж хвилеводи, та ширшу смугу робочих частот, смугові лінії не пристосовані для передачі значних потужностей, а з тим використовуються в ланцюгах з невеликою потужністю.

Табл. 4.1

Хвилеводи		
Діапазон частоти, ГГц	Перетин хвилеводу, мм	Довжина хвиль, мм
118,1 – 178,4	1,6 × 0,8	2,53 – 1,6
78,33 – 118,1	2,4 × 1,2	3,82 – 2,53
53,54 – 78,33	3,6 × 1,8	5,6 – 3,82
37,5 – 53,57	5,2 × 2,6	8,0 – 5,6
25,86 – 37,5	7,2 × 3,4	11,6 – 8,0
17,44 – 25,86	11 × 5,5	17,2 – 11,6
12,05 – 17,44	17 × 8	24,9 – 17,2
8,24 – 12,05	23 × 10	36,4 – 24,9
6,85 – 9,95	28,5 × 12,6	43,7 – 30,15
5,64 – 8,24	35 × 115	53,19 – 36,4
3,94 – 5,64	48 × 24	76,14 – 53,19
2,59 – 3,94	72 × 34	115,83 – 76,14
Коаксіальні лінії		
D, мм	d, мм	Частота, ГГц
16,0	5,95	до 7,5
16,0	4,6	до 3,0
7,0	3,04	до 18,0
3,5	1,52	до 36,0

Вимірювальна схема електричного параметру НВЧ-сигналу або ланцюга включає в себе джерело НВЧ-сигналу (генератор GI), НВЧ-вимірювач (PAI) та ділянку НВЧ-ланцюга $A1$.

Таким чином, складні НВЧ-ланцюги та пристрої представляються у вигляді простої еквівалентної схеми лінійного чотириполюсника (рис. 4.1).

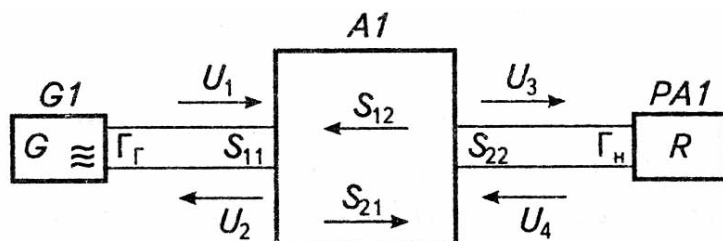


Рис. 4.1. Схема НВЧ-ланцюга з еквівалентним чотириполюсником

Вхідні та вихідні параметри схеми рис. 4.1 описуються рівняннями

$$U_2 = S_{11}U_1 + S_{12}U_4, \quad (4.3)$$

$$U_3 = S_{21}U_1 + S_{22}U_4, \quad (4.4)$$

де S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} – комплексні коефіцієнти схеми.

В матричній формі рівняння (4.3) і (4.4) можна записати у вигляді:

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_4 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} U_1 \\ U_4 \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

де $[S]$ – матриця розсіювання чотириполюсника.

Коефіцієнт відбиття НВЧ-вимірювання (навантаження R) та генератора GI :

$$\Gamma_{\text{н}} = \frac{U_4}{U_3}, \quad \text{а} \quad \Gamma_{\text{Г}} = \frac{U_2}{U_1}, \quad (4.6)$$

звідки

$$U_4 = U_3\Gamma_{\text{н}}, \quad \text{а} \quad U_2 = U_1\Gamma_{\text{Г}}. \quad (4.7)$$

Використовуючи вимірювання коефіцієнтів $\Gamma_{\text{н}}$, $\Gamma_{\text{Г}}$ та відношення U_2/U_1 отримуємо систему рівнянь яка дозволяє визначити коефіцієнти матриці розсіювання та провести розрахунки властивостей складних НВЧ-пристроїв та ланцюгів.

Таким чином характеристика узгодження ланцюгів характеризуються коефіцієнтом відбиття та стоячої хвилі. Коефіцієнт відбиття можна записати також у вигляді:

$$\Gamma = \left| \frac{E_{CB}}{E_{cn}} \right| e^{j\varphi}, \quad (4.8)$$

де φ – різниця фаз між відбитою E_{CB} та падаючою E_{cn} хвилею сигналу.

Коефіцієнт стоячої хвилі за напругою

$$K_{CTU} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad (4.9)$$

де U_{\max} і U_{\min} – максимальне та мінімальне значення напруги в лінії; $|\Gamma|$ – модуль коефіцієнту відбиття.

Режим повного узгодження НВЧ-елементів з лінією забезпечується за $K_{CX}=1$, а повного неузгодження за $K_{CX}=\infty$.

Для вимірювання K_{CX} використовують наступні методи:

- метод вимірювальної лінії;
- метод еліптичної поляризації;
- метод напрямлених відгалужувачів.

Метод вимірювальної лінії реалізується за допомогою стандартних ЗВ (P1) в діапазоні частот 0,5...78,3 ГГц.

Метод вимірювальної лінії є достатньо простим, універсальним та доступним, забезпечує точність вимірювання коефіцієнта відбиття. До недоліків методу слід віднести неможливість використання вимірювальної лінії в ланцюгах із слабкими та вкрай слабкими сигналами, що пояснюється низькою чутливістю детекторної похибки та індикатора вимірювальної лінії.

Метод еліптичної поляризації застосовується на частотах до 17 ГГц, а особливо він ефективний на низьких частотах до 1 ГГц. Засоби вимірювання такого типу (вимірювачі повних опорів) позначаються P3, забезпечуючи оцінку параметрів K_{CX} з похибкою 14%, а φ з похибкою $\pm 4^\circ$.

Метод напрямлених відгалужувачів використовується в панорамних вимірювачах K_{CX} типу P2. Комбіновані прилади подібного типу працю-

ють в діапазоні частот від 0,1 до 78,3 ГГц, маючи похибки вимірювання КСХ в межах від $\pm 4\%$ до 15%.

4.2. Модуляційно-комутаційний вимірювач затухання надвисокочастотних коливань

Зміна залежності поглинання радіохвиль в досліджуваному матеріалі чи середовищі від частоти електромагнітних коливань дозволяють контролювати фізико-хімічні властивості діелектричних матеріалів за значеннями діелектричних втрат на частотах релаксації поляризаційних процесів. Затухання зондуючих коливань визначає модуль коефіцієнта передачі радіохвильового сенсора, який може бути виміряний різними методами.

Вимірювання коефіцієнта передачі різних чотиріполосників у НВЧ-діапазоні визначають за співвідношенням потужності сигналу на виході і вході (рис. 4.1). Проте, при ньому виникає велика похибка вимірювання малих значень коефіцієнта передачі (вгамівність більша за 25 дБ) через зміни константи ділення із збільшенням відношення двох значень потужності, що пояснюється неідентичністю і нелінійністю власних амплітудних характеристик каналів дільника і ділимого (вихідного і входного трактів). Це, в свою чергу, визначає неможливість вимірювання малих змін великих затухань і відносно вузький динамічний діапазон вимірювання, в межах якого похибка нормована.

Більш точний метод послідовного заміщення контрольованого чотиріполосника зразковою мірою на високій, проміжній або низькій частотах. Цей метод дозволяє вимірювати, наприклад, послаблення атенюаторів до 50 дБ з похибкою $\pm 0,05$ дБ (0,5%). Вимірювання більших послаблень цим методом точно неможливо через зменшення відношення сигнал/шум.

При найбільшому динамічному діапазоні використовують метод паралельного заміщення контрольованого об'єкта зразковою мірою на фіксованій частоті. Якщо об'єкт і міра розміщені в просторі паралельно, їх порівняння проводять по черговою протифазно модулюючи в часі вимірювальний і опорний сигнали. Підвищення точності і розширення динамічного діапазону за цим методом досягають шляхом збільшення відношення сиг-

нал/шум, тому що в результуючому сигналі, що одержаний після порівняння міри з об'єктом, міститься тільки різниця рівнів шуму у вимірювальному і опорному каналах.

Для підвищення точності вимірювання вгамівності у смузі поглинання досліджуваним матеріалом чи середовищем, вибирають два НВЧ-сигнали $E_1(t, z)$ і $E_2(t, z)$, які характеризуються миттєвими значеннями напруженості полів, що являються функціями часу t і просторової координати z . Частоту ω_1 першого сигналу НВЧ-генератора 1 (рис. 4.2) вибирають змінною в діапазоні частот, що перекриває можливі смуги поглинання, а частоту ω_2 другого сигналу НВЧ-генератора 2-фіксованою на межі або поза смугою поглинання відповідно до мінімального послаблення.

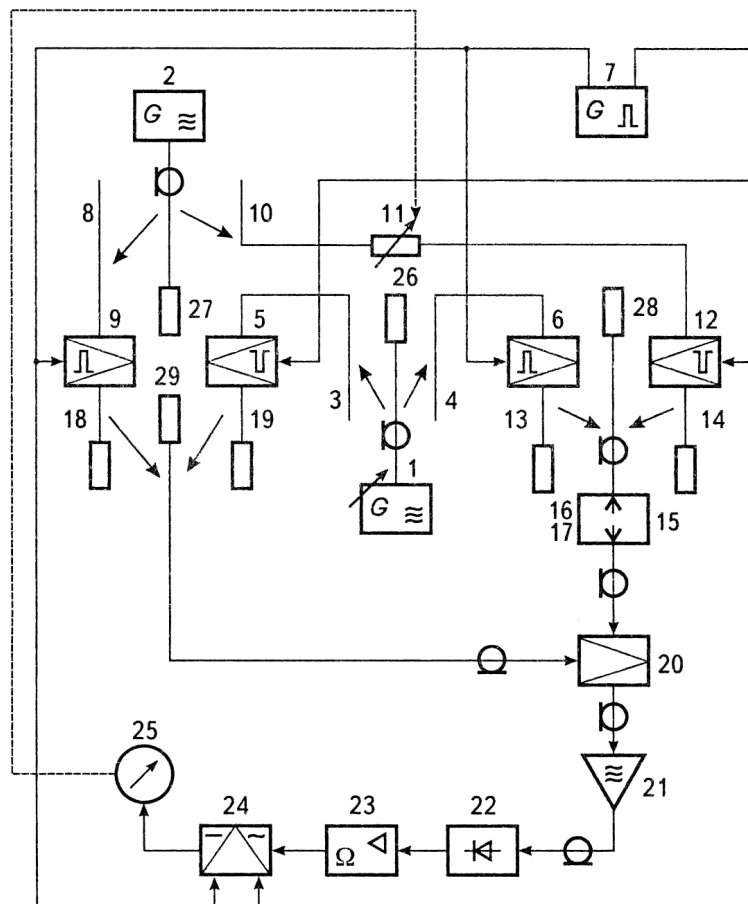


Рис. 4.2. Модуляційний НВЧ-вимірювач поглинання

Сигнали НВЧ-генератора 1 через напрямлені відгалужувачі 3 і 4 поступають на НВЧ-вимикачі 5 і 6, які керуються прямокутними протифазни-

ми імпульсами генератора 7 низької частоти. Сигнал НВЧ-генератора 2 через направлений відгалужувач 8 поступає на НВЧ-вимикач 9, а через направлений відгалужувач 10 і атенюатор 11 сигнал поступає на НВЧ-вимикач 12. НВЧ-сигнали, що перериваються вимикачами 6 і 12 через напрямлені відгалужувачі 13 і 14 поступають на вхід вимірювальної комірки — сенсора 15, що має випромінюючу 16 і приймальну 17 антени. З безперервних НВЧ-сигналів шляхом їх періодичного переривання перемикачами 5, 6, 9 і 12 з частотою Ω формують послідовність пакетів НВЧ-коливань

$$E'_{16} = E_{m1} \cos(\omega_1 t + \beta_1 z) \quad \text{при} \quad 0 < t < \frac{T}{2} \quad (4.10)$$

$$E''_{16} = E_{m2} \cos(\omega_2 t + \beta_2 z) \quad \text{при} \quad \frac{T}{2} < t < T \quad (4.11)$$

де E_{m1} , E_{m2} , β_1 , β_2 – амплітуди напруженості полів і параметри їх розповсюдження (фазовий зсув на одиницю довжини) відповідно, $T = 2\pi/\Omega$ – період слідування пакетів коливань.

Сусідні пакети коливань E'_{16} і E''_{16} створюють в антені 16 частотно-модульовану хвилю, яка зондує сенсор 15 і послаблюється неоднаково за рахунок діелектричних втрат, що змінюються від релаксаційних процесів в досліджуваному матеріалі чи середовищі на змінній частоті ω_1 і однаково за рахунок неселективних втрат як на частоті ω_1 так і на частоті ω_2 . Якщо позначити коефіцієнт передачі сенсора з досліджуваним матеріалом чи середовищем за межами смуги пропускання $K''_{15} = \exp(-b)$ на частоті ω_2 , де b – затухання НВЧ-коливань в неперах, то коефіцієнт передачі в смузі поглинання буде

$$K'_{15} = \exp[-b - \Delta b(\omega_1)], \quad (4.12)$$

де $\Delta b(\omega_1)$ – додаткове затухання в смузі поглинання, яке залежить від частоти НВЧ-коливань ω_1 ; $K''_{15} > K'_{15}$ – в межах смуги поглинання радіохвиль.

В результаті різних послаблень радіоімпульсів, частотно-модульований сигнал на виході приймальної антени 17 буде модульованим ще й за амплітудою

$$E'_{17} = K'_{15} E'_{16} = K'_{15} E_{m1} \cos(\omega_1 t + \beta_3 z), \quad (4.13)$$

$$E''_{17} = K''_{15} E''_{16} = K''_{15} K_{11} E_{m2} \cos(\omega_2 t + \beta_4 z), \quad (4.14)$$

де $K_{11} = \exp(-b_o)$ – коефіцієнт передачі атенюатора 11, що має регульоване каліброване затухання b_o ; β_3, β_4 – параметри розповсюдження.

Амплітуду НВЧ-радіоімпульсів U''_{17} фіксованої частоти ω_2 зменшують каліброваним атенюатором 11.

Пакети коливань (4.13) і (4.14), які пройшли через досліджуваний матеріал чи середовище в сенсорі 15, з приймальної антени 17 поступають на один вхід балансного змішувача 20, на другий вхід якого поступають пакети коливань генераторів 1 і 2, через напрямлені відгалужувачі 18 і 19 з протилежною відносно (4.10) і (4.11) послідовністю частот

$$E'_{18} = E_{m2} \cos(\omega_2 t + \beta_2 z) \quad \text{при} \quad 0 < t < \frac{T}{2}, \quad (4.15)$$

$$E''_{18} = E_{m1} \cos(\omega_1 t + \beta_1 z) \quad \text{при} \quad \frac{T}{2} < t < T. \quad (4.16)$$

В результаті балансного змішування коливань одночасно діючих пакетів на виході змішувача 20 створюються двочастотні пакети коливань

$$E'_{20} = S_{20} E'_{17} E'_{18} = \frac{S_{20}}{2} E_{m1} E_{m2} K'_{15} \times \\ \times \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_3 + \beta_2)z] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\beta_3 - \beta_2)z] \}, \quad (4.17)$$

$$E''_{20} = S_{20} E''_{17} E''_{18} = \frac{S_{20}}{2} E_{m1} E_{m2} K_{11} K''_{15} \times \\ \times \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_1 + \beta_4)z] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\beta_4 - \beta_1)z] \}, \quad (4.18)$$

де S_{20} – крутизна змішувача 20.

Із змішаних НВЧ коливань формується послідовність пакетів сумарної $\omega_c = \omega_1 + \omega_2$ і різницевої $\omega_p = \omega_1 - \omega_2$ частот. Ці пакети по чергові підсилюються НВЧ-підсилювачем 21 і детектуються квадратичним детектором 22. Амплітуди детектованих пакетів будуть

$$U'_{m22} = S_{22C} (S_{20} K'_{15} K_{21C} E_{m1} E_{m2})^2 + S_{22P} (S_{20} K'_{15} K_{22C} E_{m1} E_{m2})^2, \quad (4.19)$$

$$U''_{m22} = S_{22C} (S_{20} K''_{15} K_{21C} E_{m1} E_{m2})^2 + S_{22P} (S_{20} K''_{15} K_{22P} E_{m1} E_{m2})^2, \quad (4.20)$$

де K_{21C} і K_{21P} – коефіцієнти підсилення підсилювача 21; S_{22C} S_{22P} – крутизна перетворення детектора 22 на частотах ω_c і ω_p .

Потім з послідовності імпульсів U'_{m22} і U''_{m22} , що мають різні амплітуди, виділяють обвідну з частотою Ω , яка підсилюється вибіркоким підсилювачем 23, налагодженим на цю частоту

$$U_{23}(\Omega) = K_{23} \frac{U'_{m22} - U''_{m22}}{2} \text{sign} \sin \Omega t =$$

$$= \frac{K_{23}}{4} (S_{22C} K_{21C}^2 + S_{22P} K_{21P}^2) (S_{20} E_{m1} E_{m2})^2 [(K'_{15})^2 - (K''_{15})^2 K_{11}] \text{sign} \sin \Omega t, \quad (4.21)$$

де K_{23} – коефіцієнт підсилення підсилювача 23.

Підсилена напруга $U_{23}(\Omega)$ випрямляється фазочутливим випрямлячем 24 і фіксується нуль-індикатором 25. Із співвідношення (4.21) видно, що амплітуда низькочастотної напруги визначається коефіцієнтом передачі сенсора 15 на двох частотах K'_{15} і K''_{15} і коефіцієнтом передачі низькочастотного атенюатора. Щоб виключити вплив розлагодження НВЧ-елементів на результат вимірювання, генератор 1 навантажений на опір 26, а генератор 2 — на опір 27, які узгоджені між собою. Вхід сенсора 15 з'єднаний з узгодженим навантаженням 28, а вхід балансного змішувача 20 — з узгодженим навантаженням 29. Всі НВЧ-елементи з'єднуються між собою широкосмуговим коаксіальним кабелем.

Коефіцієнт передачі атенюатора 11 змінюють, поки не буде $U_{23}(\Omega) = 0$, тобто $K'_{15} = K''_{15} K_{11}$, звідкіля затування в смузі поглинання на частоті

$$\Delta b(\omega_1) = b_o(\omega_2). \quad (4.22)$$

Таким чином, змінюючи частоту ω_1 сигналу $U_1(t, z)$ в межах смуги поглинання, можна виміряти залежність затування в сенсорі від поглинання НВЧ-хвиль як функцію частоти, тобто дисперсію затування $\Delta b(\omega_1)$. При цьому атенюатор 11 працює на фіксованій частоті ω_2 і його частотні похибки не впливають на точність вимірювання. Завдяки операції змішування виключений вплив непостійності напруженості E_{m21} частоти ω_1 , що змінюється, і нерівномірності АЧХ підсилювача 21 і детектора 22. Можливість підсилення слабкого сигналу на виході сенсора до детектора дозволяє вимірювати затування в смугах резонансного поглинання в широкому дина-

мічному діапазоні, визначати максимальне затухання і відповідну характеристичну частоту, а також на півширину смуги поглинання.

Відлік за каліброваним затуханням атенюатора 11 при нульових показаннях приладу 25 виключає вплив непостійності ланок, що входять в одноканальну частину ЗВ (ланки 17, 21, 23 і 24). Цей ЗВ можна автоматизувати, якщо нуль-індикатор 25 зв'язати сервоприводом з налагоджуваним атенюатором 11 так, як показано на рис. 4.2 штриховою лінією.

4.3. Засоби вимірювання нерівномірності і нелінійності частотних характеристик надвисокочастотних сенсорів

Вимірювання параметрів амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) сенсорів-чотиріполюсників можливо двома методами, першим — шляхом зняття залежності модуля коефіцієнта передачі від частоти по точках й наступною інтерполяцією кривої АЧХ за допомогою генератора коливальної частоти і індикаторного пристрою.

За другим методом для вимірювання параметрів АЧХ треба мати генератор, частота якого плавно змінюється за повним законом у межах потрібної смуги частот і індикатора, який відтворює криву АЧХ. Як індикатор використовують осцилограф або двокоординатний самописець. Щоб забезпечити сталий рівень вихідного сигналу генератора коливальної частоти у всьому діапазоні її змін, застосовують блок автоматичного регулювання амплітуди. Для виділення обвідної амплітуди частотно-модульованих коливань на виході досліджуваного чотиріполюсника застосовують широкосмугову детекторну головку.

Проте реальні відхилення амплітуди зондуючих коливань із змінною частотою і власна нерівномірність АЧХ детекторної головки не дозволяють достовірно реєструвати малі відхилення коефіцієнта передачі сенсора. Додаткові труднощі виникають при дослідженні АЧХ активних чотиріполюсників. Тут можливі відхилення, що викликані перевантаженням останніх. Особливо це відноситься до підсилювачів, через нелінійність амплітудних характеристик яких вершина кривої АЧХ при значних рівнях вихідного сигналу стає плоскою. Аналогічні спотворення існують і при наявно-

сті у підсилювачах автоматичного регулювання підсилення (АРП). В цьому випадку на вхід досліджуваного чотириполюсника треба подати сигнал мінімального рівня, а існуючу систему АРП — вимкнути.

Загальний недолік цих методів в тому, що такий важливий параметр, як нерівномірність коефіцієнта передачі чотириполюсника в робочому діапазоні НВЧ безпосередньо не оцінюється.

Нерівномірність коефіцієнта передачі визначається за виразом

$$\delta = \pm \frac{(K_{\max} - K_{\min})/2}{(K_{\max} + K_{\min})/2} = \pm \frac{\Delta K/2}{K_{CP}}, \quad (4.23)$$

тобто відношенням половини максимального розмаху ΔK змін коефіцієнта передачі в робочому діапазоні до середнього значення його екстремальних значень K_{\max} і K_{\min} .

Такий розрахунок дає зміщену оцінку нерівномірності коефіцієнта передачі з абсолютною похибкою, що дорівнює різниці між середнім значенням екстремальних коефіцієнтів передачі в робочому діапазоні частот і істинним середнім значенням коефіцієнта передачі за яке приймають його інтегральне значення в тій же смузі частот.

Ця похибка обумовлена недостовірністю усереднення за малим числом реалізацій (по двох реалізаціях — максимуму і мінімуму), її відносне значення для амплітудно-частотних характеристик з різкою асиметрією екстремальних значень може досягати 50%, а оцінка нерівномірності частотного ходу коефіцієнта передачі в таких випадках стає інформативною.

Визначення інтегрального значення коефіцієнта передачі сенсора в робочому діапазоні частот відомими методами і подальша оцінка нерівномірності за відношенням

$$\delta = \frac{\Delta K}{2K_{CP}} \quad (4.24)$$

потребує трудомістких розрахунків, тому що:

$$K_{CP} = \frac{1}{\Delta F} \int_{F_1}^{F_2} K(F) dF, \quad (4.25)$$

де F_1 і F_2 – границі, а $\Delta F = F_1 - F_2$ – робочий діапазон частот сенсора; $K(F)$ – його АЧХ.

Враховуючи також, що середнє значення коефіцієнта передачі в робочому діапазоні частот завжди потрібне при розрахунках і виготовленні сенсора, цей недолік відомих методів вимірювання є істотним і потребує свого удосконалення.

Нижче розглядається двочастотний метод, який не має приведених вище недоліків. З двох безперервних НВЧ-сигналів $E_1(t, z)$ і $E_2(t, z)$, що мають частоти ω_1 і ω_2 і характеризуються, наприклад, миттєвими значеннями напруженості полів E_{m1} і E_{m2} у функціях часу t і просторової координати z (4.10) і (4.11) балансним змішуванням створюють двочастотний сигнал виду

$$E_1(t, z) = \frac{1}{2} E_{m1} E_{m2} S_1 \times \{ \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\beta_1 - \beta_2)z] + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_1 + \beta_2)z] \}, \quad (4.26)$$

де S_1 – крутизна першого перетворення.

З коливань $E_1(t, z)$ виділяють сигнал різницевої частоти:

$$E_p(t, z) = E_{m3} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \beta_p z], \quad (4.27)$$

де $E_{m3} = E_{m1} E_{m2} / 2$; $\beta_p = \beta_1 - \beta_2$, і сигнал сумарної частоти

$$E_c(t, z) = E_{m3} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \beta_c z], \quad (4.28)$$

де $\beta_c = \beta_1 + \beta_2$.

При одночасній зміні частот ω_1 і ω_2 на $\frac{\Delta\omega}{2}$, сумарна частота змінюється на $\Delta\omega = \omega_1 + \frac{\Delta\omega}{2} + \omega_2 + \frac{\Delta\omega}{2} - \omega_1 - \omega_2$, а різницева частота остається сталою $\omega_p = \omega_1 + \frac{\Delta\omega}{2} - \omega_2 - \frac{\Delta\omega}{2} = \omega_1 - \omega_2 = const$. Одно із значень сумарної частоти приймають за нижню межу НВЧ-діапазону $\Delta\omega$, у якому досліджується контрольований сенсор $\omega_H = \omega_1 + \omega_2$, при цьому верхньою межею

стає частота $\omega_B = \omega_H + \Delta\omega$, якщо частоти ω_1 і ω_2 одночасно коливаються у смузі $\frac{\Delta\omega}{2}$.

Сигнал сумарної частоти приймають як вимірювальний, його подають на контрольований сенсор. Сигнал різницевої частоти є опорним, його подають на низькочастотну зразкову міру, що призначена для роботи на низькій фіксованій частоті. Маючи зразкову міру на частоті ω_0 , при заданому діапазоні, у якому вимірюють коефіцієнт передачі контрольованого сенсора $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$, частоту ω_2 вибирають з умови

$$\omega_2 = \frac{\omega_H - \omega_0}{2}. \quad (4.29)$$

Сигнал на виході контрольованого сенсора визначається його коефіцієнтом передачі $K_X(\omega)$:

$$E_{Bux}^{(X)}(t, z) = K_X(\omega) E_{m3} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \beta_C(\omega)z], \quad (4.30)$$

$K_X(\omega)$ – функція частоти сигналів на виході сенсора; $\beta_C(\omega) = \beta(\omega) + \Delta\beta$ – параметри розповсюдження, як функція тієї ж частоти.

Сигнал, що перетворений зразковою мірою має вигляд

$$E_{Bux}^{(M)}(t, z) = K_o E_{m3} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \beta_o z], \quad (4.31)$$

де K_o – міра коефіцієнта передачі на частоті $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$, що встановлена з необхідною точністю зразковими ЗВ; $\beta_o = \beta_p(\omega_0) + \Delta\beta$ – параметр поширення, що визначається з необхідною точністю параметрами поширення міри $\Delta\beta_o$ і вхідного тракту $\beta_p(\omega)$ на частоті ω_0 .

Вихідні сигнали сенсора і зразкової міри почергово балансно змішують повторно в загальному каналі з вихідним сигналом $E_2(t, z)$, що має частоту ω_2 . При цьому відповідно одержують

$$E^{(X)}(t, z) = \frac{1}{2} K_X(\omega) E_{m2} E_{m3} S_2 \times \\ \times \{ \cos[\omega_1 t + \beta(\omega_1)z] + \cos[(\omega_1 + 2\omega_2)t + \beta(\omega_1 + 2\omega_2)z] \}, \quad (4.32)$$

$$E^{(M)}(t, z) = \frac{1}{2} K_o E_{m2} E_{m3} S_2 \times \quad (4.33)$$

$$\times \{ \cos[(\omega_1 - 2\omega_2)t + \beta(\omega_1 - 2\omega_2)z] + \cos[\omega_1 t + \beta(\omega_1)z] \},$$

де S_2 – крутизна другого перетворення; $\beta(\omega_1)$, $\beta(\omega_1 - 2\omega_2)$, $\beta(\omega_1 + 2\omega_2)$ – параметри розповсюдження, як функції відповідних частот.

Із спектрів сигналів $E^{(X)}(t, z)$ і $E^{(M)}(t, z)$ виділяють вузькосмуговим фільтром складові частоти ω_2 . Після підсилення на цій НВЧ, одержують, відповідно:

$$E_{\omega_1}^{(X)} = K_X(\omega) E_{m4} \cos[\omega_1 t + \beta(\omega_1)z], \quad (4.34)$$

$$E_{\omega_1}^{(M)} = K_o E_{m4} \cos[\omega_1 t + \beta(\omega_1)z], \quad (4.35)$$

де $E_{m4} = \frac{1}{2} E_{m2} E_{m3} S_2 K_\Phi K_\Pi$ – складова амплітуди напруженості сигналу, що пройшов через фільтр, що має сталий коефіцієнт передачі K_Φ на частоті ω_1 і НВЧ-підсилювач з коефіцієнтом підсилення K_Π .

Після детектування кожного з сигналів $E_{\omega_1}^{(X)}$ і $E_{\omega_1}^{(M)}$ одержують послідовність імпульсів, що чередуються і мають амплітуди

$$U_m^{(X)} = K_X(\omega) S_g E_{m4}, \quad (4.36)$$

$$U_m^{(M)} = K_o S_g E_{m4}, \quad (4.37)$$

де S_g – чутливість детектора на частоті ω_1 .

Інтегруючи різницевий сигнал $U_m^{(X)} - U_m^{(M)}$, як функцію частоти, що лінійно змінюється в часі, одержують сигнал постійного струму:

$$\Delta U_m = \frac{1}{\Delta \omega} \int_{\omega_1}^{\omega_2} S_g E_{m4} [K_X(\omega) - K_o] d\omega = \quad (4.38)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} S_g E_{m4} [K_X(t) - K_o] dt = S_g E_{m4} (K_{CP} - K_o),$$

де $T = t_2 - t_1$ – період свіпнування; K_{CP} – середнє значення коефіцієнта передачі контрольованого сенсора в робочому діапазоні частот.

При умові $\Delta U_m = 0$, одержують $K_{CP} = K_o$.

У стані рівноваги середнього значення коефіцієнта передачі контрольованого сенсора в робочому діапазоні частот із зразковою мірою, вихідні імпульси міри і сенсора логарифмують, їх різницю випрямляють і фільтрують фільтром нижніх частот, що має постійну часу, яка дорівнює періоду комутації вимірювального і опорного каналів.

Після масштабного перетворення (множення на 10) результуючий сигнал характеризує нерівномірність коефіцієнта передачі контрольованого сенсора у робочому діапазоні частот

$$\delta = \{ \lg[S_g E_{m4} \Delta K_X(\omega)] - \lg(S_g E_{m4} K_{CP}) \} 10 = 10 \lg \frac{\Delta K_X(\omega)}{K_{CP}}, \text{ дБ} \quad (4.39)$$

Найбільше відхилення коефіцієнта передачі сенсора в робочому діапазоні частот визначається різницею його екстремальних значень:

$$\delta_{\max} = 10 \lg \frac{[K_X(\omega)]_{\max} - [K_X(\omega)]_{\min}}{K_{CP}}, \text{ дБ} \quad (4.40)$$

Прикладом конкретної реалізації розглянутого методу є ЗВ, схема якого приведена на рис. 4.3.

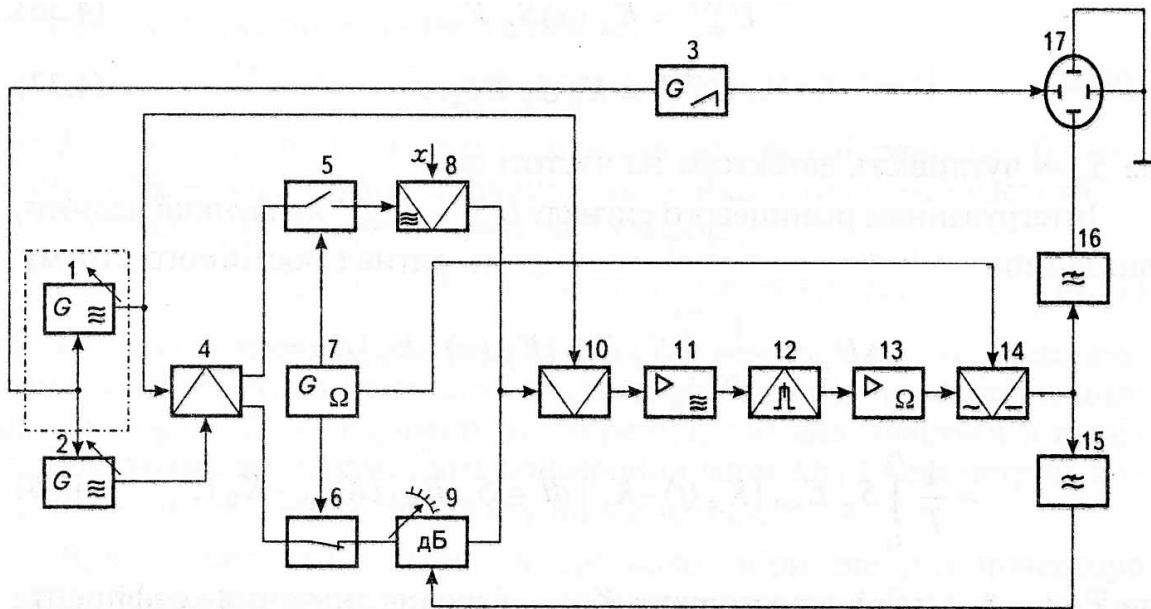


Рис. 4.3. Двочастотний вимірювач параметрів АЧХ сенсорів

НВЧ-генератори 1 і 2 синхронно переналагоджуються за частотою блоком розгортки 3. Перетворювач частоти 4, що складається з балансного

змішувача і фільтрів верхніх і нижніх частот подає на вхід ключів 5 і 6 сигнал, частота якого змінюється в потрібному діапазоні, і сигнал сталої частоти. Ключі 5 і 6 протифазно керуються від комутаційного генератора 7 і подають на входи контрольованого сенсора 8 і зразкового атенюатора 9 відповідно вимірювальний і опорний сигнали. Перетворювач частоти 10, який складається з балансного змішувача і смугового фільтра, по чергово перетворює ці сигнали різних частот в одночастотний сигнал. Як опорний при цьому використовується сигнал генератора 1. Потім сигнал з виходу блока 10 підсилюється НВЧ-підсилювачем 11, детектується амплітудним детектором 12, вибірково підсилюється підсилювачем 13 на низькій частоті комутації Ω генератора 7, випрямляється фазочутливим випрямлячем 14 і поступає на входи двох фільтрів нижніх частот 15 і 16. Фільтр 15 має велику постійну часу і виділяє сигнал постійного струму, що керує атенюатором 9, а фільтр 16 з малою постійною часу виділяє сигнал, який поступає на горизонтально відхиляючі пластини осцилографічного індикатора 17, розгортка якого поступає від блока 3. Сигнал постійного струму, що керує атенюатором 9, в усталеному режимі дорівнює нулю.

Розглянутий двочастотний метод характеризується такими перевагами порівняно з одночастотним:

- дозволяє розширити межу вимірювання за коефіцієнтом передачі сенсора до 120 дБ за рахунок компенсації шумів в загальному каналі і підсилення на НВЧ;
- дозволяє реєструвати малі зміни коефіцієнта передачі, тобто його частотні зміни, починаючи з 0,05 дБ;
- підвищує точність вимірювання коефіцієнта передачі (затухання) сенсора до $\pm 0,1\%$ за рахунок одноканальності;
- підвищує достовірність оцінки частотних змін коефіцієнта передачі контрольованого сенсора шляхом порівняння цих змін із середнім значенням коефіцієнта передачі в робочій смузі частот;
- дає можливість повної автоматизації вимірювального процесу.

До недоліків методу двох частот, що синхронно змінюються треба віднести конструктивну складність блока, який складається з двох перенала-

годжуваних НВЧ-генераторів, особливо коли мова йде про переналагоджування в широкому діапазоні частот. Схема двочастотного ЗВ з одним переналагоджуваним НВЧ-генератором приведена на рис. 4.4.

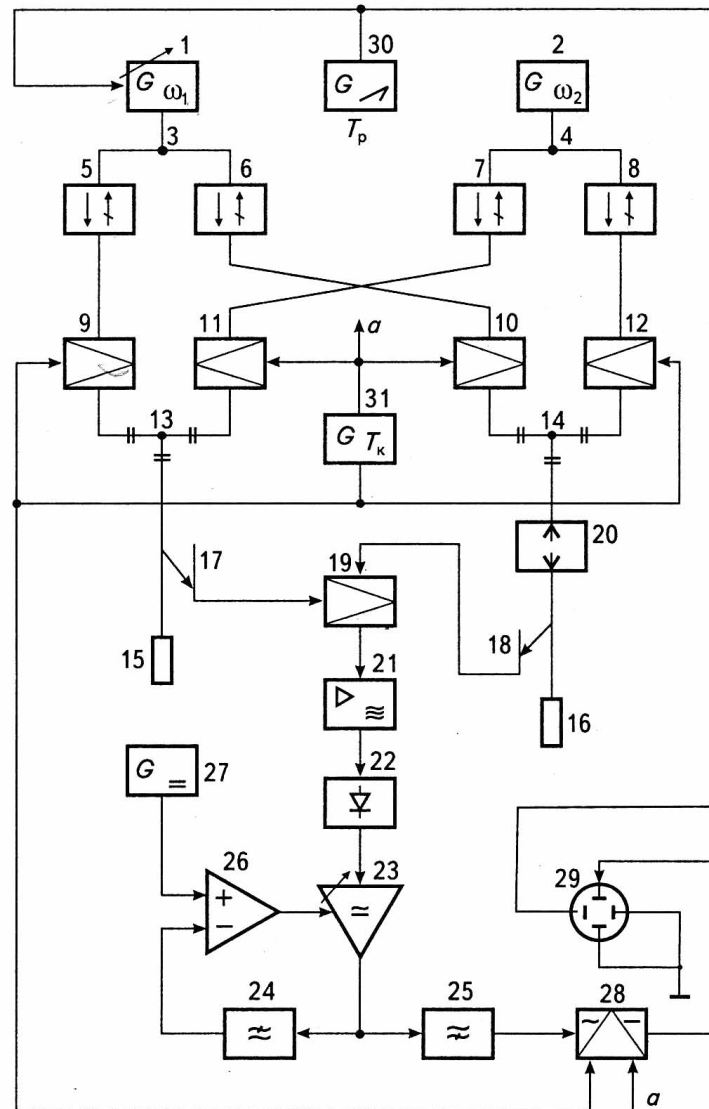


Рис. 4.4. Схема двочастотного ЗВ з одним переналагоджуваним НВЧ-генератором

Керований за частотою НВЧ-генератор 1 під впливом пилкоподібної напруги блока розгортки 30 лінійно змінює свою частоту в межах робочого діапазону контрольованого сенсора 20. Одночасно другий НВЧ-генератор 2 генерує коливання фіксованої частоти які відповідають початку робочого діапазону сенсора 20

$$\omega_1 = \omega_2 + bT_p, \quad (4.41)$$

де b – крутизна перестроювання частоти генератора 1 ; T_P – період розгортки.

Комутаційний генератор 31 виробляє послідовність прямокутних протифазних імпульсів з періодом $T_K \gg T_P$, якими керуються НВЧ-перемикачі $9, 10, 11, 12$ і фазочутливий випрямляч 28 .

При послідовній протифазній роботі пар перемикачів 9 і 12 , а також 10 і 11 , через трійник 14 на вхід сенсора 20 поступають пакети НВЧ-коливаль (4.10) з частотою ω_1 і (4.11) з частотою ω_2 , а через трійник 13 і спрямований відгалужувач 17 на один із входів балансного змішувача 19 — пакети цих же НВЧ-коливаль, але з протилежним чередуванням частот (4.15) і (4.16). На другий вхід балансного змішувача 19 через спрямований відгалужувач 18 поступає вихідний сигнал сенсора 20 . Сигнал, одержаний в результаті змішування в кожному такті комутації є двочастотним і аналогічно з виразами (4.17) і (4.18), може бути поданий у вигляді

$$E'_{19}(t, z) = \frac{1}{2} S_{19} (1 + \gamma_{19}) E_{m1} (1 + \gamma_1) E_{m2} (1 + \gamma_2) |T_1| |T_2| K_{20}(\omega_2) (1 + \gamma_{20}) \times \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_3 + \beta_2)z] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\beta_3 - \beta_2)z] \}, \quad (4.42)$$

$$E''_{19}(t, z) = \frac{1}{2} S_{19} (1 + \gamma_{19}) E_{m1} (1 + \gamma_1) E_{m2} (1 + \gamma_2) |T_1| |T_2| K_{20}(\omega_2) \times \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_4 + \beta_1)z] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\beta_4 - \beta_1)z] \}, \quad (4.43)$$

де $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_{19}$ – відносні зміни, що характеризують нестабільність генераторів 1 і 2 , а також балансного змішувача 19 , відповідно; K_{20} – коефіцієнт передачі сенсора 20 на фіксованій частоті ω_2 ; γ_{20} – відносна частотна зміна цього коефіцієнта, яка характеризує нерівномірність його АЧХ; T_1 і T_2 – модулі коефіцієнтів передачі вимірювального і опорного трактів розповсюдження НВЧ-сигналів.

Пакети двочастотних сигналів (4.42) і (4.43) підсилюються НВЧ-підсилювачем 21 у смузі частот від $\omega_H = \omega_1 - \omega_2$ до $\omega_B = \omega_1 + \omega_2$, а потім детектуються амплітудним НВЧ-детектором 22 , який має квадратичну характеристику. На його виході створюється послідовність імпульсів з амплітудами

$$U'_{m22} = S_{22B} [S_{19}(1+\gamma_{19})E_{m1}(1+\gamma_1)E_{m2}(1+\gamma_2)|T_1||T_2|K_{20}(\omega_2)(1+\gamma_{20})K_{21}(\omega_B)]^2 + \quad (4.44)$$

$$+ S_{22H} [S_{19}(1+\gamma_{19})E_{m1}(1+\gamma_1)E_{m2}(1+\gamma_2)|T_1||T_2|K_{20}(\omega_2)(1+\gamma_{20})K_{21}(\omega_H)]^2,$$

$$U''_{m22} = S_{22B} [S_{19}(1+\gamma_{19})E_{m1}(1+\gamma_1)E_{m2}(1+\gamma_2)|T_1||T_2|K_{20}(\omega_2)K_{21}(\omega_B)]^2 + \quad (4.45)$$

$$+ S_{22H} [S_{19}(1+\gamma_{19})E_{m1}(1+\gamma_1)E_{m2}(1+\gamma_2)|T_1||T_2|K_{20}(\omega_2)K_{21}(\omega_H)]^2,$$

де S_{22B} і S_{22H} – крутизна квадратичного детектування на частотах ω_B і ω_H ; $K_{21}(\omega_B)$ і $K_{21}(\omega_H)$ – коефіцієнти підсилення на цих частотах.

З виходу детектора 22 імпульси поступають на широкосмуговий керований за напругою підсилювач 23, у колі зворотного зв'язку якого є фільтр нижніх частот 24, що має сталу часу $T_{24} \gg T_K$. На виході фільтра 24 встановлюється сигнал, рівень якого дорівнює підсиленому середньому значенню напруги послідовності імпульсів:

$$U_{24} = \frac{U'_{m22} + U''_{m22}}{2} K_{23} K_{24}, \quad (4.46)$$

де K_{23} – коефіцієнт підсилення регульованого підсилювача 23; K_{24} – коефіцієнт передачі фільтра 24.

Вхідні сигнали диференційного підсилювача 26 при великому коефіцієнті підсилення в результаті дії ланцюга від'ємного зворотного зв'язку компенсуються, тобто встановлюється рівність $U_{27} = U_{24}$, де U_{27} – напруга стабільного джерела 27. З цієї рівності, враховуючи (4.46), можна записати

$$K_{23} = \frac{2U_{27}}{(U'_{m22} + U''_{m22})K_{24}}. \quad (4.47)$$

На виході широкосмугового підсилювача 23 діє також змінна складова, що має частоту комутації $f_K = 1/T_K$

$$U_{23} = \frac{U'_{m22} - U''_{m22}}{2} K_{23} = \frac{U'_{m22} - U''_{m22}}{U'_{m22} + U''_{m22}} \cdot \frac{U_{27}}{K_{24}}. \quad (4.48)$$

Фільтр верхніх частот 25 на виході має сигнал з амплітудою

$$U_{25} = \frac{U'_{m22} - U''_{m22}}{U'_{m22} + U''_{m22}} \cdot \frac{U_{27} K_{25}}{K_{24}}, \quad (4.49)$$

де K_{25} – коефіцієнт передачі фільтра 25.

Після фазочутливого випрямляча 28 одержуємо реєстрований осцилографом 29 сигнал постійного струму, полярність якого визначається знаком різницевого сигналу

$$U_{28} = S \frac{U'_{m22} - U''_{m22}}{U'_{m22} + U''_{m22}}, \quad (4.50)$$

де $S = \frac{U_{27} K_{25} K_{28}}{K_{24}}$ – крутизна перетворення ЗВ; K_{28} – коефіцієнт перетворення фазочутливого випрямляча 28.

Враховуючи значення U'_{m22} і U''_{m22} виразів (4.44) і (4.45), реєстрована осцилографом 29 напруга $U_{28} = S \gamma_{20}$ звідкіля слідує, що інструментальна похибка пристрою ЗВ, який реалізує спосіб вимірювання частотних характеристик НВЧ-сенсорів визначається лише нестабільністю крутизни перетворення S , яка залежить від нестабільності коефіцієнтів K_{24} ; K_{25} ; K_{28} і зразкової опорної напруги U_{27} .

Фазові методи вимірювання параметрів матеріалів і середовищ основані на визначенні фазового набігу електромагнітної хвилі на контрольованому сенсорі і, як показано в ряді робіт, в багатьох випадках є більш точними, ніж амплітудні, тому що при цьому зменшується вплив дестабілізуючих факторів. Це в більшій мірі стосується діапазону ультрависоких частот і довгохвильової ділянки НВЧ-діапазону. Задача, яку треба розв'язати для широкого впровадження фазового методу вимірювання параметрів матеріалів і середовищ, – це розвиток методів корекції похибок фазових детекторів і НВЧ-фазометрів, головними з яких є амплітудні і частотні.

Встановимо фазові співвідношення у процедурі двочастотного перетворення (рис. 4.3), коли обидва генератори переналагоджуються синхронно із збереженням різниці частот. Нехай вихідні сигнали двочастотного генератора 1 характеризуються початковими фазами φ_1 і φ_2 (рис. 4.5) $E_1 = E_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$ і $E_2 = E_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$. Після балансного змішування цих сигналів у змішувачі 2, одержимо:

$$E_3 = \frac{S_2}{2} E_{m1} E_{m2} \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2] \}, \quad (4.51)$$

звідкіля після частотного розділення фільтрами: нижніх частот 3 і верхніх частот 4, маємо:

$$E_p = E_m K_3 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3], \quad (4.52)$$

$$E_C = E_m K_4 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_4], \quad (4.53)$$

де φ_3 і φ_4 – фазові зсуви, що вносяться фільтрами 3 і 4.

Кожний з сигналів (4.52) і (4.53) одержує фазові зсуви 8 і 9 $p-i-n$ -перемикача в плечах, атенюаторі узгодження 10 і лініях передачі НВЧ-сигналів. Керованою автоматичною системою урівнювання фази, що складається з ланок 25...30 $p-i-n$ -перемикач 8 вносить в сигнал різницевої частоти додатковий фазовий зсув φ_5 при якому фази різницевих сигналів на вході антенного сенсора 11-12 стають однаковими:

$$\varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3 + \sum_{l=1}^m \varphi_{lp} + \varphi_5 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_4 + \sum_{j=1}^n \varphi_{jc} = \varphi_o. \quad (4.54)$$

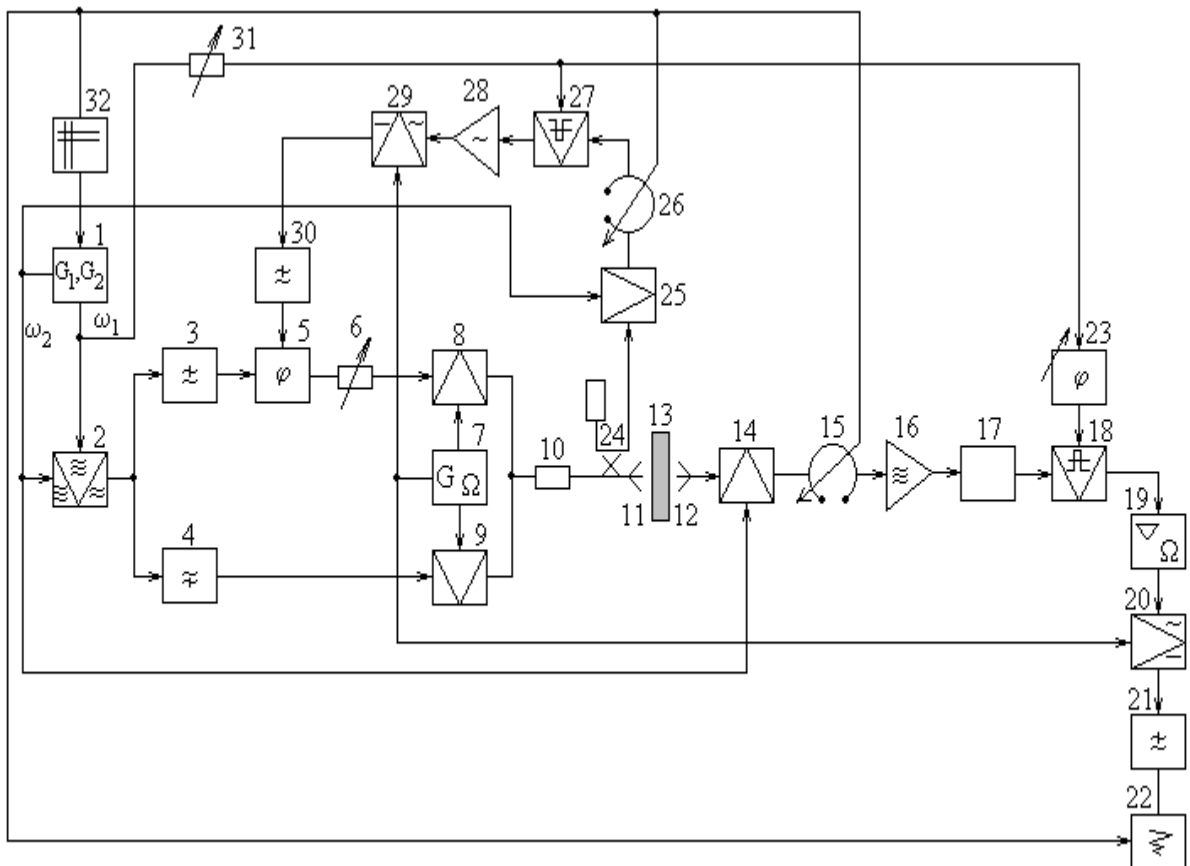


Рис. 4.5. НВЧ-вимірювач фазових параметрів матеріалів

У цьому випадку сигнал опорної частоти

$$E_P(n\tau) = E_{po} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_o], \quad (4.55)$$

і сигнал випробувальної частоти

$$E_C(n\tau + 0,5\tau) = E_{co} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_o], \quad (4.56)$$

де τ – тривалість періоду комутації сенсора; n – число тактів комутації.

Вихідні сигнали різницевої і сумарної частот мають фазові зсуви φ_P і φ_C , обумовлені фазочастотною характеристикою контрольованого матеріалу чи середовища 13, що розміщується між антенами 11 і 12 сенсора

$$E'_{12}(n\tau) = E_{mp} K_{13}(\omega_P) \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_o - \varphi_P], \quad (4.57)$$

$$E''_{12}(n\tau + 0,5\tau) = E_{mc} K_{13}(\omega_C) \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_o - \varphi_C], \quad (4.58)$$

де $K_{13}(\omega_P)$ і $K_{13}(\omega_C)$ – коефіцієнт передачі сенсора на різницевій ω_P і сумарній ω_C частотах.

Після другого змішування сигналів (4.57) і (4.58) з початковим сигналом частоти в балансному змішувачі 14:

$$E'_{14P}(n\tau) = \frac{1}{2} E_{mp} E_{m2} S_{14} K_{13}(\omega_P) \times \\ \times \{ \cos(\omega_1 t + \varphi_2 + \varphi_o - \varphi_P) + \cos[(\omega_1 - 2\omega_2)t - \varphi_2 + \varphi_o - \varphi_P] \}, \quad (4.59)$$

$$E''_{14C}(n\tau + 0,5\tau) = \frac{1}{2} E_{mc} E_{m2} S_{14} K_{13}(\omega_C) \times \\ \times \{ \cos(\omega_1 t - \varphi_2 + \varphi_o - \varphi_C) + \cos[(\omega_1 + 2\omega_2)t + \varphi_2 + \varphi_o - \varphi_C] \}. \quad (4.60)$$

Далі, смуговим фільтром 15 виділяють спектральні складові частоти ω_1 , підсилюють їх підсилювачем 16 і обмежують p - i - n -обмежувачем 17 на рівні, що виключає зміни амплітуди вхідного сигналу фазового детектора 18 в динамічному діапазоні АЧХ контрольованої речовини 13:

$$E_{P17}(n\tau) = E_{m17} \cos(\omega_1 t + \varphi_2 + \varphi_o + \varphi_P + \varphi_{16} + \varphi_{17}), \quad (4.61)$$

$$E_{C17}(n\tau + 0,5\tau) = E_{m17} \cos(\omega_1 t - \varphi_2 + \varphi_o - \varphi_C + \varphi_{16} + \varphi_{17}), \quad (4.62)$$

де: φ_{16} і φ_{17} – фазові зсуви, що вносяться підсилювачем 16 і обмежувачем 17, відповідно.

Якщо замість φ_o у вирази (4.61) і (4.62) підставити їх відповідні значення з (4.54), то одержимо:

$$E_{P17}(n\tau) = E_{m17} \cos(\omega_1 t + \varphi_1 + \varphi'_o - \varphi_P + \varphi_{16} + \varphi_{17}), \quad (4.63)$$

$$E_{C17}(n\tau + 0,5\tau) = E_{m17} \cos(\omega_1 t + \varphi_1 + \varphi'_o - \varphi_C + \varphi_{16} + \varphi_{17}), \quad (4.64)$$

де $\varphi'_o = \varphi_3 + \varphi_5 + \sum_{l=1}^n \varphi_{lP} = \varphi_4 + \sum_{j=1}^m \varphi_{jC}$ – початкова фаза комутованих сигналів.

Сигнали (4.61) і (4.62) першої початкової частоти ω_1 можна представити одним модульованим сигналом:

$$E_{17} = E_{m17} \cos(\omega_1 t + \varphi_{CP} + \frac{\Delta\varphi}{2} \text{sign} \sin \Omega t), \quad (4.65)$$

де $\varphi_{CP} = \varphi_1 + \varphi'_o + \varphi_{16} + \varphi_{17} - \frac{\varphi_P + \varphi_C}{2}$ – середня фаза модульованого сигналу;

$\Delta\varphi = \frac{\varphi_P - \varphi_C}{2}$ – індекс фазової модуляції.

Фазовий НВЧ-детектор 18 виділяє змінну складову фази сигналу (4.65), пропорційну індексу фазової модуляції

$$U_{18} = S_{18} \Delta\varphi \text{sign} \sin \Omega t, \quad (4.66)$$

де S_{18} – чутливість фазового детектора 18.

Напруга (4.66) підсилюється вибіркоким підсилювачем 19, налагодженим на частоту комутації Ω , і випрямляється фазочутливим випрямлячем 20. Потім ця напруга фільтрується фільтром 21 і вимірюється реєструючим приладом 22.

Постійна складова, що вимірюється, дорівнює

$$y = S_\varphi \Delta\varphi = S_\varphi (\varphi_C - \varphi_P) / 2, \quad (4.67)$$

де $S_\varphi = S_{18} K_{19} K_{21}$ – загальна крутизна перетворення.

Таким чином, покази приладу 22 будуть пропорційними зміні (набігу) фази на випробовувальній частоті $\omega_c = \omega_1 + \omega_2$ відносно опорної низької частоти $\omega_p = \omega_1 - \omega_2$ в діапазоні змін ω_c .

Установку нуля цього ЗВ проводять на нижній межі частотного діапазону. Вводячи фазообертачем 23 додатковий базовий зсув, добиваються нульового показу вихідного приладу 22. При цьому виконується умова

$$\varphi_{CP} - \varphi_{23} = 0. \quad (4.68)$$

Фазовий зсув, що вносить фазообертач 23, дорівнює:

$$\varphi_{23} = \varphi'_o + \varphi_{16} + \varphi_{17} - \frac{\varphi_P - \varphi_{CH}}{2}, \quad (4.69)$$

де φ_{CH} – фазовий зсув випробовувального сигналу на нижній межі робочого частотного діапазону ((4.58) і (4.65)).

Після установки нуля на початку робочого діапазону частот сенсора, покази приладу 22 будуть пропорційні фазовому набігу на зразку контрольованого матеріалу чи середовища 13 в кожній частотній точці:

$$y = S_\varphi \Delta\varphi = S_\varphi \frac{\varphi_{CI} - \varphi_{CH}}{2}. \quad (4.70)$$

Робота автоматичної системи вирівнювання фази, що складається з послідовно ввімкнених балансного змішувача 25, смугового ферорезонансного керованого фільтра 26, фазового детектора 27, підсилювача змінної напруги 28, фазочутливого випрямляча 29 і фільтра нижніх частот 30 аналогічна роботі ланцюга з ланок 14...21. Вона вирівнює фази сигналів на вході сенсора.

Таким чином, динамічний діапазон фазового детектора 18 який складає різницю рівнів сигналів його опорного і вимірювального каналів, визначається лише нестабільністю рівня обмеження ланки 17 на частоті ω_1 і нестабільністю вихідного сигналу двочастотного генератора і в діапазоні змін частот ω_1 і ω_2 , при цьому підсилювач 16 і фазовий детектор 18 працюють на одній частоті ω_2 . Прийнятий метод обробки двочастотного вихідного сигналу сенсора в одноканальному тракту періодичного порівняння дозволяє виключити адитивну похибку (дрейф нуля) фазового детектора 18, і істотно зменшити мультиплікативну похибку від нерівномірності АЧХ і нелінійності ФЧХ НВЧ-тракту.

4.4. Методи та засоби вимірювання коефіцієнтів поглинання, відбиття та стоячої хвилі

Крім поляризаційних атенюаторів, для вимірювання ослаблення в діапазоні 37,5-78,3 ГГц використовуються панорамні вимірювачі КСХ, ослаблення Р2-68 (33,5-53,5 ГГц) і Р2-69 (53,5-78,5 ГГц), спрощена структурна схема яких показана на рис. 4.6.

Границі вимірювання ослаблення вимірювачів складають від 0 до 30 дБ с похибкою $\Delta A = \pm (0,5-2)$ дБ, границі вимірювання КСХН $K_{СХН} = 1,03-2$.

Позначення на рисунку: $G1$ – генератор хитної частоти; $A1$ – атенюатор; $U1$ – рефлектометр; Z_x – навантаження; $ИО$ – вимірювач відношення; S – комутатор; $A2$ – підсилювач; $ПИ$ – панорамний індикатор; $G2$ – генератор пилкоподібної напруги; $АРМ$ – блок автоматичного регулювання потужності; $ИКН$ – джерело каліброваної напруги; P – електромеханічний індикатор каліброваної напруги.

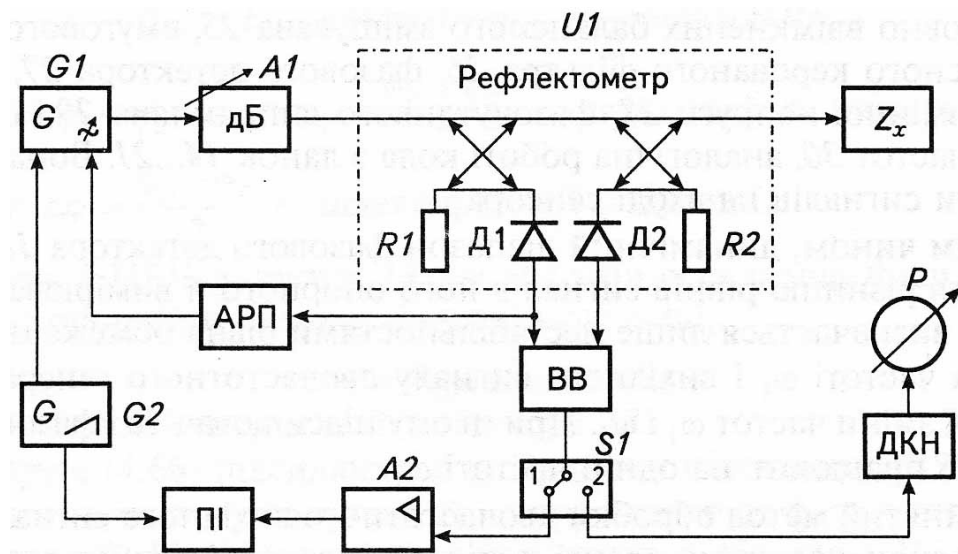


Рис. 4.6. Схема панорамного вимірювача КСХ

Панорамний вимірювач працює наступним чином. Сигнал від ГХЧ $G1$ через регулюючий атенюатор $A1$ і основний канал відгалужувача рефлектометра $U1$ поступає в навантаження Z_x . На виходах вторинних каналів відгалужувачів з'являються рівні потужності, пропорційні до падаючої і відбитої хвилі. З виходу детекторів $D1$ і $D2$ обидва сигнали поступають на вхід вимірювача відношення. Вихідний сигнал $ИО$, пропорційний до квадрату модуля відбиття, через комутатор $S1$ і підсилювач подається на панорамний індикатор. Горизонтальна розгортка коефіцієнта відбиття здійснюється за допомогою генератора пилкоподібної напруги $G2$ паралельно з розгорткою частоти ГХЧ. Блок $АРМ$ забезпечує підтримку постійної амплітуди падаючої хвилі ГХЧ $G1$. Джерело $ИКН$ спільно з індикатором P за-

безпечує можливість зміщення на екрані ПІ “візирної лінії” і зчитування $K_{СХ}$ за шкалою індикатора P .

Вимірювання ослаблення за допомогою панорамного вимірювача (рис. 4.7) здійснюється шляхом включення вимірюючого чотириполосника між направленими відгалужувачами рефлектометра після попереднього калібрування приладу. Зниження потужності на виході другого відгалужувача визначає значення ослаблення чотириполосника, що відраховується за шкалою стрілкового приладу P .



Рис. 4.7. Схема вимірювання ослаблення чотириполосника

Установки для перевірки атенюаторів типу Д1 є зразковими засобами вимірювання і в основному використовуються у вимірювальних лабораторіях. В діапазоні мм-хвилі застосовуються установки ДК1-14 на діапазонах частот 37,5-53,5 ГГц і ДК1-15 на частотах 53,5-78,3 ГГц.

Границі вимірювання ослаблення установок складають 0–80 дБ з похибкою $\Delta A = \pm (0,1-1,1)$ дБ при КСХ — 1,2-1,5.

Крім того, установки дозволяють вимірювати фазовий зсув коефіцієнта передачі чотириполосників.

Досягнення останнього часу в області вимірювання параметрів біологічних та фізичних об’єктів відкривають добрі можливості по розробці апаратів, які за рахунок зворотного зв’язку, враховуючи параметри об’єктів, оптимізують параметри впливаючих сигналів і тим самим підвищують їх ефективність.

Авторами запропонована вимірювально-діагностична система для потреб медицини, яка забезпечує оцінку поглинальної здатності біологічно активної точки шкіри, незалежно від рівня потужності опромінювання, встановлення частоти електромагнітного опромінювання, адекватної максимальному поглинанню за заданого рівня нетеплової потужності, що надає можливість підвищення ефективності та скорочення тривалості впливу. Система поєднує в собі як функцію вимірювання власного і відбитого від шкіри біооб'єкта випромінювання так і функцію генерування впливаючих сигналів, параметри (потужність і частота) яких вибираються виходячи із аналізу електромагнітних характеристик об'єкта в міліметровому діапазоні хвиль. Функціональна схема вимірювально-діагностичної системи наведена на рис. 4.8. Робота системи забезпечується наступним чином.

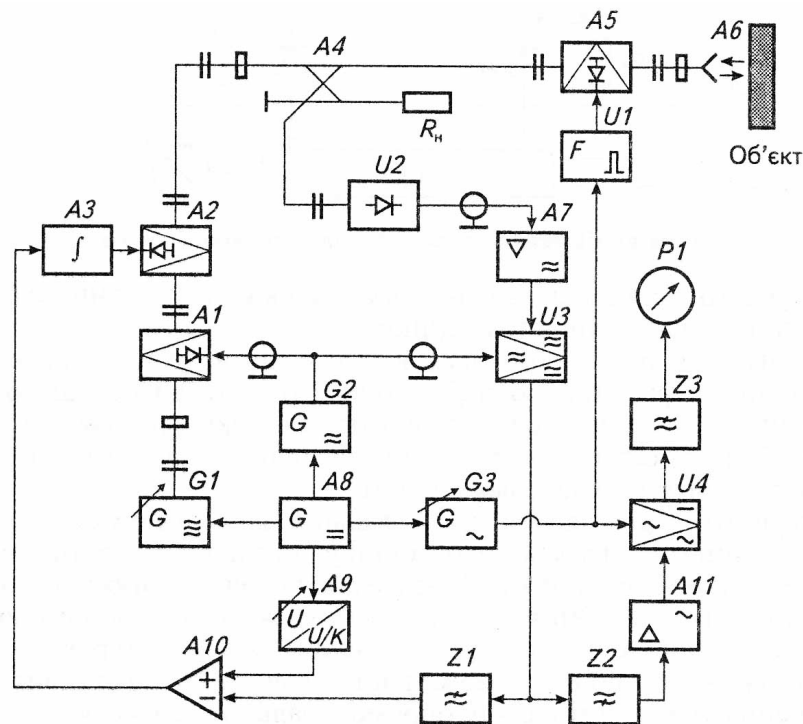


Рис. 4.8. Вимірювально-діагностична радіометрична система

Сигнал генератора $G1$ міліметрового діапазону в $p-i-n$ -атенюаторі $A1$ під дією сигналу генератора $G2$ високої частоти ω зазнає високочастотної інтенсивної модуляції. Модульований сигнал проходить через $p-i-n$ -атенюатор $A2$, де послаблюється до рівня нетеплової потужності, і через основний тракт направленою відгалужувача $A4$ надходить на $p-i-n$ -

атенюатор $A5$, який керований напругою генератора $G3$ низької частоти Ω через формувач імпульсів $U1$. Під дією прямокутного імпульсу від формувача $U1$ p - i - n -атенюатор $A5$ закривається і повністю відбиває вхідний сигнал, тобто виконує роль НВЧ-ключа. За відсутності керуваної напруги на p - i - n -атенюаторі $A5$ відбувається незначне згасання сигналу мм-діапазону, який надходить у спрямований випромінювач $A6$.

Відбитий від опромінюваної ділянки біооб'єкта сигнал приймає спрямований випромінювач $A6$, який має зворотні властивості, і через відкритий p - i - n -атенюатор $A5$ надходить у додатковий тракт направлено відгалужувача $A4$. Одночасно спрямований випромінювач $A6$ приймає власне електромагнітне випромінювання об'єкта у мм-діапазоні, яке також надходить у додатковий тракт направлено відгалужувача, де розташований квадратичний детектор $U2$. У закритому p - i - n -атенюаторі $A5$ модульований частотою ω сигнал відбивається від його входу і через направлений відгалужувач $A4$ надходить також на квадратичний детектор $U2$.

Як опромінюване, так і відбите випромінювання мм-діапазону за потужністю значно менше потужності власних шумів детектора $U2$ та електромагнітного випромінювання власних полів біооб'єкта. В результаті квадратичного детектування пакетів модульованих опромінюваного і відбитого сигналів на виході детектора $U2$ створюється суміш високочастотних коливань частоти ω модуляції, широкосмугового шуму, власного поля об'єкта і високочастотних завад частоти ω . Вибірковим підсилювачем $A7$, налагодженим на частоту ω генератора $G2$ високої частоти, виділяються та підсилюються радіоімпульси з високочастотним заповненням та високочастотна завада. Радіоімпульси частоти ω , які прямують з низькою частотою Ω , у разі закритого та відкритого p - i - n -атенюатора $A5$ можна представити у вигляді

$$U_1(t) = K_1^2 K_2^2 m^2 S_1 K_3 P_0 \cos(\omega t + \varphi) + U'_n(t), \quad (4.71)$$

$$U_2(t) = K_1^2 K_2^2 m^2 S_1 K_3 \Gamma^2 P_0 \cos(\omega t + \varphi) + U'_n(t), \quad (4.72)$$

де K_1 – коефіцієнт передачі атенюатора $A2$; K_2 – коефіцієнт передачі направлено відгалужувача $A4$; m – коефіцієнт глибини модуляції сигналу в

атенюаторі $A1$; S_1 – крутизна перетворення квадратичного детектора $U2$; K_3 – коефіцієнт підсилення вибіркового підсилювача $A7$; Γ – коефіцієнт відбиття БАТ шкіри пацієнта; P_0 – потужність сигналу генератора $G1$; φ – фазовий зсув, який вноситься розладнаним вибірконим підсилювачем $A7$.

У виразах (4.71) і (4.72) член $U'_n(t)$ враховує напругу завад у смузі пропускання вибіркового підсилювача $A7$ і високочастотне наведення від генератора $G2$. Підсилені радіоімпульси детектуються синхронним детектором $U3$, керованим безпосередньо напругою генератора $G2$ високої частоти. В результаті синхронного перетворення радіоімпульсів з'являються відеоімпульси з амплітудами

$$U_3 = K_1^2 K_2^2 m^2 S_1 K_3 S_2 P_0 \cos \varphi + U_n''(t), \quad (4.73)$$

$$U_4 = K_1^2 K_2^2 m^2 S_1 K_3 S_2 \Gamma^2 P_0 \cos \varphi + U_n''(t), \quad (4.74)$$

де S_2 – крутизна перетворення синхронного детектора $U3$; $U_n''(t)$ – залишковий рівень вузькосмугової завади на виході синхронного детектора $U3$.

В умовах вузькосмугового підсилення радіоімпульсів і послідуочого синхронного перетворення завадою $U_n''(t)$ можна знехтувати.

Фільтром $Z1$ нижніх частот із послідовності відеоімпульсів (4.73) і (4.74) виділяється постійна складова напруги

$$U_5 = K_4 \frac{U_3 + U_4}{2} = \frac{1}{2} K_1^2 K_2^2 m^2 S_1 K_3 S_2 K_4 (1 + \Gamma^2) P_0 \cos \varphi, \quad (4.75)$$

де K_4 – коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот.

Постійна напруга U_5 подається на один вхід диференційного підсилювача $A10$, на другий вхід якого надходить постійна напруга U_0 блоку $A8$ постійних напруг, ослаблена подільником напруги $A9$. На виході диференційного підсилювача $A10$ формується підсилена різницева напруга:

$$U_6 = K_5 (U_5 - K_6 U_0), \quad (4.76)$$

де K_5 – коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача $A10$; K_6 – коефіцієнт передачі подільника напруги $A9$.

Напруга U_6 заряджає інтегратор $A3$, вихідна напруга якого регулює коефіцієнт передачі K_1 атенюатора $A2$. Процес автоматичного регулюван-

ня коефіцієнта передачі атенюатора $A2$ продовжується до того часу, поки заряджаюча інтегратор $A3$ напруга не дорівнюватиме нулю. Розв'язуючи вираз (4.76) при $U_6 = 0$ відносно квадрата коефіцієнта передачі атенюатора $A2$ (K_1^2), дістанемо його значення

$$K_1^2 = \frac{2K_6U_0}{K_2^2 m^2 S_1 K_3 S_2 K_4 (1 + \Gamma^2) P_0 \cos \varphi}. \quad (4.77)$$

Фільтром $Z2$ верхніх частот із послідовності відеоімпульсів (4.73) і (4.74) виділяється також змінна складова напруги частоти Ω

$$U_7 = K_7 \frac{U_3 - U_4}{2} \cos \Omega t = \frac{1}{2} K_1^2 K_2^2 m^2 S_1 K_3 S_2 K_7 (1 - \Gamma^2) P_0 \cos \varphi \cos \Omega t, \quad (4.78)$$

де K_7 – коефіцієнт передачі фільтра $Z2$ верхніх частот.

Підставляючи значення коефіцієнта передачі K_1^2 із (4.77) у вираз (4.78), отримаємо

$$U_7 = \frac{K_6 K_7 (1 - \Gamma^2) U_0}{K_4 (1 + \Gamma^2)} \cos \Omega t. \quad (4.79)$$

Змінна напруга (4.79) підсилюється підсилювачем $A11$ низької частоти, випрямляється синхронним детектором $U4$, керованого напругою генератора $G3$ низької частоти, і усереднюється фільтром $Z3$ нижніх частот. Індикатором $P1$ вимірюється постійна напруга

$$U_8 = \frac{K_7 K_8 K_9}{K_4} \frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2} K_6 U_0, \quad (4.80)$$

де K_8 – коефіцієнт підсилення підсилювача $A11$ низької частоти; K_9 – коефіцієнт передачі синхронного детектора $U4$ з урахуванням фільтра $Z3$ нижніх частот.

Потужність P_1 опромінювання об'єкта визначається за виразом:

$$P_1 = K_1^2 K_2^2 P_0, \quad (4.81)$$

або, з урахуванням коефіцієнта передачі атенюатора $A2$, маємо

$$P_1 = \frac{2U_0}{m^2 S_1 K_3 S_2 K_4 (1 + \Gamma^2) \cos \varphi} K_6. \quad (4.82)$$

Потужність, яка поглинається об'єктом, визначається за коефіцієнтом його відбиття Γ

$$P_2 = (1 - \Gamma^2) P_1 = \frac{2U_0}{m^2 S_1 K_3 S_2 K_4 \cos \varphi} \left(\frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2} \right) K_6. \quad (4.83)$$

Із виразу (4.83) видно, що поглинута потужність не залежить від потужності P_0 генератора $G1$, а визначається множником $\frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2}$ і коефіцієнтом передачі K_6 подільника напруги А9. Тому непостійна величина потужності генератора міліметровхвильового діапазону у процесі перебудови його частоти не впливає на рівень поглинаючої потужності. Останній залежить від коефіцієнта відбиття, який при резонансному поглинанні прямує до нуля, а відношення

$$\eta = \frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2} 100 [\%], \quad (4.84)$$

наближається до 100%, що свідчить про повне поглинання опромінюваної електромагнітної енергії.

Показник η повніше характеризує поглинальну здатність БАТ, ніж коефіцієнт відбиття Γ . Так, із збільшенням відбиття монотонно зростає коефіцієнт Γ , але показник η зменшується різкіше через одночасне зменшення чисельника і збільшення знаменника виразу (4.84). Із порівняння виразів (4.80) і (4.84) видно, що показання індикатора $P1$ пропорційні показнику поглинання η . Це дозволяє при зміні частоти генератора $G1$ швидко налаштуватися на резонансну частоту об'єкта за максимальним показником індикатора $P1$. При цьому показання індикатора, як впливає із виразу (4.80), не залежать ні від потужності P_0 генератора $G1$, ні нестабільності параметрів елементів надзвичайно високочастотного (K_1, K_2, m, S_1) і високочастотного трактів (K_3, S_2, K_5). Не впливає на показання індикатора також неминучий розлад вибіркового підсилувача високої частоти А7, що призводить до виникнення неконтрольованого фазового зсуву (φ). З іншого боку, показання індикатора $P1$ пропорційні коефіцієнтові K_6 по-

дільника напруги $A9$. Із співвідношення (4.82) видно, що потужність опромінювання об'єкта пропорційна цьому коефіцієнтові (K_6). Тому за допомогою індикатора PI та регулюючого подільника напруги $A9$ можна встановити такий рівень опромінювання, за якого показник поглинання η буде максимальним при поступовому збільшенні коефіцієнта K_6 . Регулюванням частоти Ω генератора низької частоти $G3$, а також за максимальним показанням індикатора PI можна встановити оптимальну частоту переривання модуляції, яка збігається з частотою біоритмів біооб'єкта.

Дослідження впливу електромагнітного випромінювання (ЕМВ) міліметрового діапазону на людину виявило сильний вплив не тільки його інтенсивності та спектрального складу на терапевтичний ефект. В залежності від температури T_G випромінюючого тіла відносно температури людини ($T_o \approx 310$) розрізняють додатні ($T_G > 310$ К) і від'ємні ($T_G < 310$ К) потоки електромагнітної енергії. Якщо при взаємодії з тепловим генератором ділянка біооб'єкта випромінює електромагнітної енергії більше, ніж поглинає, то це еквівалентно опроміненню від'ємним потоком. Такий обмін відбувається тоді, коли температура випромінюючого тіла генератора менша за температуру опромінюючої ділянки шкіри ($T_G < T_o$). При зворотному співвідношенні температур ($T_G > T_o$) виникають додатні потоки енергії.

В ряді випадків, особливо при лікуванні хворих із запальними захворюваннями, які супроводжуються больовими синдромами, кращий терапевтичний ефект спостерігається при комбінованому використанні від'ємних та додатних потоків електромагнітної енергії. Однак, вибір конкретної температури випромінюючого тіла генератора в залежності від стану здоров'я пацієнта та його індивідуальних особливостей на сьогоднішній день не обумовлені. Випромінюючим тілом, яке має властивості абсолютно чорного тіла в мікрохвильовому діапазоні, використовують узгоджене з хвилеводною лінією передачі навантаження, яке, з одного боку, майже повністю (на 99%) поглинає мікрохвильове випромінювання, яке на нього падає, а з другого боку генерує температурне ЕМВ у відповідності до вищенаведеної формули. Шкіра людини не має властивостей абсолютно чорного ті-

ла і тому не є узгодженим навантаженням з боку приймача випромінювання. Дослідження показали, що це навантаження є нелінійним і має виражені частотно-дисперсійні властивості. Підтвердженням цього є зафіксовані біологічні ефекти, що демонструють резонансний характер з високою еквівалентною добротністю. Залежність біологічних ефектів від інтенсивності опромінювання має явно пороговий вигляд.

На резонансних частотах поглинання шкіра людини стає ніби-то радіопрозорою, що забезпечує на цих частотах режим біжучої хвилі від джерела випромінювання до опромінюючої ділянки шкіри. Чим більше частот в спектрі шумового ЕМВ співпадає з власними (характеристичними) частотами поглинання людини, тим більше передається електромагнітної енергії від генератора до пацієнта. При цьому інтенсивність опромінювання не повинна перевищувати порогову, вище якої клітини шкіри закриваються ніби електропровідною шторкою та починають відбивати ЕМВ. Оскільки інтенсивність випромінювання та його спектральний склад залежать від температури випромінюючого навантаження, то для кожного пацієнта існує оптимальна температура генерації ЕМВ, при якій забезпечується найкраще узгодження джерела випромінювання із шкірою пацієнта. Кількісно степінь узгодження оцінюється коефіцієнтом біжучої хвилі.

Авторами розроблена функціональна схема пристрою для реєстрації поглинаючої здатності шкіри людини від температури джерела електромагнітного випромінювання теплового генератора шуму, яка наведена рис. 4.9. Пристрій має у своєму складі тепловий генератор шуму $G1$ міліметрового діапазону, у хвилеводі якого розташоване узгоджене навантаження з напівпровідниковою термоелектричною батареєю, направлені відгалужувачі $A1$ і $A3$, підсилювачі $A4$ і $A5$, причому підсилювач $A4$ включає в себе регулюючий атенюатор, квадратичні детектори $U2$ і $U3$, імпульсний модулятор $U1$, вентиль $A2$, випромінювально-приймальну антену $X1$, потенціометр R , диференційні підсилювачі $A6$ і $A9$, інтегратор $A8$, керований операційний підсилювач $A7$, фільтр $Z1$ верхніх частот, синхронний детектор $U4$, джерело $G2$ опорної напруги, фільтр $Z2$ нижніх частот, аналогово-цифровий перетворювач $U6$, комп'ютер CPU, регістратор RS та дисплей D ,

цифро-аналоговий перетворювач $U8$ та подільник частот $U7$ і перетворювач $U5$ напруги в струм. Виходи перетворювача напруги в струм $U5$ з'єднані із зажимами напівпровідникової термоелектричної батареї, яка знаходиться в тепловому контакті з узгодженим навантаженням.

Ділянка біооб'єкта опромінюється електромагнітною енергією від антени $X1$. Особливістю впливу на біооб'єкти є використання шумових ЕМВ з інтенсивністю одного порядку із власними шумами приймальної мікрохвильової апаратури. Тому вказані вище з'єднання елементів і блоків пристрою забезпечують виключення впливу власних шумів на результат вимірювання шумових ЕМВ. Пристрій працює таким чином.

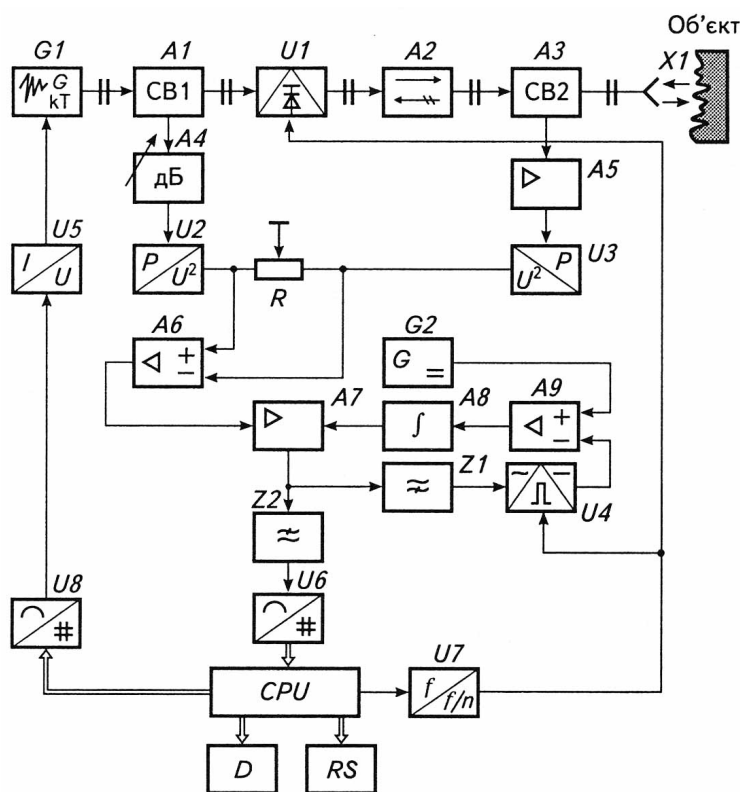


Рис. 4.9. Радіометрична система реєстрації поглинальної здатності біооб'єкта

У хвилеводі генератора $G1$ розташоване узгоджене навантаження, яке охолоджується або нагрівається від напівпровідникової термобатареї. В залежності від температури термобатареї хвилеводне навантаження генерує від'ємні або додатні потоки електромагнітної енергії міліметрового діапазону, інтенсивність і спектр яких визначається мірою охолодження

або нагрівання випромінюючого тіла. Направлене ЕМВ через відгалужувач $A1$ падаючої хвилі поступає на НВЧ-ключ $U1$, який керується напругою від подільника низької частоти $U7$. Подільник частоти $U7$ збуджується текстовою частотою встроєного комп'ютера CPU. В напівперіод керуючої напруги, коли ключ $U1$ відкритий, ЕМВ через вентиль $A2$ і відгалужувач $A3$ відбитої хвилі поступає в антену $X1$ і опромінює ділянку шкіри пацієнта. Частина ЕМВ поглинається ділянкою шкіри, а частина відбивається і приймається антеною $X1$. Прийняте ЕМВ через напрямлений відгалужувач $A3$ та підсилювач $A5$, впливає на квадратичний детектор $U3$. Відбите ЕМВ, що пройшло через відгалужувач $A3$ поглинається вентилем $A2$.

Коли ключ $U1$ закритий, то ЕМВ генератора $G1$ відбивається від нього і через напрямлений відгалужувач $A1$, регулюючий атенюатор підсилювача $A4$ поступає на квадратичний детектор $U2$. Відбите ЕМВ, що пройшло через відгалужувач поглинається навантаженням генератора $G1$.

Вихідні напруги квадратичних детекторів $U2$ і $U3$ впливають на входи диференційного підсилювача $A6$. Рухомий контакт реохорда R встановлюють в процесі калібровки пристрою в таке положення, щоб власні шуми детекторів $U2$ і $U3$ та інших мікрохвильових елементів взаємно компенсувались. В той же час, відбиті ЕМВ, які поступають на входи квадратичних детекторів в різні напівперіоди модулюючої (керуючої) напруги, підсилюються диференційним підсилювачем $A6$ без ослаблення. При цьому на виході диференційного підсилювача з'являються відеоімпульси протилежної полярності, амплітуди яких пропорційні потужностям вхідних

$$U_1 = +SK_1K_2P_i, \quad (4.85)$$

$$U_2 = -SK_1K_3P_n, \quad (4.86)$$

де S – чутливість детекторів $U2$ і $U3$; K_1 – коефіцієнт передачі напрямлених відгалужувачів $A1$ і $A3$; K_2 – коефіцієнт передачі вентилля $A2$; K_3 – коефіцієнт передачі регулюючого атенюатора; P_i і P_n – потужності відповідно відбитого (інформаційного) та падаючого ЕМВ.

Відеоімпульси з амплітудами U_1 і U_2 почергово підсилюються операційним підсилювачем $A7$ з системою автоматичного регулювання підси-

лення (блоки $A8$, $A9$ і $G2$). Із підсилених різнополярих відеоімпульсів фільтром $Z1$ верхніх частот виділяється змінна складова напруги амплітудою

$$U_3 = K_4 \frac{U_1 - U_2}{2} = SK_1 K_4 \frac{K_2 P_i + K_3 P_n}{2}, \quad (4.87)$$

де K_4 – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача $A7$.

Змінна напруга випрямляється синхронним детектором $U4$ і впливає на один вхід диференційного підсилювача $A9$. На другий вхід диференційного підсилювача впливає постійна напруга U_4 джерела $G2$ опорної напруги. Диференційним підсилювачем $A9$ підсилюється різницева напруга

$$U_5 = K_5(U_3 - U_4) = K_5 \left(SK_1 K_4 \frac{K_2 P_i + K_3 P_n}{2} - U_4 \right), \quad (4.88)$$

де K_5 – коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача $A9$.

Різницева напруга U_5 заряджає інтегратор $A8$, вихідна напруга якого змінює коефіцієнт підсилення операційного підсилювача $A7$. Процес автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення K_4 триває до тих пір, доки вхідні напруги диференційного підсилювача $A9$ порівнюються. Прирівнюючи різницеву напругу (4.88) до нуля, отримаємо

$$U_4 = SK_1 K_4 \frac{K_2 P_i + K_3 P_n}{2}. \quad (4.89)$$

Із виразу (4.89) визначаємо встановлене значення коефіцієнта підсилення операційного підсилювача $A7$

$$K_4 = \frac{2U_4}{SK_1(K_2 P_i + K_3 P_n)}. \quad (4.90)$$

Фільтром $Z2$ нижніх частот із підсилених різнополярих відеоімпульсів з амплітудами (4.85) і (4.86) виділяється постійна складова напруги

$$U_6 = K_4 \frac{U_1 + U_2}{2} = SK_1 K_4 \frac{K_2 P_i - K_3 P_n}{2}. \quad (4.91)$$

Підставивши у вираз (4.91) значення коефіцієнта підсилення K_4 із (4.90), отримаємо значення постійної складової напруги

$$U_6 = U_4 \frac{K_2 P_i - K_3 P_n}{K_2 P_i + K_3 P_n}. \quad (4.92)$$

Постійна напруга (4.92) поступає через АЦП U_6 на вхід комп'ютера CPU, який вимірює та реєструє його значення, за допомогою реєстратора та дисплея D . В процесі калібровки пристрою антену XI закривають металевим екраном, що забезпечує практично повне відбиття ЕМВ ($P_n \approx P_i$) і регулюванням атенюатора добиваються нульового показання потенціометра. Це забезпечується при досягненні рівності

$$K_3 = K_2. \quad (4.93)$$

З урахуванням умови (4.93) напругу (4.92), що вимірюється можна представити у вигляді

$$U_6 = U_4 \frac{P_i - P_n}{P_i + P_n} = U_4 K_{\text{БХ}}, \quad (4.94)$$

де $K_{\text{БХ}} = \frac{P_i - P_n}{P_i + P_n}$ – коефіцієнт біжучої хвилі.

Таким чином, у випадку постійності опорної напруги ($U_4 = \text{const}$) показання реєструючого пристрою комп'ютера пропорційні коефіцієнту біжучої хвилі $K_{\text{БХ}}$.

Початок реєстрації відповідає максимальному значенню вихідної напруги ЦАП U_8 та вихідного струму перетворювача U_5 . Полярність напруги установлюється відповідною від'ємному потоку генератора шуму. В результаті поглинання тепла Пельтьє в місті контакту напівпровідникових електродів термобатареї відбувається охолодження навантаження генератора $G1$ до температури $\sim 270\text{-}260$ К. Значення $K_{\text{БХ}}$ для низькотемпературного ЕОМ вимірюється та реєструється на паперовому носіїві з допомогою принтера RS . В процесі реєстрації за допомогою програми мікроЕОМ відбувається пропорційне регулювання напруги на виході ЦАП U_8 .

При цьому струм через термобатарею починає зменшуватись, а отже зменшується охолодження навантаження. Електрична потужність P_δ , що розсіюється в термобатареї, визначається виразом:

$$P_\delta = \Pi I, \quad (4.95)$$

де Π – коефіцієнт Пельтьє, який залежить від матеріалу електродів термобатареї; I – струм через термобатареї.

Оскільки, температура термобатарей пропорційна електричній потужності, що розсіюється то температура навантаження генератора GI змінюється пропорційно зміні напруги на виході ЦАП $U8$. При переході напруги через нульовий потенціал, програмно змінюється полярність струму, що протікає через кінці термобатарей. Внаслідок реверсивності ефекту Пельтьє в термобатарей при зростанні току починає виділятися тепло Пельтьє, і температура навантаження генератора починає підвищуватись. І так відбувається до досягнення крайнього значення напруги ЦАП $U8$. В цьому положенні ЦАП позитивна температура навантаження досягає максимального значення ($\sim 350-360$ К). Відповідні значення $K_{БХ}$ реєструються на RS .

Коефіцієнт біжучої хвилі не залежить від інтенсивності ЕМВ і характеризує поглинальну здатність опромінюваної ділянки шкіри. При $K_{БХ} = 1$ все ЕМВ генератора поглинається об'єктом. Якщо ж $K_{БХ} < 1,0$, то це свідчить про появу відбиття ЕМВ та погане узгодження випромінювача теплового генератора і біооб'єкта. Тому найбільші значення $K_{БХ}$, зареєстровані на RS дозволяють визначити одне або декілька значень температури, при яких поглинання ЕМВ буде найбільшим. Ці температури для кожного біооб'єкта індивідуальні і їх використання забезпечує ефективний вплив.

Встановлення потенціометра R проводиться при вимкненому джерелі, який живить термобатарей генератора GI . В цьому випадку навантаження генератора GI знаходиться практично в термодинамічній рівновазі зі шкірою пацієнта, і на диференційний підсилювач Ab діють лише власні шуми мікрохвильової частини пристрою. Регулюванням двигунка потенціометра R добиваються нульового показання реєстратора RC . При увімкненні термобатарей починається генерація від'ємних або додатних потоків ЕМВ, і показання RC стають пропорційними коефіцієнту біжучої хвилі незалежно від рівня власних шумів.

Таким чином, пристрій дозволяє визначати оптимальні параметри опромінюючих сигналів в залежності від температурних характеристик поверхні шкіри біооб'єкту, яка опромінюється, що значно підвищує ефективність впливу ЕМВ.

Зміна діелектричних властивостей біологічних тканин в НВЧ-діапазоні тісно пов'язана з кількістю води, яка міститься в них. Застосування апаратури, яка реєструє зміни відбитого від тіла людини сигналу НВЧ, дозволяє безконтактно отримувати різноманітну інформацію про об'ємні зміни внутрішніх органів. На відбиваючих властивостях НВЧ-сигналів основана діагностика збирання рідини в легенях внаслідок бронхіту або запалення легенів, набряк мозку та інших тканин.

Коефіцієнт стоячої хвилі визначається відношенням максимального значення напруги (або струму) до мінімального значення напруги (або струму) вздовж однорідної лінії:

$$K_{CB} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}}. \quad (4.96)$$

Залежно від відбиваючої властивості об'єкту K_{CB} змінюється від 1 до ∞ . Повному відбиттю від об'єкту сигналу НВЧ відповідає нескінченно великий K_{CB} . На рис. 4.10 наведена функціональна схема пристрою для вимірювання коефіцієнту стоячої хвилі. Пристрій працює таким чином.

Сигнал НВЧ-генератора 1 поступає на амплітудний модулятор 2, де модулюється напругою низькочастотного генератора 21. Амплітудно-модульований НВЧ-сигнал з глибиною модуляції m через НВЧ-атенюатор 3 і направлений відгалужувач 4 відбитої хвилі поступає на НВЧ-ключ 5, який виконаний на $p-i-n$ -діодах. НВЧ-ключ керується низькочастотною прямокутною напругою, яка формується подільником частоти 22 із напруги низькочастотного генератора 21.

В закритому стані НВЧ-ключ 5 працює за принципом відбиття НВЧ-сигналу. Коли ключ відкритий, модульований НВЧ-сигнал від НВЧ-атенюатора 3 поступає в антену 6 і випромінюється у напрямку опромінюючого об'єкту 7. Відбитий від об'єкту модульований сигнал знову поступає на антену 6 і через відкритий НВЧ-ключ 5 попадає на вхід направленного відгалужувача відбитої хвилі 4. Відгалужений модульований НВЧ-сигнал детектуються НВЧ-детектором 8, в результаті чого на його виході

НВЧ-детектора 8 при безперервній роботі НВЧ-ключа 5 буде мати вигляд послідовності пакетів низькочастотних напруг з амплітудами U_1 і U_2 .

Пакети напруг огинаючої підсилюються вибіркоким підсилювачем 9 низької частоти, який настроєний на частоту генератора 21. Підсилена напруга знову детектується за амплітудою детектором 10. На виході амплітудного детектора 10 формуються відеоімпульси з амплітудами

$$U_3 = K_1 K_2 S_1 K_3 S_2 m^2 \Gamma^2 P_0, \quad (4.99)$$

$$U_4 = K_1 K_2 S_1 K_3 S_2 m^2 P_0, \quad (4.100)$$

де K_3 – регулюючий коефіцієнт підсилення підсилювача 9; S_2 – чутливість амплітудного детектора 10.

Послідовність відеоімпульсів піддається функціональному перетворенню в перетворювачі 11, що виділяє з кореня, в результаті чого амплітуди відеоімпульсів приймають значення

$$U_5 = S_0 m \Gamma \sqrt{P_0}, \quad (4.101)$$

$$U_6 = S_0 m \sqrt{P_0}, \quad (4.102)$$

де $S_0 = \sqrt{K_1 K_2 S_1 K_3 S_2 S_3}$ – результуюча крутизна перетворювання одноканального тракту; S_3 – чутливість перетворювача 11, що виділяє з кореня.

Із послідовності відеоімпульсів з амплітудами U_5 і U_6 фільтром 12 верхніх частот виділяється змінна складова напруги з частотою комутації і амплітудою

$$U_7 = K_4 \frac{U_6 - U_5}{2} = 0,5 K_4 S_0 m (1 - \Gamma) \sqrt{P_0}, \quad (4.103)$$

де K_4 – коефіцієнт передачі фільтру 12.

Виділена фільтром напруга підсилюється підсилювачем 13 змінної напруги і випрямляється синхронним детектором 14, який керується як і НВЧ-ключ 5 вихідною напругою подільника частоти 22. Випрямлена напруга набуває вигляду:

$$U_8 = K_5 K_6 U_7, \quad (4.104)$$

де K_5 – коефіцієнт підсилення підсилювача 13; K_6 – коефіцієнт передачі синхронного детектора 14.

Напруга U_8 поступає на перший вхід диференціального підсилювача 15, на другий вхід якого впливає опорна напруга $U_0 = const$ стабілізованого джерела напруги 16. Різницева напруга з виходу диференційного підсилювача заряджає інтегратор 17, вихідна напруга якого впливає на керуючий вхід регулюючого вибіркового підсилювача 9. Напрямок регулювання коефіцієнту підсилення K_3 вибрано таким чином, щоб різниця вхідних напруг диференційного підсилювача 15 наближалась до нуля.

При досягненні рівності вхідних напруг диференційного підсилювача маємо

$$K_5 K_6 U_7 = U_0, \quad (4.105)$$

або з урахуванням виразу (4.103) отримуємо

$$U_0 = 0,5 K_4 K_5 K_6 S_0 m (1 - \Gamma) \sqrt{P_0}. \quad (4.106)$$

Результуючу крутизну перетворення одноканального тракту S_0 приведемо у вигляді

$$S_0 = \sqrt{K_3} S'_0, \quad (4.107)$$

де $S'_0 = \sqrt{K_1 K_2 S_1 S_2 S_3}$ – постійна частина крутизни перетворення.

Підставляючи значення S_0 із виразу (4.107) в (4.106) і вирішуючи отримане рівняння відносно коефіцієнта підсилення K_3 регулюючого підсилювача, отримуємо

$$K_3 = \left(\frac{2U_0}{K_4 K_5 K_6 S'_0 m (1 - \Gamma) \sqrt{P_0}} \right)^2. \quad (4.108)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення вибіркового підсилювача 9 автоматично приймає значення (4.108).

Із послідовності відеоімпульсів з амплітудами U_5 і U_6 фільтром 18 нижніх частот виділяється також постійна складова напруги

$$U_9 = K_7 \frac{U_5 + U_6}{2}, \quad (4.109)$$

де K_7 – коефіцієнт передачі фільтра 18 нижніх частот.

Постійна напруга U_9 підсилюється підсилювачем 19 і вимірюється вольтметром 20.

Напруга, що вимірюється

$$U_{10} = 0,5K_7K_8\sqrt{K_3S'_om(1+\Gamma)}\sqrt{P_o}. \quad (4.110)$$

З урахуванням значення коефіцієнту підсилення K_3 із співвідношення (4.108) набуває вигляду

$$U_{10} = \frac{K_7K_8}{K_4K_5K_6} \cdot \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} U_o. \quad (4.111)$$

Коефіцієнти передачі фільтру 12 верхніх частот вибирають рівними до коефіцієнту передачі фільтру 18 нижніх частот ($K_4 = K_7$), а коефіцієнт підсилення підсилювача 13 змінної напруги з урахуванням коефіцієнту передачі синхронного детектора 14 встановлюють рівним до коефіцієнту підсилення підсилювача 19 постійної напруги ($K_5K_6 = K_8$). При виконанні цих умов напруга, яка вимірюється вольтметром 20, дорівнює:

$$U_{10} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} U_o. \quad (4.112)$$

Оскільки опорна напруга $U_o = const$, то напруга, що вимірюється, прямо пропорційна коефіцієнту стоячої хвилі:

$$U_{10} = K_{CB}U_o. \quad (4.113)$$

Межі вимірювання K_{CB} змінюються за зміни опорної напруги U_o . Завдяки автоматичному регулюванню коефіцієнта підсилення вибіркового підсилювача 9 на результат вимірювання не впливає нестабільність параметрів елементів, які входять в одноканальний тракт перетворення (K_2, S_1, K_3, S_2, S_3). Рівень опромінювання об'єкту 7 устанавлюється атенуатором 3, але непостійність його коефіцієнту передачі K_1 не впливає на результат вимірювання. Не впливає також на результат вимірювання і непостійність потужності P_o НВЧ-генератора 1. Оскільки коефіцієнт K_{CB} в розглянутому пристрої вимірюється безпосередньо, то точність вимірювання його з ростом його значення не знижується. Тому його цілісно вико-

ристовувати для вимірювання великих неузгоджень з досліджуваним об'єктом ($K_{CB} > 10$).

У порівнянні з відомими пристроями, які мають двоканальну структуру одноканальний вимірювач K_{CB} не потребує підбору однакових елементів: напрямлених відгалужувачів, НВЧ-детекторів, підсилювачів, перетворювачів, що виділяють з кореня та інших парних елементів з нестабільними характеристиками. Так, НВЧ-детектори, навіть при ідентичних конструкціях детекторних секцій і однакових вольтамперних характеристиках діодів за постійним струмом, в діапазоні НВЧ можуть сильно відрізнитися своїм повним опором, а отже, і за чутливістю. Ще більш важко забезпечити ідентичність двох перетворювачів, що виділяють з кореня, які реалізуються за допомогою нелінійних елементів.

Шкала вольтметра 20 проградуйована відповідно до формули:

$$K_{CB} = \frac{\sqrt{P_n} + \sqrt{P_{om}}}{\sqrt{P_n} - \sqrt{P_{om}}}, \quad (4.114)$$

де P_n – потужність падаючої хвилі; P_{om} – потужність відбитої хвилі.

У відповідності з виразом (4.113) шкала вимірювача K_{CB} лінійна і рівномірна на відміну від нерівномірних шкал відомих вимірювачів. Дослідження показали, що похибка одноканальних вимірювачів K_{CB} не перевищує $\pm 0,5\%$ в діапазоні значень 30 на частотах 53-78 ГГц

4.5. Вимірювання діелектричної проникності

Неметалеві речовини характеризуються електричними магнітними властивостями, які необхідно враховувати за прямого використання речовин в різних областях техніки. Особливо важливе визначення електромагнітних властивостей речовин і матеріалів при їх використанні в таких областях як електроніка, електротехніка та радіотехніка. Враховуючи, що для більшості діелектриків, що використовуються в НВЧ-діапазоні магнітні параметри $\mu_m = 1$, а $tg \delta_m = 0$, то для їх оцінки достатньо провести вимірювання електричних параметрів — діелектричної проникливості (ϵ_e) і тангенса кута втрат ($tg \delta_e$).

Вимірювання електричних параметрів діелектриків в НВЧ-діапазоні проводиться в основному із застосуванням двох методів — використанням напрямлених хвиль в об'ємних резонаторах або хвилеводах та використанням електромагнітних хвиль у вільному просторі. Хвилеводний метод використовується на частотах $f < 30$ ГГц, а в міліметровому діапазоні, у зв'язку з малими розмірами хвилеводів, застосовується метод вільного простору та визначення електричних параметрів діелектриків через коефіцієнти відбиття, поглинання та проходження електромагнітного сигналу. В мм-діапазоні застосовується також інтерферометричний метод.

Один із варіантів хвилеводного методу вимірювання параметрів діелектриків передбачає використання коротко замкнутого закінчення хвилеводу (закритого металевією пластинією). Під єднання такого хвилеводу до НВЧ-генератора призводить до встановлення в ньому стоячих хвиль. За допомогою вимірювальної лінії можна зняти розподіл напруженості електричного поля в хвилеводі, коефіцієнт біжучої хвилі $K_{CX} = E_{\min}/E_{\max}$ та визначити довжину хвилі λ_x .

Затим у кінець хвилеводу (коло металевієї відбиваючої стінки) розміщують діелектрика, який необхідно дослідити. Включення діелектрика в ланцюг розповсюдження електромагнітної хвилі призводить до зміщення фази стоячої хвилі, значення якого визначається діелектричною проникливістю матеріалу ε та товщиною зразка d . Вимірюючи λ_x , K_{CX} , E_{\min} та E_{\max} можна визначити діелектричну постійну матеріалу за формулою

$$\varepsilon = \frac{1 + \left(\frac{\beta_1 \lambda_{кр}}{2\pi} \right)^2}{1 + \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda_x} \right)^2}, \quad (4.115)$$

де β_1 — фазова постійна в частині хвилеводу, заповненого діелектриком (визначається за графіками); $\lambda_{кр}$ — критична довжина хвилі для даного перетину хвилеводу.

Точність розглянутого методу залежить від діапазону частот і знаходиться в межах 3-5%.

Використання модуляційних вимірювачів дозволяє значно підвищити точність вимірювання діелектричної проникливості матеріалів. Авторами запропонований спосіб вимірювання діелектричної проникливості листових матеріалів з використанням модуляційного перетворення сигналів та зміщення частоти НВЧ-генератора.

Метод вимірювання діелектричної проникливості реалізується в наступній послідовності. НВЧ-сигнал фіксованої стабільної частоти ω

$$U_1 = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi_1), \quad (4.116)$$

(де U_{m1} – амплітуда сигналу; φ_1 – його фаза) розділяють на вимірювальний і опорний. Вимірювальний сигнал зміщують за частотою НЧ-сигналом

$$U_2 = U_{m2} \cos(\Omega t + \varphi_2), \quad (4.117)$$

(де U_{m2} – амплітуда сигналу; φ_2 – його фаза) і передають на випромінювальну антену. Зміщений за частотою НВЧ-сигнал

$$U_3 = U_{m3} \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_2], \quad (4.118)$$

(де U_{m3} – амплітуда сигналу; $\varphi_1 - \varphi_2$ – його фаза) проходить через досліджуваний матеріал з діелектричною проникністю ε і приймається приймальною антеною. При товщині досліджуваного матеріалу d прийнятий сигнал запізнюється відносно до опорного сигналу на час $\Delta t = d(\sqrt{\varepsilon} - 1)/c$, де c – швидкість поширення електромагнітних хвиль у вільному просторі.

Вимірювальний сигнал з частотою $\omega - \Omega$, який пройшов через досліджуваний матеріал, змішується з опорним сигналом, і виділяється низькочастотний вимірювальний сигнал:

$$U_4 = U_{m4} \cos[\Omega t - (\omega - \Omega)\Delta t + \varphi_2], \quad (4.119)$$

де U_{m4} – амплітуда сигналу.

Низькочастотний вимірювальний сигнал порівнюють за фазою з низькочастотним сигналом U_2 і зменшують частоту низькочастотного сигналу до отримання нульової різниці фаз:

$$2\pi(\omega - \Omega_1) \frac{d}{c} (\sqrt{\varepsilon} - 1) = 2\pi K, \quad (4.120)$$

де $K = 0, 1, 2, \dots$ – цілі числа, що характеризують число повних циклів; Ω_1 – кругова частота зміщення, яка відповідає нульовій різниці фаз ($\Omega_1 < \Omega$).

Потім додатково затримують опорний сигнал фіксованої частоти ω на фазовий кут φ_o і знову зменшують частоту НЧ-сигналу до відновлення нульової різниці фаз

$$2\pi(\omega - \Omega_2) \frac{d}{C} (\sqrt{\varepsilon} - 1) - \varphi_o = 2\pi K, \quad (4.121)$$

де Ω_2 – кругова частота зміщення, яка відновлює нульову різницю фаз ($\Omega_2 < \Omega_1$).

Діелектричну проникливість досліджуемого матеріалу визначають за формулою

$$\varepsilon = \left[\frac{\varphi_o C}{(\Omega_1 - \Omega_2) d} + 1 \right]^2 = \left[\frac{\varphi_o}{2\pi} \cdot \frac{C}{(F_1 - F_2) d} + 1 \right]^2, \quad (4.122)$$

де F_1 – зміщення частоти низькочастотного сигналу до введення додаткового фазового зсуву; F_2 – друге зміщення частоти після введення додаткового фазового зсуву.

Однозначність визначення діелектричної проникливості ε за різницею частот $F_1 - F_2$ забезпечується при виборі фазового зсуву φ_o із умови:

$$\varphi_o = (5 - 10) \Delta\varphi, \quad (4.123)$$

де $\Delta\varphi$ – поріг чутливості фазового детектора.

На рис. 4.11 наведена структурна схема вимірювача, що реалізує запропонований спосіб. Пристрій працює таким чином.

Сигнал НВЧ-генератора 1 за допомогою напрямленого відгалужувача 2 розділяється на вимірювальний і опорний. Вимірювальний сигнал зміщується за частотою в блоці 3 зсуву частоти сигналом НЧ-генератора 4. Зміщений за частотою сигнал поступає у випромінювальну антену 5.

Енергія НВЧ-сигналу, що пройшов через досліджуваний матеріал 6, приймається приймальною антеною 7 і поступає на один із входів змішу-

вача 8, на другий вхід якого поступає опорний сигнал. В опорному каналі увімкнений фазообертач 9, спочатку встановлений в нульове положення.

Із змішаних НВЧ-коливань фільтром 10 нижніх частот виділяється сигнал з частотою НЧ-генератора 4, фаза якого пропорційна значенню діелектричної проникливості досліджуемого матеріалу 6. Виділений сигнал підсилюється підсилювачем 11 і поступає на один із входів фазового детектора 12, на другий вхід якого поступає через фільтр 15 НЧ, який аналогічний фільтру 10, напруга з генератора 4.

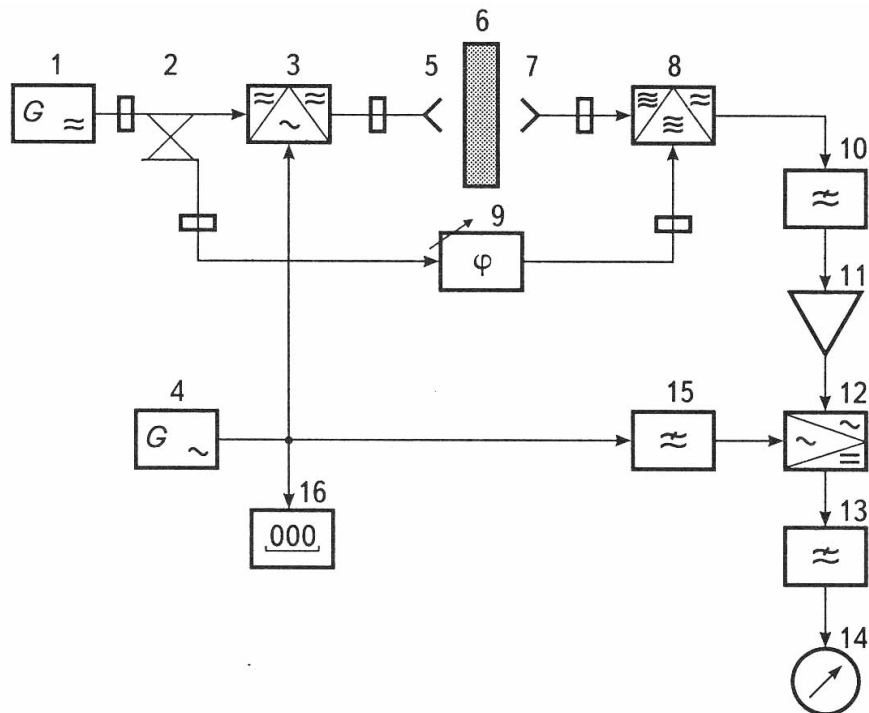


Рис. 4.11. Фазовий вимірювач діелектричної проникливості матеріалів

Вихідна напруга фазового детектора 12, яка пропорційна різниці фаз вхідних напруг, через фільтр 13 НЧ, що виділяє постійну складову напруги, впливає на індикатор 14.

Зміною частоти НЧ-генератора 4 встановлюють нульове показання індикатора 14 і проводять відлік частоти F_1 НЧ-сигналу за цифровим частотоміром 16. Потім фазообертачем 9 вводять додатковий фазовий зсув φ_0 в опорний канал. Зміною частоти НЧ-генератора 4 відновлюють нульове показання індикатора 14 і вимірюють частоту F_2 НЧ-сигналу. За каліброва-

ним фазовим зсувом φ_0 фазообертача ϑ і двома значеннями частот F_1 і F_2 НЧ-генератора 4 визначають діелектричну проникливість досліджуваного матеріалу 6, який може переміщуватися між антенами 5 і 7.

4.6. Засоби вимірювання резонансних частот об'єктів дослідження

Проблема дослідження резонансних частот різноманітних об'єктів — чотириполюсників в радіотехніці та радіоелектроніці, металевих конструкцій та вузлів в машинобудуванні і авіабудуванні, фізичних тіл та біологічних об'єктів у фізиці, біології та медицині потребує створення високочутливих вимірювальних приладів і систем, які в змозі контактним або безконтактним методом визначити резонансні частоти досліджуємих об'єктів.

Нижче розглядаються два варіанти побудови НВЧ-вимірювачів розроблених авторами.

У двохчастотному методі визначення резонансних радіочастот опромінення об'єкта здійснюється модульованим по амплітуді НВЧ-сигналом, бічні частоти якого зсунуті відносно частоти несучих коливань на половину смуги резонансного поглинання об'єкта. Далі здійснюють порівняння рівнів відбитих сигналів на двох бічних частотах, зміну несучої частоти модульованого сигналу проводять до одержання рівності потужностей відбитих сигналів, а потім вимірюють несучу частоту, за значенням якої визначають резонансну частоту об'єкта. Для підвищення точності формують другий модульований по амплітуді сигнал, несучі коливання й огинаюча якого зсунуті за фазою відносно першого модульованого сигналу на 90° . Сумують і віднімають модульовані сигнали, при цьому спочатку опромінюють об'єкт сумарним сигналом, а відбитий сигнал змішують із різницевим сигналом. Потім опромінюють об'єкт різницевим сигналом і відбитий сигнал змішують із сумарним сигналом. Щоразу, із змішаних сигналів виділяють низькочастотний сигнал подвоєної частоти модуляції, а несучу частоту модульованих сигналів змінюють до одержання рівності амплітуд низькочастотних сигналів.

Введення в структуру системи двох балансних НВЧ-модуляторів і подвійного хвилеводного трійника в якості суматора і віднімальника НВЧ-сигналів дозволяє сформувати модульовані сигнали тільки з одною бічною частотою. Використання автоматичного перемикача, що управляється дільником частоти в ланцюзі управління, дозволяє здійснювати взаємне заміщення низькочастотних модулюючих сигналів із частотою, більш низькою, ніж частота модуляції НВЧ-сигналів. Виділення різницевого сигналу амплітудним детектором із низькочастотного сигналу подвоєної частоти модуляції у вигляді змінної напруги частоти комутації і управління ним частотою НВЧ-генератора усуває вплив неідентичності і нестабільності параметрів елементів пристрою. Все це підвищує точність визначення активних радіочастот об'єктів.

На рис. 4.12 зображена структурна схема радіометричної системи для визначення резонансних частот поглинання об'єктів, який містить НВЧ-генератор $G1$, що перестроюється за частотою, із блоком підстроювання частоти $U7$, до виходу якого через 90° -не гібридне з'єднання $U1$ підключені амплітудні модулятори $U2$ і $U3$.

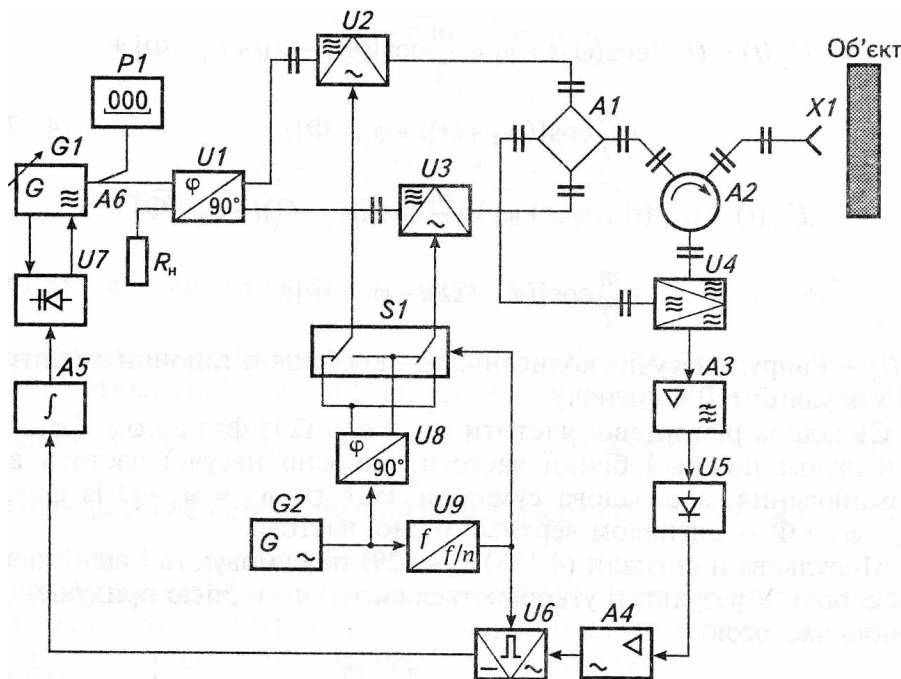


Рис. 4.12. Структурна схема радіометричної системи для визначення резонансних частот поглинання біоб'єктів

Виходи модуляторів сполучені з плечами подвійного хвилеводного трійника $A1$, до одного з виходів якого через циркулятор $A2$ підключена приймально-випромінююча антена $X1$, біологічний об'єкт, що опромінюється, і балансний змішувач $U4$, другий вхід якого сполучений із другим виходом подвійного хвилеводного трійника $A1$. До виходу балансного змішувача $U4$ підключений послідовно сполучений виборчий підсилювач $A3$, амплітудний детектор $U5$, підсилювач низької частоти $A4$, синхронний детектор $U6$ і інтегратор $A5$, вихід якого сполучений із блоком підстроювання частоти $U7$.

Генератор низької частоти $G2$ через 90° фазообертач $U8$ сполучений із двохполюсним автоматичним перемикачем $S1$, управляючий вхід якого підключений до виходу низькочастотного генератора $G2$ через дільник частоти $U9$. Виходи автоматичного перемикача $S1$ сполучені з керуючими входами амплітудних модуляторів $U2$ і $U3$, а керуючий вхід синхронного детектора $U6$ сполучений із виходом дільника частоти $U9$. До виходу НВЧ-генератора $G1$ підключений через спрямовану гілку $A6$ частотомір $P1$ НВЧ-діапазону.

Монохроматичний НВЧ-сигнал

$$U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (4.124)$$

модулюють по амплітуді сигналом низької частоти

$$U_2(t) = U_{m2} \cos(\Omega t + \Phi). \quad (4.125)$$

Одночасно НВЧ-сигнал зсувають за фазою на 90°

$$U_3(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (4.126)$$

і модулюють його за амплітудою зсунутим за фазою на 90° низькочастотним сигналом

$$U_4(t) = U_{m2} \sin(\Omega t + \Phi). \quad (4.127)$$

Значення низької частоти Ω вибирають рівним половині резонансної смуги поглинання $\Delta\omega$ біологічного об'єкта, що опромінюється, тобто частота модуляції $\Omega = \Delta\omega/2$.

У результаті модуляції утворюються два амплітудно модульованих сигнали

$$U_5(t) = U_H \left\{ \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{m}{2} \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_1 - \Phi] + \right. \\ \left. + \frac{m}{2} \cos[(\omega_1 + \Omega)t + \varphi_1 + \Phi] \right\}, \quad (4.128)$$

$$U_6(t) = U_H \left\{ \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{m}{2} \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_1 - \Phi] - \right. \\ \left. - \frac{m}{2} \cos[(\omega_1 + \Omega)t + \varphi_1 + \Phi] \right\}, \quad (4.129)$$

де U_H – напруга несучих коливань; m – коефіцієнт глибини амплітудної модуляції НВЧ-сигналу.

Складова різницевої частоти $\omega_2 = \omega_1 - \Omega$ з фазою $\varphi_2 = \varphi_1 - \Phi$ є сигналом нижньої бічної частоти відносно несучої частоти випромінювання, а складова сумарної частоти $\omega_3 = \omega_1 + \Omega$ і фазою $\varphi_3 = \varphi_1 + \Phi$ – сигналом верхньої бічної частоти.

Модульовані сигнали (4.128) і (4.129) сумують і віднімають між собою. У результаті цього утворюються сигнали з придушеною однією з бічних частот

$$U_7(t) = U'_H \left[\cos(\omega_1 t + \varphi_1 + \frac{\pi}{4}) + \frac{m}{2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \right], \quad (4.130)$$

$$U_8(t) = U''_H \left[\cos(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{\pi}{4}) + \frac{m}{2} \cos(\omega_3 t + \varphi_3) \right], \quad (4.131)$$

де U'_H і U''_H – амплітуди несучих коливань.

Глибину модуляції НВЧ-коливань вибирають невеликою у межах 5...10% ($m = 0,1 \dots 0,05$). Тому потужність НВЧ-сигналу в основному зосереджена в несучих коливаннях частоти ω_1 .

Спочатку біологічний об'єкт із резонансною частотою ω_0 збуджують сумарним сигналом (4.130) із нижньою бічною частотою $\omega_2 = \omega_1 - \Omega$ і виділяють відбитий сигнал

$$U_9 = U'_H \left[\Gamma_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1 + \frac{\pi}{4} + \Delta\varphi'_1) + \right. \\ \left. + \Gamma_2 \frac{m}{2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2 + \Delta\varphi_2) \right], \quad (4.132)$$

де Γ_1 і Γ_2 – модулі коефіцієнта відбиття об'єкту відповідно на частоті ω_1 і ω_2 ; $\Delta\varphi'_1$ і $\Delta\varphi_2$ – додаткові фазові зсуви сигналів при їхньому відбитті відповідно на частотах ω_1 і ω_2 .

Модуль коефіцієнту відбиття в залежності від частотного розстроювання з об'єктом має вигляд:

$$\Gamma_1 = \frac{\sqrt{4\Gamma_0^2 + (1 + \Gamma_0)^2 d_1^2}}{\sqrt{4 + (1 + \Gamma_0)^2 d_1^2}}, \quad (4.133)$$

$$\Gamma_2 = \frac{\sqrt{4\Gamma_0^2 + (1 + \Gamma_0)^2 d_2^2}}{\sqrt{4 + (1 + \Gamma_0)^2 d_2^2}}, \quad (4.134)$$

де Γ_0 – коефіцієнт відбиття при резонансі ($\omega_1 = \omega_0$); $d_1 = 2Q \Delta\omega_1/\omega_0$ – узагальнене розстроювання сигналу щодо об'єкту; Q – еквівалентна добротність об'єкта в смузі поглинання; $\Delta\omega_1 = \omega_1 - \omega_0$ – розстроювання на частоті ω_1 ; $d_2 = 2Q \Delta\omega_2/\omega_0$ – узагальнене розстроювання сигналу щодо об'єкта на нижній бічній частоті ω_2 ; $\Delta\omega_2 = \omega_2 - \omega_0$ – розстроювання на частоті ω_2 .

Змішують відбитий від об'єкта НВЧ-сигнал (4.132) із різницеvim НВЧ-сигналом (4.131). Виділяють із результуючого сигналу низькочастотні коливання з подвоєною частотою модуляції

$$\begin{aligned} U_{10} &= \frac{S_1}{4} \Gamma_2 K_1 m U'_H U''_H \cos[(\omega_3 - \omega_2)t + \varphi_3 - \varphi_2 - \Delta\varphi_2] = \\ &= \frac{S_1}{4} \Gamma_2 K_1 m U'_H U''_H \cos(2\Omega t + \varphi_4), \end{aligned} \quad (4.135)$$

де S_1 – крутизна характеристики змішування НВЧ-коливань; K_1 – коефіцієнт фільтрації низькочастотних коливань; $\varphi_4 = \varphi_3 - \varphi_2 - \Delta\varphi_2$ – результуюча фаза низькочастотного сигналу.

Детектують низькочастотний сигнал (4.135) і вимірюють напругу:

$$U_{11} = \frac{S_1 S_2}{4} \Gamma_2 K_1 m U'_H U''_H, \quad (4.136)$$

де S_2 – крутизна перетворення амплітудного детектора.

Потім об'єкт опромінують різницеvim сигналом (4.131) із верхньою бічною частотою $\omega_3 = \omega_1 + \Omega$ і виділяють відбитий сигнал

$$U_{12} = U_H'' [\Gamma_1 \cos (\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{\pi}{4} + \Delta\varphi_1'') + \Gamma_3 \frac{m}{2} \cos (\omega_3 t + \varphi_3 + \Delta\varphi_3)] , \quad (4.137)$$

де Γ_1 і Γ_3 – модуль коефіцієнта відбиття, а $\Delta\varphi_1''$ і $\Delta\varphi_3$ – додаткові фазові зсуви при відбитті відповідно на частоті ω_1 і ω_3 .

Коефіцієнт відбиття на частоті ω_3 має вигляд

$$\Gamma_3 = \frac{\sqrt{4\Gamma_0^2 + (1 + \Gamma_0)^2 d_3^2}}{\sqrt{4 + (1 + \Gamma_0)^2 d_3^2}} , \quad (4.138)$$

де $d_3 = 2Q \Delta\omega_3 / \omega_0$ – узагальнене розстроювання сигналу щодо об'єкта на верхній бічній частоті ω_3 ; $\Delta\omega_3 = \omega_3 - \omega_0$ – розстроювання на частоті ω_3 .

Змішують відбитий від об'єкта НВЧ-сигнал (4.137) із сумарним НВЧ-сигналом (4.111). Виділяють із результуючого сигналу низькочастотні коливання з подвоєною частотою модуляції

$$\begin{aligned} U_{13} &= \frac{S_1}{4} \Gamma_3 K_1 m U_H' U_H'' \cos[(\omega_3 - \omega_2)t + \varphi_3 - \varphi_2 + \Delta\varphi_3] = \\ &= \frac{S_1}{4} \Gamma_3 K_1 m U_H' U_H'' \cos(2\Omega t + \varphi_5), \end{aligned} \quad (4.139)$$

де $\varphi_5 = \varphi_3 - \varphi_2 + \Delta\varphi_3$ – результуюча фаза низькочастотного сигналу.

Детектують низькочастотний сигнал (4.139) і вимірюють його напругу

$$U_{14} = \frac{S_1 S_2}{4} \Gamma_3 K_1 m U_H' U_H'' . \quad (4.140)$$

Порівнюють напругу низькочастотних сигналів (4.136) і (4.140) і формують різницеvim сигнал:

$$U_{15} = U_{11} - U_{14} = \frac{S_1 S_2}{4} K_1 K_2 m U_H' U_H'' (\Gamma_2 - \Gamma_3) , \quad (4.141)$$

де K_2 – коефіцієнт перетворення різницевого сигналу.

Змінюють несучу частоту ω_1 сигналу, що опромінює, до одержання нульового значення різницевого сигналу (4.141).

При досягненні нульового різницевого сигналу маємо

$$\Gamma_2 = \Gamma_3. \quad (4.142)$$

З урахуванням значень коефіцієнтів відбиття об'єкту на нижній і верхній бічних частотах отримуємо

$$\frac{4\Gamma_0^2 + (1 + \Gamma_0)^2 d_2^2}{4 + (1 + \Gamma_0)^2 d_2^2} = \frac{4\Gamma_0^2 + (1 + \Gamma_0)^2 d_3^2}{4 + (1 + \Gamma_0)^2 d_3^2}. \quad (4.143)$$

З рівності (4.143) випливає, що абсолютні значення узагальнених розлагоджень об'єкту рівні

$$|d_2| = |d_3| \quad \text{або} \quad |\omega_2 - \omega_0| = |\omega_3 - \omega_0|. \quad (4.144)$$

Так як бічні частоти одночасно змінюються зі змінами несучої частоти ω_1 , то рівність (4.144) виконується за умови

$$|\omega_1 - \Omega - \omega_0| = |\omega_1 + \Omega - \omega_0|. \quad (4.145)$$

Коли несуча частота сигналу, що опромінює, збігається з резонансною частотою об'єкта,

$$\omega_1 = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (4.146)$$

де L і C – еквівалентні індуктивність і ємність молекулярного резонатора.

Таким чином, частота НВЧ-коливань точно настроюється на резонансну частоту поглинання об'єкта по рівності добутків двох НВЧ-сигналів бічних частот, у яких один із сигналів є відбитим від об'єкта сигналом однієї бічної частоти, інший — симетричний щодо несучої частоти іншої бічної частоти. При цьому мінливість абсолютних значень коефіцієнтів відбиття об'єкта в околицях резонансу Γ_2 і Γ_3 , а також нерівність амплітуд сигналів, що змішуються U'_H і U''_H , нестабільність характеристик змішування (S_1), детектування (S_2) і коефіцієнту фільтрації (K_1) через його неминуче частотне розстроювання не впливають на точність суміщення частоти сигналу, що опромінює, із резонансною частотою поглинання об'єкта. Резонансну частоту об'єкта $\omega_0 = \omega_1$ вимірюють НВЧ-частотоміром Р1.

Радіометрична система працює таким чином.

Вхідний сигнал НВЧ-генератора, що перестроюється за частотою $G1$, розділяється за допомогою НВЧ-гібридного з'єднання $U1$ на два квадратурних сигнали. Аналогічним чином низькочастотний сигнал генератора $G2$ розділяється фазодільником $U8$ на два квадратурних сигнали. У модулях $U2$ і $U3$ здійснюється амплітудна модуляція НВЧ-сигналів, зсунутих за фазою на 90° , низькочастотними сигналами, котрі також зсунуті на 90° . У результаті додавання і віднімання модульованих НВЧ-сигналів у подвійному хвилеводному трійнику $A1$ утворюються НВЧ-сигнали з подавленою однією з бічних частот. При цьому на одному виході трійника $A1$ утвориться сумарний сигнал із нижньою бічною частотою, а на іншому виході — різницевий сигнал із верхньою бічною частотою. НВЧ-сигналом із подавленою бічною частотою опромінюють через приймально-передаючу антену $X1$ біологічний об'єкт. Відбитий НВЧ-сигнал, виділений циркулятором $A2$, змішується в балансному змішувачі $U4$ із НВЧ-сигналом, у якому подавлений сигнал другої бічної частоти.

За допомогою комутатора $S1$ періодично з низькою частотою, рівній частоті вихідної напруги дільника частоти $U9$, відбувається взаємне заміщення модулюючих сигналів, зсунутих на 90° , на входах модуляторів $U2$ і $U3$. При цьому сумарний і різницевий НВЧ-сигнали на виходах подвійного хвилеводного трійника $A1$ взаємно заміщуються. У результаті цього на виході балансного змішувача $U4$ утворюються пакети низькочастотних коливань із подвоєною частотою модуляції, амплітуди яких пропорційні коефіцієнтам відбиття об'єкта на симетричних бічних частотах.

Пакети низькочастотних коливань виділяються і посилюються виборчим підсилювачем $A3$, настроєним на подвоєну частоту модуляції. Послідовність пакетів коливань із різними амплітудами являють собою по суті одну модульовану за амплітудою напругу, що детектується амплітудним детектором $U5$. Змінна напруга, що утворюється при цьому, із частотою комутації $S1$ посилюється підсилювачем низької частоти $A4$ і випрямляється синхронним детектором $U6$, опорна напруга на який надходить із виходу дільника частоти $U9$.

Залежно від знаку розлагодження сигналу щодо резонансної частоти поглинання об'єкта змінюється фаза обвідної модульованого сигналу, що виділяється вузькосмуговим підсилювачем $A3$. Тому полярність вихідної напруги синхронного детектора $U6$, що заряджає інтегратор $A5$, визначається знаком розлагодження об'єкту стосовно несучих коливань сигналу, що опромінює. Вихідна напруга інтегратора $A5$ впливає на блок $U7$ і підстроює тим самим частоту ω_1 НВЧ-генератора $G1$ до значення резонансної частоти поглинання об'єкту ω_0 .

При збігу частоти генератора $G1$ із резонансною частотою об'єкта ($\omega_1 = \omega_0$) зникає амплітудна модуляція у вихідній напрузі виборчого підсилювача $A3$ і припиняється заряд інтегратора $A5$ напругою тієї або іншої полярності. За рахунок суміщення частоти НВЧ-генератора $G1$ із резонансною частотою об'єкта забезпечується точне визначення резонансної частоти частотоміром $P1$. При перестроюванні частоти генератора $G1$ аналогічним чином відбувається пошук і визначення інших резонансних частот. Розглянута система дозволяє автоматично визначити резонансні частоти об'єктів по бічним частотам ω_2, ω_3 з високою точністю. При цьому можна значно скоротити час на визначення частот об'єктів дослідження.

Розроблена система використовує зондуєчі сигнали та їх відбиття від об'єкту дослідження, а тому її можна використовувати для безконтактного дослідження різноманітних фізичних тіл і біологічних об'єктів, не втручаючись по суті в процеси, що проходять всередині цих об'єктів. Водночас дослідження більшості НВЧ-вузлів та ланцюгів пов'язано з проходженням зондуєчі сигналів через вказані об'єкти та визначенні коефіцієнтів передачі, резонансних частот, коефіцієнтів стоячої хвилі та інших параметрів.

Авторами запропонований пристрій, який реалізує метод проходження НВЧ-сигналу через зондуєчий об'єкт (сенсор-резонатор).

На рис. 4.13 наведена функціональна схема пристрою для вимірювання резонансної частоти прохідних резонаторів. Пристрій працює наступним чином. Високочастотний сигнал частоти ω генератора 1

$$U_{\Gamma}(t) = U \cos(\omega t + \varphi_1), \quad (4.147)$$

поступає на сигнальний вхід однополюсного модулятора 3, виконаного за фазокомпенсаційною схемою. На керуючі входи модулятора через перемикачі 4 і 5 поступають сигнали частоти Ω , зсунуті на 90° перетворювачем 6 однофазної напруги в двофазну, на вхід якої поступає низькочастотний сигнал генератора 7. На виході фазокомпенсаційного модулятора 3 формується сигнал сумарної $(\omega + \Omega)$ або різницевої $(\omega - \Omega)$ частоти залежно від послідовності фаз модулюючих сигналів, яка визначається положенням перемикачів 4 і 5

$$U_2(t) = U_\Sigma \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_1], \quad (4.148)$$

або

$$U_3(t) = U_\Sigma \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_1]. \quad (4.149)$$

При періодичних перемиканнях послідовності фаз з частотою комутації, яка задається частотою вихідної напруги подільника 8 частоти, на виході однополюсного модулятора 3 формуються радіоімпульси однакової амплітуди, зсунуті за частотою відносно один до одного на 2Ω . Частоту Ω вибирають рівною до половини смуги пропускання датчика-резонатора 9.

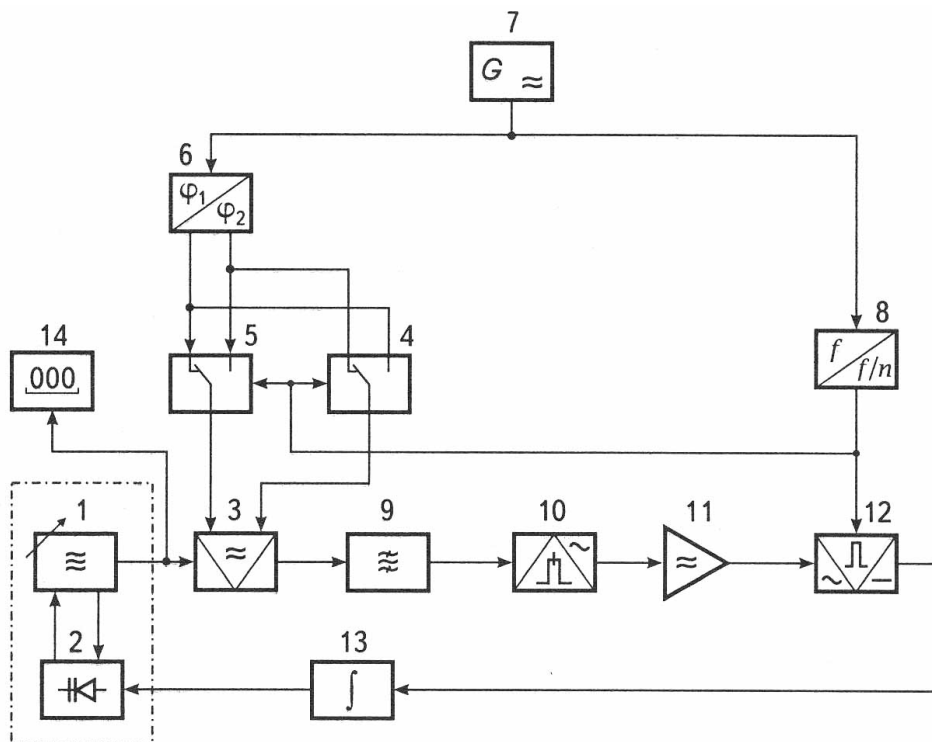


Рис. 4.13. Вимірник резонансних частот прохідних резонаторів

Якщо частота ω генератора I співпадає з резонансною частотою ω_0 прохідного резонатора 9 , то радіоімпульси сумарної $(\omega + \Omega)$ і різницевої $(\omega - \Omega)$ частот проходять через резонатор з однаковим ослабленням, і на виході амплітудного детектора 10 відсутня огинаюча частоти комутації $\Omega_k = \Omega/n$, де n – коефіцієнт ділення дільника δ . При розлагодженні резонатора через зміни, наприклад, діелектричних або магнітних властивостей контролюючого об'єкту радіоімпульси частоти $(\omega + \Omega)$ і $(\omega - \Omega)$ починають відчувати різні ослаблення, що викликає появу згинаючої у вихідному сигналі датчика.

Виділена детектором 10 напруга згинаючої підсилюється підсилювачем 11 низької частоти і випрямляється фазочутливим випрямлювачем 12 . Випрямлена напруга, полярність якої визначається знаком розлагодження резонатора, заряджає інтегратор 13 , вихідна напруга якого змінює реактивність елемента керування, наприклад, варікапу коливального контуру генератора I .

Процес зміни частоти генератора I триває доти, поки його частота ω не співпадає з резонансною частотою резонатора ω_0 . В цьому стані напруга на виході фазочутливого випрямляча 12 зникає, і інтегратор 13 через елемент 2 керування утримує значення частоти $\omega = \omega_0$, яке вимірюється цифровим частотоміром 14 . В якості інтегратора 13 може бути використаний і мікро двигун, через редуктор зв'язаний з входом конденсатора змінної ємності високочастотного генератора.

Таким чином, наведений пристрій забезпечує безперервне слідування і вимірювання частоти резонатора, яка змінюється в процесі контролю діелектричних і магнітних властивостей матеріалів.



Контрольні питання

1. На які діапазони поділяються надвисокі частоти та їх зв'язок з розмірами хвилеводів?
2. Розкрийте зв'язок між коефіцієнтом відбиття (Γ) та коефіцієнтом стоячої хвилі (КСХ).
3. Як виміряти частотну залежність затухання НВЧ-коливачів?
4. Назвіть способи вимірювання нерівномірності частотних характеристик НВЧ-сенсорів.
5. Пояснити принцип дії схеми двочастотного вимірювача, нерівномірності АЧХ сенсора.
6. Як оцінити нелінійність фазової характеристики НВЧ-сенсорів?
7. Привести схему двочастотного вимірювача фазочастотних характеристик сенсорів.
8. Як поміряти коефіцієнт відбиття та поглинання?
9. Привести схему рефлектометра та пояснити принцип його дії.
10. Як зареєструвати поглинальну здатність біооб'єкта?
11. В чому перевага одноканальних схем вимірювання КСХ у порівнянні з двоканальними?
12. Пояснити принципи вимірювання діелектричної проникливості матеріалу фазовим методом.
13. Як визначити резонансну частоту поглинання біооб'єкта?
14. Навести схему вимірювача резонансних частот прохідних резонаторів.
15. Пояснити призначення пристрою зміщення частоти у вимірювачах резонансних частот сенсорів.

РОЗДІЛ 5

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ

НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН НВЧ-СЕНСОРАМИ

5.1. Попередні зауваження

В області радіохвиль геометричні розміри сенсорів і інших елементів вимірювальних ланцюгів (котушки індуктивності, конденсатори, резистори) значно менші за довжину хвилі; в електричному відношенні вони являють собою систему із зосередженими параметрами. За частот вищих від 30 МГц (у метровому діапазоні хвиль) починається перехідна область, у якій довжина хвилі все ще значно більша за розміри елементів схеми і на похибки вимірювання хвильові властивості джерела випромінювання ще не мають значного впливу. Проте слід враховувати явище скін-ефекту, і до вимірювальної апаратури та електричних перетворювачів ставляться жорсткі вимоги щодо монтажу, взаємного розміщення і зв'язку елементів. Тому застосування електричних сенсорів в цій області частот обмежене.

В діапазоні НВЧ довжина стає порівняною з розмірами сенсорів. Це приводить до того, що в рівняннях, якими описують електромагнітний стан системи, з'являються складові, що залежать від часу. Електромагнітне поле в таких системах уже не може вважатися квазістаціонарним, як на низьких частотах, а проявляється у форми хвиль. У вимірювальних ланцюгах сенсорів приходиться застосовувати спеціальні елементи: клістри, магнетрони, лампи біжучої хвилі, напівпровідникові НВЧ-діоди та транзистори, високочастотні генераторні лінії, тому що в звичайних лампах частота електромагнітного поля стає сумірною з часом прольоту електронів.

При зменшенні довжини хвилі (збільшенні частоти) все більшого значення набувають оптичні властивості полів, що проявляється в особливостях розповсюдження хвиль, в процесах випромінювання і поглинання енергії хвиль середовищем, при яких визначальну роль грають квантові ефекти. Тому вигляд перетворювачів параметрів контрольованого середовища, як і самі схеми вимірювання, істотно відрізняються від описаних у попередніх параграфах. Залежно від умов проведення експерименту розрізняють

такі методи вимірювання параметрів речовин на НВЧ: методи вільного простору, методи з застосуванням направлених хвиль, методи з використанням кінцевих випромінювачів.

Перетворювачі першого типу представляють собою пристрій, що містить направлені передавальну і приймальну антени різних конструкцій. Випромінювана передавальною антеною енергія у вигляді НВЧ хвиль взаємодіє з контрольованим середовищем, в результаті чого величини, які описують процес поширення електромагнітних хвиль, змінюються. Такими величинами можуть бути амплітуда або фаза сигналів, що випромінюються чи приймаються. Порівняння цих параметрів можливе, коли хвиля проходить через контрольоване середовище або відбивається від нього. Рідину і гази розміщують на шляху хвилі звичайно в посудинах проточного типу з діелектрика, хоч принципово можливий також метод вимірювання у відкритому об'ємі (контактний спосіб вимірювання). Для твердих середовищ у випадку монолітної речовини виготовляють зразки певної форми, а для на-сипних матеріалів і рідин — вимірювальні комірки (кювети).

Якщо застосовується принцип віддзеркалювання, передавальна антена може спрямувати хвилю як нормально, так і під кутом до контрольованого об'єму; у першому випадку передавальна і приймальна антена суміщаються. Спрямовуючою антеною є дзеркало з легкого сплаву у вигляді парабо-лоїда обертання, як випромінювач використовують напівхвильовий диполь або рупорну антену, що розміщуються у фокусі дзеркала.

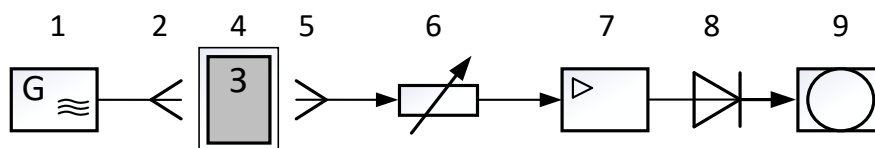


Рис. 5.1. Схема одноканального амплітудного вимірювача затухання НВЧ-сенсора

Основні схеми, що використовують НВЧ-сенсори приведені на рис. 5.1-5.3. В одноканальній схемі (рис. 5.1) НВЧ коливання генератора 1, промодульовані сигналом низької частоти, випромінюються передавальною антеною 2, походять через контрольоване середовище 3, що знахо-

диться у вимірювальній комірці 4 і приймаються антеною 5. Зміни амплітуди хвилі, що пройшла через контрольоване середовище, визначаються відліком по шкалі атенюатора 6 за сталих показках приладу 9 (метод заміщення), або безпосереднім відліком по приладу 9. У вимірювальну схему також входять підсилювач 7 і детектор 8.

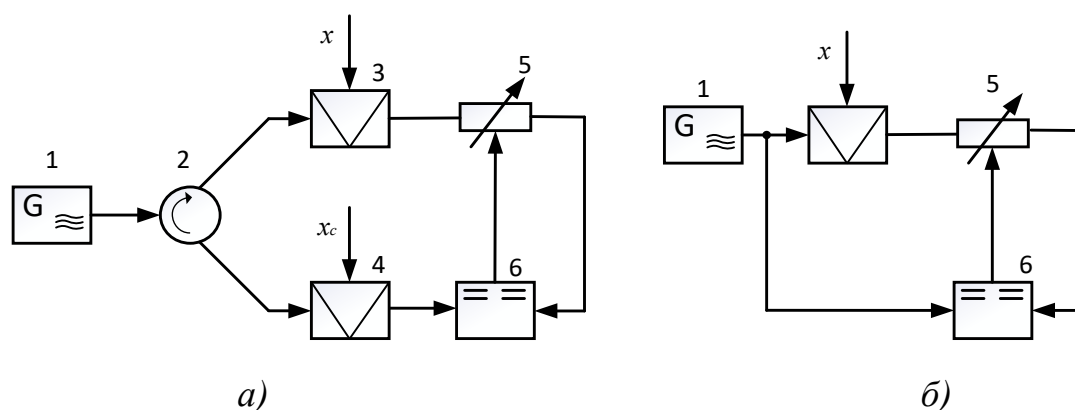


Рис. 5.2. Автоматизовані амплітудні вимірювачі затухання
НВЧ-сенсорів

В автоматичних варіантах схем використовують додатковий (опорний) канал, в НВЧ-сенсорі якого 4 розміщують еталон контрольованого середовища (рис. 5.2а), або використовують частину енергії НВЧ хвиль від генератора 1 (рис. 5.2б). Слідкуюча система б діє на атенюатор 5, зводячи до нуля результат порівняння сигналів вимірювального і опорного каналів.

В схемі 5.3а застосовують одночасне вимірювання амплітуди і фази НВЧ хвиль. Сигнал від генератора 1 розділяється на два канали. В одному каналі сигнал змінює фазу в каліброваному регульованому фазообертачі 3, у другому каналі здійснюється амплітудна модуляція сигналом низької частоти в блоці 4, після чого модульований сигнал проходить через контрольоване середовище в НВЧ-сенсорі 5. Сигнали з обох каналів поступають на змішувач (перемножувач) 6 в однаковій фазі, далі амплітуди їх вирівнюють атенюатором 7. Відлік фази проводять по шкалі фазообертача 3, а зміни амплітуди — по шкалі атенюатора 7 або вимірювального приладу 9, який в першому випадку буде нуль-індикатором.

Для вимірювання фази НВЧ хвилі, що пройшла через контрольоване середовище, застосовують автодинофазовий метод вимірювання.

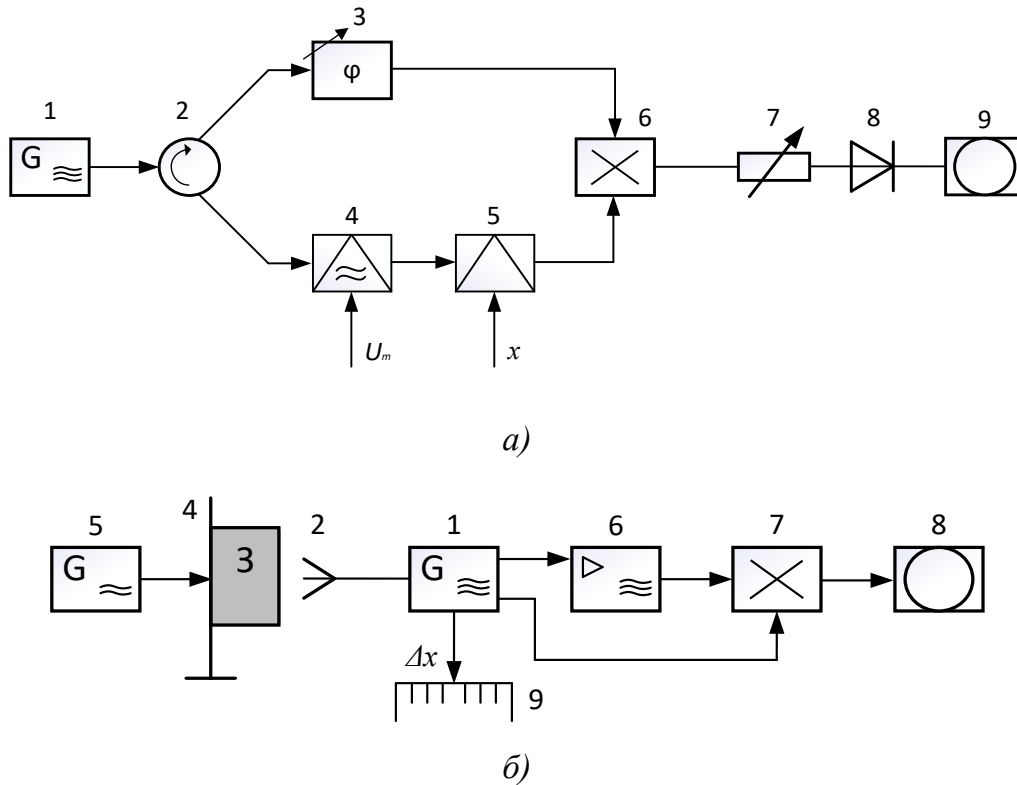


Рис. 5.3. Вимірювачі амплітудно-фазових параметрів НВЧ-сенсорів

Автодин — це пристрій, що складається з передавача, приймача й детектора НВЧ коливань, при цьому всі функції цих елементів виконує відбиваючий клістрон, що працює в спеціальному — автодинному режимі. Один з багаточисленних варіантів такої схеми приведено на рис. 5.3б. Електромагнітні хвилі, які виробляються автодином 1, випромінюються рупорною антеною 2 у простір, проходять через контрольоване середовище 3 і віддзеркалюючись від екрана амплітудного модулятора 4 (акустичного вібратора), який збуджується низькочастотними коливаннями генератора 5, приймаються тією ж антеною 2. При роботі вібратора на виході змішувача 7 автодина виникає сигнал низької частоти, амплітуда якого залежить від взаємного положення автодина і вібратора. Зміна діелектричних властивостей контрольованого середовища впливає на зміну рівня сигналу і фази

хвилі. Переміщуючи автодин можна добитися попереднього рівня сигналу і за переміщенням визначити зсув фази.

В методах, що обґрунтовані на використанні віддзеркаленої хвилі, НВЧ-параметри середовища можна визначити за параметрами стоячих електромагнітних хвиль, які виникають при відбитті від екрана (дзеркала) з розміщеному на ньому вимірювальною коміркою. Принцип вимірювання полягає в тому, що при опроміненні металевої поверхні екрану у просторі виникає стояча хвиля, вузли якої розміщені через інтервали, які дорівнюють половині довжини хвилі ($\lambda/2$). В точках мінімуму коефіцієнт біжучої хвилі (КБВ) дорівнює нулю. Якщо на екран помістити кювету з досліджуваною речовиною, точки мінімуму зміщуються на Δx і K_δ і не дорівнює нулю. Значення K_δ та Δx залежать від діелектричних характеристик досліджуваної речовини і об'єму, який вона займає. На рис. 5.4 приведена схема реалізації цього методу. Генератор 1 НВЧ хвиль з'єднаний з випромінюючим рупором антени 3 через коаксіально-хвильовий пристрій 2, який забезпечує узгодження тракту. Оскільки фронт хвилі на виході рупора без лінзи має приблизно сферичну форму, то щоб одержати плоский хвильовий фронт, використовують пришвидшуючу лінзу з паралельних металевих пластин, а щоб запобігти виниканню вищих типів коливань в зоні виходу рупора встановлюють сітку з тонких металевих дротів, які розміщені так, що вектор напруженості електричного поля буде перпендикулярним до дротів сітки.

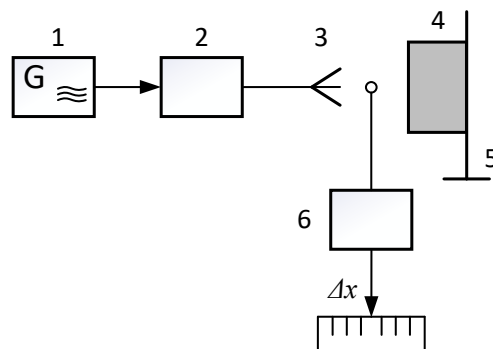


Рис. 5.4. Інтерферометричний вимірювач параметрів НВЧ-сенсорів

Випромінювання хвилі відбивається від дзеркала 5, в зоні вимірювання створюються стоячі хвилі, параметри яких визначаються індикаторним блоком 6, який складається з НВЧ-детектора з показуючим приладом 1 відлікового механізму переміщення (вимірювальна лінія).

Порівнюючи високочастотні ВЧ і НВЧ методи вимірювання складу середовища, треба відмітити, що НВЧ сенсори дозволяють контактним методом вимірювати параметри багатьох речовин, для яких високочастотні сенсори не годяться, через їх низьку добротність. Із ростом частоти все більший вплив на результат вимірювання має реактивна складова струму порівняно до активної, тому добротність системи зростає.

При безконтактних НВЧ вимірюваннях вплив стінок комірки з контрольованим середовищем при правильному виборі їх матеріалу впливає на вимірювання значно менше, ніж у ВЧ комірках за рахунок зменшення як поляризаційних, так і поверхневих ефектів. Слід відмітити, що ВЧ і НВЧ сенсори чутливі до хімічного і структурного складу контрольованого середовища, проте у НВЧ сенсорів є можливість значно підсилити вибірковість до певної структури або до певного хімічного компонента середовища правильним вибором оптимальної частоти вимірювання. Це пов'язано з тим, що час релаксації деяких компонентів речовин лежить в області значень періоду НВЧ коливань (наприклад, час релаксації молекул води дорівнює 10^{-10} с). На деяких частотах спостерігається резонансне поглинання НВЧ-енергії середовищем, чутливість сенсора в цьому випадку різко збільшується, поглинання енергії має вигляд яскраво вираженого піка з центром резонансної частоти. За положенням на частотній характеристиці і за амплітудою піка можна визначати склад середовища.

До методів направленої хвилі відносяться резонансні і хвилеводні методи, коли контрольоване середовище знаходиться в порожнині резонатора чи хвилеводу. Вимірюваною величиною в резонансному методі є зміна власної частоти, добротності резонатора або ослаблення потужності випромінювання, що проходить через резонатор. Хвилеводні методи основані на впливі діелектричних властивостей середовища у хвилеводі на розповсюдження НВЧ хвиль. Вимірюваною величиною може бути послаблення

потужності або імпеданс навантаження. Ці методи є безконтактними і виражають інтервальні властивості середовища.

Резонатор являє собою коливальний контур у вигляді різних об'ємних порожнин, оточених металевими стінками. Звичайний коливальний контур з індуктивності і ємності на НВЧ не може забезпечити хорошої добротності через збільшення діелектричних втрат, скін-ефекту і втрат випромінювання, тому що геометричні розміри квазістаціонарних LC-контурів стають порівняними з довжиною хвилі. В резонаторах втрати на випромінювання відсутні через повне екранування електромагнітних полів від зовнішнього середовища, а звичайні омичні втрати малі порівняно до втрат від скін-ефекту. Тому добротність резонатора набагато вища за добротність квазістаціонарного LC-контурів. Добротність ненавантаженого резонатора може бути більша за тисячу і в особливих випадках досягає 10000.

Резонансні ефекти в резонаторі спостерігаються у випадках, коли його розміри сумірні з довжиною хвилі. Резонанс пов'язаний з появою стоячих електромагнітних хвиль між стінками порожнини. Крім основного коливання, що відповідає резонансу з найнижчою власною частотою, виникає цілий спектр коливань більш високих типів. Збуджена при резонансі форма коливань відноситься до Е- або Н-типу, в залежності від розподілення електричних і магнітних силових ліній в порожнині резонатора. Якщо в даному координатному напрямі будуть тільки компоненти електричного поля, то це коливання Е-типу, а якщо тільки компоненти магнітного поля — то Н-типу. Форму цих коливань позначають цифровими індексами, які показують тільки кількість на півхвиль по трьох координатах. Наприклад, в резонаторі, що має форму плоскої циліндричної коробки, при коливаннях типу E_{010} електричне поле направлено осі циліндра.

Резонатори бувають самих різних конструкцій. Частіш за все застосовують резонатори найпростіших форм — прямокутні або циліндричні. В циліндричних резонаторах коливання типу E_{11} контрольоване середовище пропускається через тонкостінну трубу з діелектрика розміщену по осі циліндра. Для зменшення втрат на випромінювання відношення діаметрів зовнішнього циліндра і труби повинно бути великим, проте це знижує чут-

ливість перетворювача. Циліндричний резонатор, що збуджується на хвилі типу H_{01} , дозволяє досліджувати середовище з великими втратами і в трубах (кюветах) великого діаметру. НВЧ-сенсори такого типу можуть бути використані як для безперервного, так і для дискретного аналізу проб в кюветах. Широко розповсюджений об'ємний резонатор, у вигляді коротко замкнутої з двох кінців коаксіальної лінії, довжина якої дорівнює половині довжини хвилі. У такому резонаторі у напрямі розповсюдження хвилі (по осі коаксіальної лінії) не існує ні електричного, ні магнітного поля, тому що обидві компоненти орієнтовані поперечно відносно до напрямку розповсюдження. Ці резонатори звичайно застосовують на дециметрових хвилях. В області сантиметрових і міліметрових хвиль їх не застосовують через великі втрати і появу неоднозначного типу хвиль, тому що для передачі НВЧ-енергії необхідно, щоб напівсума кіл внутрішнього і зовнішнього циліндрів була меншою за довжиною хвилі.

Резонатор Фабрі-Перо дозволяє розширити межі застосування резонаторів, він являє собою систему з двох паралельних пластин, що відкрита з боків. Резонансний ефект його пов'язаний з збудженням вільних стоячих хвиль між пластинами. При віддалі h між пластинами, які ідеально віддзеркалюють, резонанс настає на довжині хвилі $\lambda = 2h/2$, де h – ціле число, при цьому добротність обчислюють за формулою

$$Q = \frac{n\pi}{1 - R + \gamma}, \quad (5.1)$$

де R – відбивна властивість пластин; γ – коефіцієнт, що враховує втрати енергії за рахунок дифракції по краях пластин.

Резонатори Фабрі-Перо застосовують звичайно на міліметрових і субміліметрових хвилях, тому що в цих випадках легко зробити розміри пластин значно більшими за довжину хвилі (для збільшення добротності, яка може досягати 60000 на довжині хвилі 3 мм і 300000 на довжині хвилі 0,1 мм). Циліндричні об'ємні резонатори при довжині хвилі 1 мм можуть забезпечити добротність тільки до 9000. Досліджуваний зразок, який розміщують в резонаторі Фабрі-Перо, повинен мати форму плоскої пластини. Загальні вимоги до резонаторів всіх типів — це чистота поверхонь внутрі-

шніх порожнин (дзеркальна поверхня), малий температурний коефіцієнт розширення і малий питомий опір (для зменшення скін-ефекту).

У вимірвальній схемі, що показана на рис. 5.5, використовується властивість резонатора змінювати частоту генератора НВЧ-коливань. Опорний резонатор 1 герметично закритий і заповнений еталонною речовиною або відкачаний до вакууму, через резонатор 2 проходять контрольоване газове або рідинне середовище. Різниця частот генераторів 3 і 4 перетворюється в змішувачі 5 в електричну напругу різницевої частоти, яка підсилюється підсилювачем 6 і реєструється приладом 7.

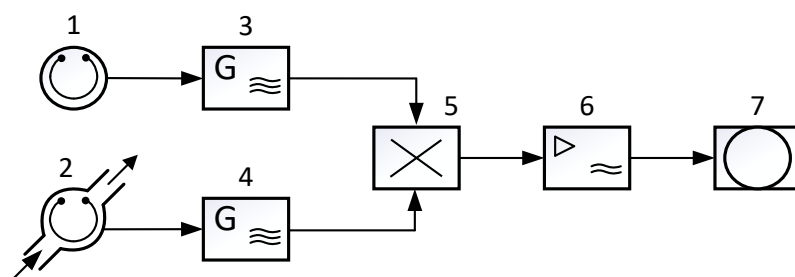


Рис. 5.5. Двогенераторний вимірвальний апарат неелектричних величин з перетворенням в частоту

У схемі рис. 5.6 в елементі порівняння співставляються вихідні величини двох каналів, що живляться від одного НВЧ-генератора 1, частота якого модулюється в блоці 2 генератором низької частоти 3.

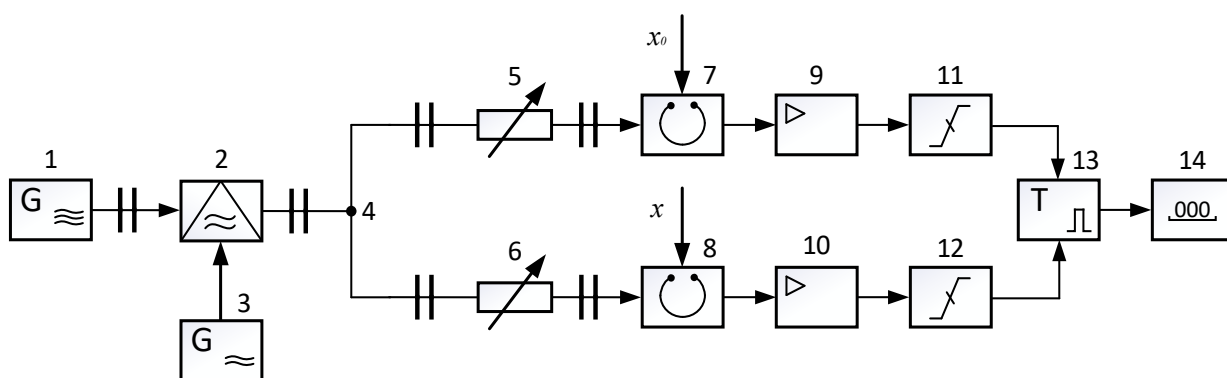


Рис. 5.6. Одногенераторний вимірвальний апарат неелектричних величин з перетворенням в фазовий зсув

Коливання через хвилеводний трійник 4 поступають на два ідентичні канали, що складаються з атенюаторів 5 і 6, опорного 7 і вимірювального 8 резонаторів, підсилювачів 9 і 10 і обмежувачів 11 і 12. Імпульси першого каналу запускають тригер 13, а імпульси другого каналу — його вимикають. Вихідний сигнал тригера являє собою імпульси сталої амплітуди, але різної ширини, яка пропорційна різниці зсуву фаз в резонаторах 7 і 8. Ця величина вимірюється приладом 14.

Аналогом сенсорів з розсіяним полем є щілинні резонатори, що являють собою відрізок прямокутного хвилеводу, у стінці якого в певному порядку прорізани отвори. В цих місцях електромагнітне поле виходить за межі резонатора і пронизує середовище, що примикає до стінок. Глибини проникання поля залежать від типу хвилі що збуджена в резонаторі, форми і розміщення отворів, а також від параметрів середовища. В цьому випадку реалізується перевага сенсора з розсіяним полем: можна підібрати параметри сенсора так, щоб поле не виходило за межі заданих за технологічними вимогами висоти матеріалу над сенсором, що важливо, наприклад, для контролю листових матеріалів (незалежність від змін товщини листа).

В щілинних резонаторах використовують вимірювальні схеми, основані на оцінці потужності потоку НВЧ випромінювання, що пройшло через резонатор, і залежить від його параметрів.

Хвилеводи являють собою передавальні лінії звичайно прямокутного або круглого перерізу, перетин яких досить великий порівняно до довжини хвилі. У відповідності до поляризації, як і в резонаторах, можливі Е- і Н-типи хвиль. Спосіб позначення хвиль у хвилеводах відповідає позначенню власних коливань в порожнинних резонаторах, але для хвилеводу потрібні тільки два індекси, тому що в напрямі осі існує чисто біжуча хвиля і немає сталого розподілення поля, як у стоячій хвилі резонатора.

У випадку прямокутного хвилеводу перший індекс дає кількість максимумів і мінімумів в напрямку широкої стінки, а другий індекс — у напрямі вузької; для круглого хвилеводу перший індекс означає кількість вузлових діаметрів (число максимумів на половині кола труби), другий індекс — число мінімумів поля на довжині радіуса. Найбільше значення у

сенсорах має тип хвилі H_{10} для прямокутних хвилеводів і H_{01} для круглих хвилеводів. Хвиля H_{10} має найбільшу граничну довжину $\lambda = 2a$ (a – ширина хвилеводу). Із всіх типів хвиль, які можуть існувати в прямокутному хвилеводі. Хвиля H_{01} відрізняється тим, що затухання у стінках труби із збільшенням частоти для неї зменшується із збільшенням частоти. Трудність застосування хвилі типу H_{01} пов'язана із створенням паразитних хвиль, які треба придушувати спеціальними способами.

Для вимірювання параметрів контрольованого середовища хвилеводним методом часто застосовують вимірювальну лінію. В цьому випадку вимірювання базується на співставленні імпедансу навантаження з хвильовим опором передавального тракту вимірювальної лінії, який служить еталонним повним опором. З допомогою зонда, що вводять в поле вимірювальної лінії, через щілину на відрізку тракту, досліджують розподілення поля стоячої хвилі в лінії і відносні амплітуди поля. Як навантаження використовують відрізок короткозамкнутої лінії, заповнений контрольованим середовищем. Рухомим зондом у вимірювальній лінії визначають положення максимуму і значення коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі $K = U_{\max} / U_{\min}$, де U_{\max} і U_{\min} – максимальне і мінімальне значення напруги стоячої хвилі. За цими даними обчислюють вхідний повний опір Z і стали розповсюдження γ для заповненого середовищем відрізка лінії, обчислюють тангенс кута втрат і діелектричну проникність, які характеризують склад контрольованого середовища.

Недоліком цього методу є необхідність обчислень для одержання кінцевих результатів і неприродність його для автоматизації вимірювань. З факторів, що впливають на похибки вимірювань, треба відмітити якість виконання вимірювальних ліній, які характеризуються власним коефіцієнтом віддзеркалення, еквівалентною шунтуючою електропровідністю зонда, постійністю зв'язку зонда з полем, коли його переміщують по щілині. Вимірювальні лінії випускаються промисловістю, похибка вимірювання з їх допомогою складає 3...10%.

Методи, що використовують кінцеві випромінювачі, основані на введенні в досліджуване середовище НВЧ-зонда. Таким зондом можуть бути

відкриті відрізки хвилеводу з тонкою перегородкою з діелектрика, що має малі втрати, а також із діелектричних антен, одиночних або здвоєних металевих штирів. Вимірюваними параметрами можуть бути імпеданс зонда, послаблення потужності і т.п. Використовуючи властивість направлено випромінювання антен можна виконувати локальні вимірювання властивостей середовища у різних напрямках. Перевагою цього методу також є той факт, що для дослідження середовища немає необхідності вести спеціальну підготовку проб, наприклад, капсулювання, розміщення в скляні ампули, діелектричні кювети і т.п., тому що вимірювання проводиться у вільному об'ємі. Як ВЧ, так і НВЧ-методам властиві похибки через зміну температури середовища, особливо для полярних речовин, та зміну густини середовища. Для НВЧ-методів характерні антенні похибки, що сперичинені дифракцією на краях вимірювальної комірки, взаємовпливом антен, сферичною формою хвилі, впливом оточуючих предметів. Більшість похибок досить добре компенсуються при калібруванні засобів вимірювання.

5.2. Диференційний засіб вимірювання складу багатокомпонентних матеріалів

НВЧ діапазон, особливо його короткохвильова частина (більше 10 ГГц) цікавий тим, що вміщує релаксаційні спектри молекулярних компонентів речовин, головним чином, спектри поглинання молекул, що обертаються із сталими електричними і магнітними моментами (п. 1.1).

Власне з НВЧ-діапазону починається область застосування спектроскопії, задачею якої, як відомо, є дослідження тонкої структури речовини. Таким чином, в НВЧ-діапазоні проявляється спільність частотно-дисперсійного контролю з питаннями, якими займається спектроскопія.

Так, для аналізу складу багатокомпонентних матеріалів і середовищ (полімерів, композиційних і т.п.) почали застосовувати ефекти селективного поглинання мікрохвильового випромінювання контрольованою речовиною (компонентом). Селективне поглинання відбувається в тому випадку, коли квант енергії електромагнітного поля буде дорівнювати кількості

енергії, що необхідна для переходу електрона, ядра, атома і т.п. часток в інший енергетичний стан, тобто на сусідній енергетичний рівень.

Селективне поглинання енергії мікрохвиль відбувається при таких явищах, як парамагнітний резонанс, ядерний магнітний резонанс, феромагнітне резонансне поглинання (коли на досліджуваний матеріал накладають постійне магнітне поле).

В матеріалах, що мають великі діелектричні втрати, селективне поглинання викликається гіромагнітними явищами без накладання постійного магнітного поля. В діелектричних матеріалах спостерігаються яскраво виражені максимуми поглинання на певних довжинах хвиль мікрохвильового випромінювання за рахунок релаксаційних втрат в зонах дисперсії комплексної діелектричної проникності. Для якісної оцінки цього ефекту пропускають модульоване мікрохвильове випромінювання з частотою поглинання через сенсор з досліджуваним матеріалом, змішують коливання, що пройшли через матеріал, з коливаннями гетеродина близької частоти, виділяють і детектують коливання різницевої частоти і потім вимірюють амплітуду низькочастотної обвідної модулюючої частоти. Проте такий підхід не забезпечує високу точність визначення складу речовини через контрольовані зміни амплітуди низькочастотної напруги, яка викликана нестабільністю потужності генерованих НВЧ-коливань, нестабільністю характеристики змішувача, детектора, підсилювачів і т.п. При малій кількості досліджуваної речовини трудно виявити малі зміни затухання сенсора на фоні неконтрольованих змін потужності детектованих НВЧ-коливань.

Вищу точність забезпечують диференційні методи вимірювань, основані на пропусканні модульованих НВЧ-коливань через два паралельних канали, в один з яких включений сенсор поглинання з досліджуваним матеріалом, в другий — з еталонним матеріалом, детектуванні коливань, що пройшли через сенсори, виділенні різницевого сигналу з частотою модуляції і вимірюванні його амплітуди.

Порівняння з еталонним матеріалом не виключає помилки у визначенні кількості речовини у контрольованому матеріалі через вплив сторонніх домішок і забруднень досліджуваного матеріалу, які не створюють се-

лективне поглинання на заданій частоті але змінюють загальне затухання сенсора. На фоні неконтрольованої зміни загального затухання сенсора також трудно виявити малу кількість досліджуваної речовини, що викликає додаткове селективне послаблення сигналу.

Для забезпечення інваріантності до впливаючих факторів, вимірювання кількості речовини виконують на двох близьких частотах (п. 4.2). Для цього, генерують незалежні НВЧ-коливання, частота одного з яких відповідає частоті селективного поглинання розшукуваної речовини, друга розміщується поза смугою поглинання. В сенсорі коливання частоти поглинання взаємодіють з досліджуваним матеріалом. Потім змішують послаблені коливання з початковими коливаннями другої частоти, детектують коливання різницевої або сумарної частоти. По відношенню одержаної напруги до напруги, яка пропорційна потужності коливань, що не взаємодіяли з досліджуваним матеріалом, роблять висновок про кількість розшукуваної речовини в матеріалі.

Перевагою двочастотного методу є слаба чутливість його до зовнішньої температури і інших впливових факторів, тому що вони в однаковій мірі змінюють потужність і частоти сусідніх коливань. Поява в контрольованому матеріалі речовини, яку треба знайти, викликає послаблення потужності тільки одного типу коливань. В результаті цього змінюється відношення порівнюваних напруг, що дозволяє кількісно оцінити вміст цієї речовини. Реально досягнута інваріантність буде обмежуватися неідентичністю двох сенсорів і різницею в масі порівнюваних матеріалів.

Так, якщо розшукуваної речовини в матеріалі немає, порівнювані напруги можуть бути неоднаковими через неконтрольоване поглинання електромагнітної енергії основною масою досліджуваного матеріалу, а їх відношення залежить не тільки від кількості розшукуваної речовини, але й від маси досліджуваного матеріалу, його густини і температури. Крім того, співвідношення потужностей коливань двох близьких частот залежить від ступені нерівномірності частотних характеристик як самого поглинання (хвилеводного, чи антенного), так і від елементів НВЧ-трактів. Початкова нерівність напруг, які порівнюються, при відсутності розшукуваної речо-

вини в досліджуванім матеріалі, тобто відсутність стабільного ‘нуля’, а також неідентичність і нестабільність коефіцієнтів передачі перетворювальних НВЧ-трактів не дозволяють достовірно оцінювати наявність малих кількостей домішок, включень, добавок і т.п. в досліджуваних матеріалах.

Нижче буде розглянуто двочастотний метод вимірювання затухання, розглянутий в п. 4.2, в поєднанні з диференційним принципом порівняння сигналів, які пройшли через сенсори. Для цього збуджують два близькі за частотою коливання, при цьому частоту ω_1 одного з них як і в ЗВ по рис. 4.2 вибирають рівною частоті поглинання розшукуваною речовиною, а частоту ω_2 другого — поза смугою поглинання, але якомога близькою до першої частоти. НВЧ-коливання та їх пакети характеризуються миттєвими величинами напруженості полів, які є функціями часу t і просторової координати z (4.10) і (4.11). Для контролю концентрації тільки однієї домішки досить вибрати обидві частоти фіксованими. В цьому разі на сенсор з досліджуваним матеріалом діють коливаннями (4.10), а на сенсор з еталонним матеріалом, що не має розшукуваної речовини-коливаннями (4.11) $\omega_2 = const$. Коливання (4.10), які пройшли через досліджуваний матеріал, ослаблюються основною масою матеріалу і додатково поглинаються, якщо в ньому є розшукувана речовина

$$E'_1 = E_{m1} \exp[-(b_1 + \Delta b_1)] \cos(\omega_1 t + \varphi_1 - \Delta \varphi_1), \quad (5.2)$$

де b_1 – затухання, що вноситься сенсором з досліджуваним матеріалом на частоті ω_1 ; $\varphi_1 = \beta_1 z_1$ і $\varphi_2 = \beta_2 z_2$ – початкові фазові кути, що визначаються середовищем поширення; $\Delta \varphi_1$ – фазовий зсув, який вноситься сенсором на частоті ω_1 ; Δb_1 – затухання від селективного поглинання на частоті ω_1 .

При проходженні коливань (4.11) через еталонний матеріал, який не має розшукуваної речовини, будемо мати

$$E'_2 = E_{m2} \exp(-b_2) \cos(\omega_2 t + \varphi_2 - \Delta \varphi_2), \quad (5.3)$$

де b_2 – затухання, що вноситься сенсором з еталонним матеріалом на частоті ω_2 , $\Delta \varphi_2$ – відповідний фазовий зсув.

Далі змішують коливання (5.2) і (5.3), що пройшли через сенсори, і виділяють коливання різницевої частоти $\omega_1 - \omega_2 = const$ напруга яких буде

$$U'_1 = S_1 E_{m_1} E_{m_2} \exp[-(b_1 + b_2 + \Delta b_1)] \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2], \quad (5.4)$$

де S_1 – крутизна перетворення. Коливання (5.4) різницевої частоти детектують і логарифмують. В результаті одержують постійну напругу:

$$U'_2 = S_3 \ln(S_2 U'_1) = -S_3(b_1 + b_2 + \Delta b_1) + S_3 \ln(S_1 S_2 E_{m_1} E_{m_2}), \quad (5.5)$$

де S_2 – чутливість детектора; S_3 – крутизна логарифмічного перетворення.

Потім через сенсор з досліджуваним матеріалом пропускають коливання (4.11), а через сенсор з еталонним матеріалом, який не має розшукуваної речовини — коливання (4.10), що еквівалентно дії на сенсор сигналів (4.15) і (4.16). Тому, що частота ω_2 коливань (4.21) знаходиться за межами смуги поглинання розшукуваної речовини, то ослаблені досліджуваним матеріалом коливання, враховуючи нерівномірність частотної характеристики сенсора описуються виразом:

$$E''_2 = E_{m_2} \exp(-b_2) \cos(\omega_2 t + \varphi_2 - \Delta\varphi_3), \quad (5.6)$$

де b_2 – затухання; $\Delta\varphi_3$ – фазовий зсув, що вносяться сенсором з досліджуваним матеріалом на частоті ω_2 .

Коливання (4.16), проходячи через еталонний матеріал, ослаблюються від основної маси на частоті ω_1

$$E''_1 = E_{m_1} \exp(-b_1) \cos(\omega_1 t + \varphi_1 - \Delta\varphi_4), \quad (5.7)$$

де b_1 – затухання; $\Delta\varphi_4$ – фазовий зсув, що вноситься сенсором з еталонним матеріалом на частоті ω_1 .

Змішують коливання (5.6) і (5.7) і виділяють коливання тієї ж різницевої частоти

$$U''_1 = S_1 E_{m_1} E_{m_2} \exp[-(b_1 + b_2)] \cos[(\omega_2 - \omega_1)t - \varphi_1 + \varphi_2 - \Delta\varphi_4 + \Delta\varphi_3], \quad (5.8)$$

Ці коливання також детектують і логарифмують. В результаті одержують постійну напругу

$$U''_2 = S_3 \ln(S_2 U''_1) = -S_3(b_1 + b_2) + S_3 \ln(S_2 S_1 E_{m_1} E_{m_2}). \quad (5.9)$$

Визначають різницю напруг (4.4) і (4.5)

$$U_5 = U'_2 - U''_2 = S_3(-\Delta b_1). \quad (5.10)$$

З цього виразу видно, що різниця результатів логарифмічного перетворення пропорційна тільки величині селективного поглинання Δb_1 розшукуваною величиною енергії НВЧ-коливань, тобто, пропорційна тільки кількості розшукуваної речовини. При цьому результат (5.10) не залежать від початкового затухання (b_1 і b_2) НВЧ-коливань, які вносяться сенсорами з досліджуваним і еталонним матеріалами на частотах поглинання і поза смугою селективного поглинання. Стабільний нуль ($U'_2 = U''_2$) при відсутності розшукуваної речовини ($\Delta b_1 = 0$), дозволяє виявити і кількісно оцінити малі кількості речовини за величиною затухання НВЧ-коливань на частоті селективного поглинання ω_1 . Не впливає, на результат кількісного аналізу матеріалу нерівність і нестабільність потужностей двох близьких за частотою НВЧ-коливань, що при цьому використовуються, тому що амплітуди напруг різницевої частоти U'_1 і U''_1 визначаються добутками напруженостей НВЧ-коливань E_{m1} і E_{m2} , крутизни перетворень НВЧ і ВЧ-елементів (S_1 і S_2), а також нерівномірності частотних характеристик двох сенсорів ($b_1 \neq b_2$). Схемна реалізація цього методу приведена на рис. 5.7.

НВЧ-генератори 1 і 2 генерують коливання близьких частот, які через розв'язуючі атенюатори 3 і 4, блоки виділення відбитих сигналів 5 і 6 (циркулятори або направлені відгалужувачі) поступають на плечі 7 і 8 двопозиційного НВЧ-перемикача, що керується генератором 9. Пакети коливань (4.10) і (4.11) через елементи подвійного трійника 10 по чергово поступають до сенсора 11. Також по чергово через трійник 12 на сенсор ІЗ, заповнений еталонним матеріалом, поступають відбиті коливання з протилежним чередуванням частот у відповідності до виразів (4.15) і (4.16). Так, коли плече 7 НВЧ-перемикача закрито, то віддзеркалена від нього хвиля через блок розділення 5 поступає на один вхід трійника 12 і далі діє на сенсор 13. В цей же час плече 8 НВЧ-перемикача відкрите і відповідна хвиля проходить на другий вхід трійника 10 і далі діє на сенсор 11. В наступний напівперіод комутації відкривається плече 7, закривається плече 8 і на другий вхід трійника 12 поступає віддзеркалена хвиля від закритого плеча 8. На трійник 10 при цьому проходить хвиля від відкритого плеча 7.

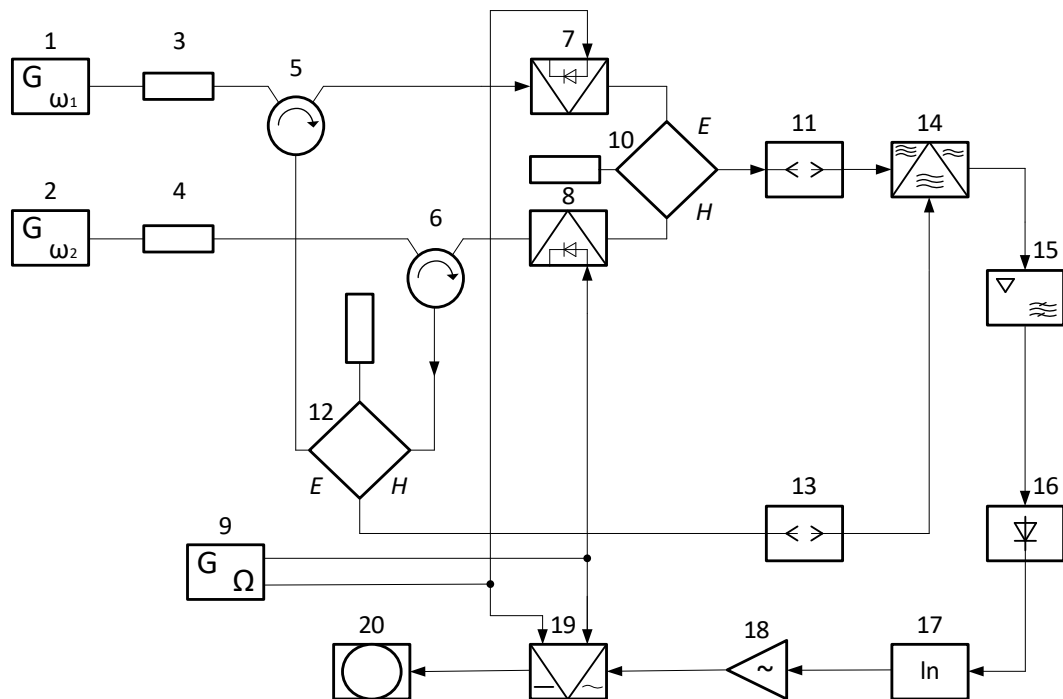


Рис. 5.7. Диференційний вимірювач селективного поглинання матеріалів

Тому частотно-модульовані коливання, якими по чергово зондують сенсори 11 і 13, мають протилежні чергування частот коливань в пакетах зондуючих сигналів. В результаті змішування сигналів з близькими частотами ω_1 і ω_2 в балансовому змішувачі 14 створюються коливання різницевої частоти, які виділяються вибірковим підсилювачем 15, що налагоджений на постійну різницеву частоту $\omega_1 - \omega_2$. Пакети коливань різницевої частоти по чергово детектуються амплітудним детектором 16, а створені при цьому імпульси логарифмуються в блоці 17.

Низькочастотна напруга частоти послідовності пакетів НВЧ-коливань підсилюється низькочастотним підсилювачем 18 напруги обвідної імпульсів і випрямляється фазочутливим випрямлячем 19, який керується як і двохпозиційний НВЧ-перемикач 7-8 від генератора прямокутних імпульсів 9. Зрозуміло, що змінна складова обвідної буде тільки при різниці поглинання енергії в сенсорах 11 і 13, тобто коли в складі досліджуваного матеріалу буде розшукувана речовина. Напруга, що подається на реєстратор 20 у відповідності з виразом (5.10) буде пропорційною кількості розшукуваної речовини і інваріантною до всіх інших збурюючих впливів.

В схемі пристрою забезпечено стабільний нульовий відлік, що дозволяє виявити і кількісно оцінювати малі добавки, включення, домішки і т.п.

Цей пристрій був використаний для вимірювання кількості низькомолекулярних сполук в процесі екстракції полікапроамідної крихти при виробництві капронового волокна. Величини частот f_1 і f_2 вибрані на рівні 10...15 ГГц, різниця між ними порядку 30...50 МГц. Експериментально визначена похибка вимірювання кількості низькомолекулярних сполук в екстракті не перевищувала $\pm 0,05\%$ при їх вмісті в межах 0,1...2%.

5.3. Засоби вимірювання вологості матеріалів та речовин

Задача вимірювання вологості речовин та матеріалів є актуальною для сільського господарства, харчової та легкої промисловості. Подібні проблемами виникають також у фізиці, біології, медицині. Розмаїття методів і засобів дозволяє в повній мірі вирішити поставлені задачі вологометрії.

В НВЧ-волагометрії в основному використовують методи вимірювання вологості у вільному просторі завдяки простоті, нескладній методиці вимірювання, відсутності контакту з пробєю при її фізичному представництві. Останнє обумовлено тим, що проба береться в значному об'ємі, який досягає десятків кубічних дециметр. У більшості НВЧ-волагомірів вимірювання вологості здійснюється за поглинанням НВЧ-енергії (по затуханню). Вимірюваним параметром є затухання (в дБ), яке функціонально пов'язане з вологістю матеріалу чи середовища.

Нині накопичилася досить чисельна номенклатура НВЧ-волагомірів різних матеріалів і середовищ. До них можна віднести:

- будівельні матеріали (пісок, цемент, вапно, цегла);
- матеріали для швейної, взуттєвої, текстильної промисловості (тканини, шкіра, пряжа, полімери);
- харчової промисловості (цукор, борошно, масла і олії);
- сільськогосподарська сировина, в тому числі насіння різних культур;
- матеріали металургійної промисловості (кокс, агломерат і т.п.);
- нафтопродукти.

Перелік застосування НВЧ-вологомірів продовжує розширюватися. Кращі вітчизняні і закордонні зразки мають похибку меншу за 1% і широкі межі вимірювання вологості (до 100%) і затухання сенсорів (до 50...60 дБ). Поєднання модуляційних методів з НВЧ-сигналами дозволяє підвищити точність вимірювання, роздільну здатність, розширити номенклатуру об'єктів вимірювання. Запропонований авторами спосіб вимірювання вологості матеріалів та речовин якраз і дозволяє реалізувати в повній мірі переваги модуляційного методу зміщення частоти зондуючого сигналу. Суть способу ґрунтовано на вимірюванні різниці фаз НВЧ-сигналів в каналі з об'єктом дослідження та опорним каналом полягає в наступному.

Спочатку регулюють частоту НВЧ-сигналу до збігу фаз коливань на виходах вимірювального і опорного каналів. Наступною операцією зміщують частоту НВЧ-сигналу на значення F , за якого на індикатор виводиться наступний збіг фаз на виходах вимірювального та опорного каналу.

Діелектричну проникливість визначають за вимірним значенням частоти зміщення F за формулою

$$\varepsilon = \left(\frac{C}{Fd} + 1 \right)^2, \quad (5.11)$$

(де d – товщина матеріалу; C – швидкість хвилі у вільному просторі) з подальшим розрахунком вологості за відомою залежністю від неї ε .

Вимірювач, що реалізує запропонований спосіб (рис. 5.8), працює наступним чином. Сигнал НВЧ генератора 1 через блок 2 зсуву частоти і направлений відгалужувач 3 поступає у випромінювальну антену 4.

Енергія, яка пройшла через досліджуваний матеріал 5, приймається приймальною антеною 6 і поступає в одне плече подвійного хвилеводного трійника 7, на друге плече якого поступає НВЧ сигнал з опорного тракту напрямленого відгалужувача 3, енергія якого пропорційна енергії падаючої хвилі НВЧ коливань. На шляху розповсюдження сигнал послаблюється регулюючим атенюатором 9 до рівня сигналу, який приймається приймальною антеною 6. Лінія 8 затримки використовується для вирівнювання електричних довжин трактів. Частоту НВЧ генератора 1 регулюють до отримання нульових показань індикатора 14.

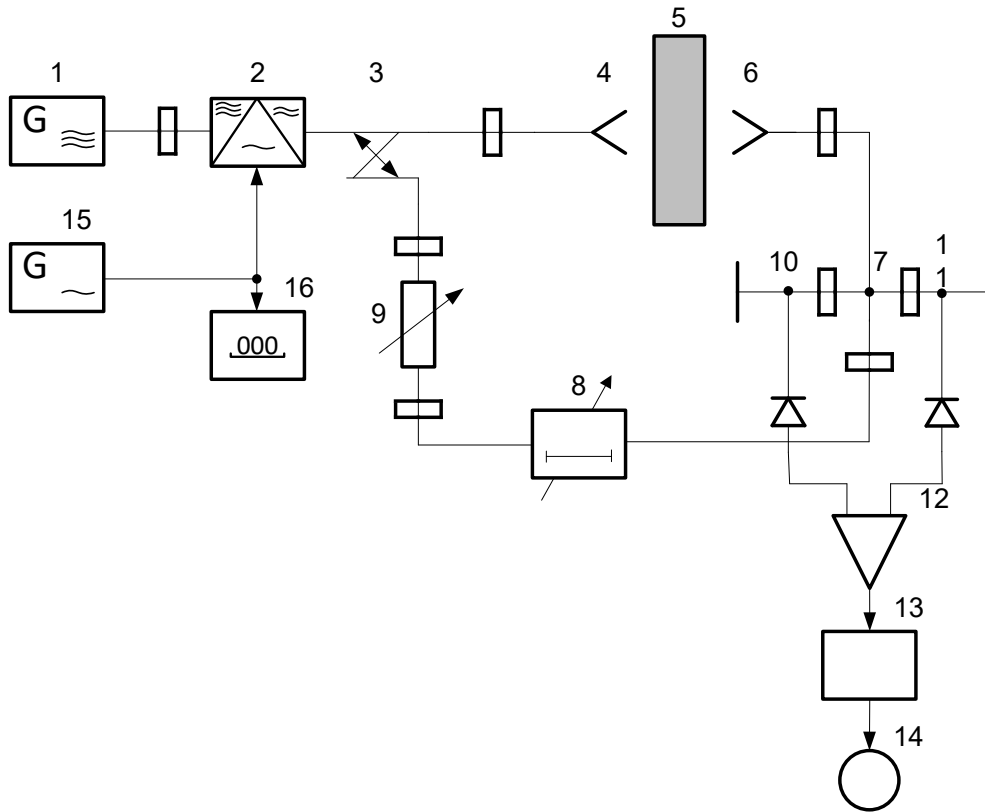


Рис. 5.8. Фазовий НВЧ-вимірювач вологості

Потім на керуючий вхід блоку 2 зсуву частоти подають напругу низької частоти від генератора 15 низької частоти і збільшують частоту НВЧ коливань до величини $f + F$, при якій спостерігається наступне нульове показання індикатора 14, що вказує на те, що різниця фаз коливань в каналах збільшилась на π (сигнали, що поступають з двох плеч Н і Е, на одній детекторній секції (10 або 11) додаються, а на другій — віднімаються і, крім того, в диференційному підсилювачі 12 відбувається віднімання сигналів).

При рівності геометричних довжин каналів величини F і π пов'язані черговим співвідношенням

$$\pi = \frac{2\pi}{C} Fd(\sqrt{\varepsilon} - 1), \quad (5.12)$$

звідки $\varepsilon = \left(\frac{C}{2Fd} + 1 \right)^2$.

Дана формула відрізняється від (5.11) коефіцієнтом 2 з урахуванням специфіки використаної схеми з подвійним Т-мостом, в якій два послідовних виміри відповідають збільшенню різниці фаз тільки на π (а не 2π).

Крім того, з метою підвищення чутливості на пристрої можна проводити вимірювання з калібрувкою схеми по сухому матеріалу. Для цього замість досліджуючого матеріалу в пристрої встановлюють сухий матеріал, а лінію 8 затримки регулюють так, щоб час затримки в ній дорівнював би часові затримки коливань, які пройшли через сухий матеріал.

Таким чином, запропонований спосіб вимірювання вологості матеріалів і речовин забезпечує підвищену точність вимірювань.

Вологомір, схема якого приведена на рис. 5.9, працює за методом вимірювання потужності хвилі, що пройшла через контрольований матеріал у вільному просторі.

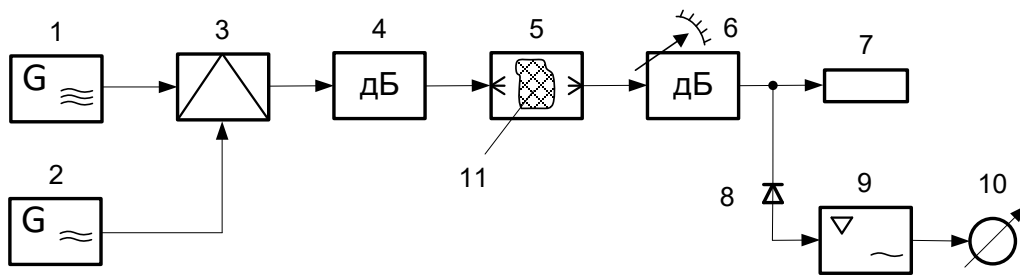


Рис. 5.9. Одноканальний модуляційний НВЧ-вимірювач вологості

НВЧ-коливання генератора 1 модулюються з частотою 1 кГц в модуляторі 3 (*p-i-n*-атенюатор) імпульсами низькочастотного генератора 2. атенюатор 4 розв'язує генератор 1 від віддзеркального сигналу антенного сенсора 5. Ланцюг індикації корисного сигналу, що пройшов через контрольований матеріал 11, складається з НВЧ-детектора 8, підсилювача низької частоти 9 і індикатора 10. Вимірювання може проводитися способом прямого відліку по шкалі індикатора 10 або способом заміщення з відліком по шкалі каліброваного атенюатора 6. Установка нуля проводиться за відсутність об'єкту контролю 11 у антенному сенсорі 5, а калібрування — коли в ній поміщають зразки матеріалу з відомою вологістю. Проте, точність та-

кого вологоміра низька через нестабільність НВЧ-генератора 1, вплив температури і інших дестабілізуючих факторів.

На рис. 5.10 приведена схема двоканального автоматичного ЗВ вологості з блоком корекції похибок. Опорний канал складається з направлено-го відгалужувача 4, який ввімкнений у напрямі відбору потужності падаючої хвилі, підстроєного атенюатора 11 і детектора 12. У вимірювальному каналу через детектор 15 сигнал подається на вхід диференційного підсилювача 14, де порівнюється з опорним сигналом. Різницевий сигнал керує $p-i-n$ -атенюатором 7, доки вимірювальний і опорний сигнали не зрівнюються. Вимірювана величина пропорційна приросту струму керування атенюатором 7. В блок корекції і реєстрації 13 також подаються сигнали U_1 , U_2 і U_3 від сенсорів температури, густини (щільності) і товщини контрольованого об'єкту. Блок 13 формує вихідний сигнал $U_{\text{вих}}$, пропорційний приросту струму керування атенюатором 7 з урахуванням сигналів корекції.

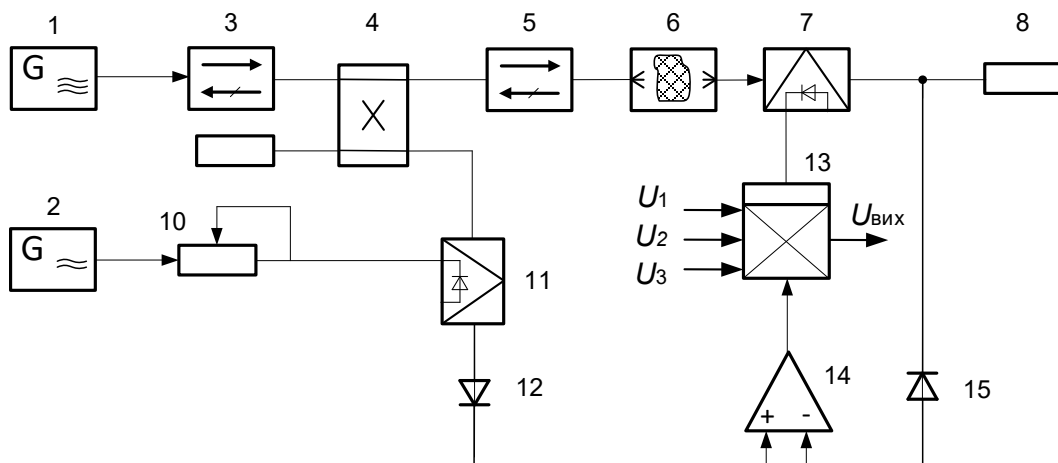


Рис. 5.10. Двоканальний автоматичний НВЧ-вимірювач вологості з корекцією похибок

Загальним недоліком описаних вище схем є необхідність установки нуля і калібрування, для чого в сенсор 6 треба поміщати різні зразкові матеріали, тобто зупиняти технологічний процес. Для контролю вологості сипучих матеріалів без зупинки їх потоку можна застосувати ЗВ, схема якого приведена на рис. 5.11.

Два НВЧ-генератори 1 і 2 виробляють напруги (4.10) і (4.11) з частотами ω_1 і ω_2 , які в балансному модуляторі 3 і фільтрах 4 і 5 формуються в сигнали сумарної ω_c і різницевої ω_p частот НВЧ. Перемикачем 6 ці сигнали перетворюються в послідовність пакетів коливань, яка через керований НВЧ-атенюатор 7 подається на антенний сенсор 15-17, який встановлено на бункері з контрольним сипучим матеріалом 16. Частоти ω_1 і ω_2 вибирають так, щоб різницева ω_p і сумарна ω_c частоти охоплювали ділянку надвисокочастотного діапазону, де різко проявляється ефект поглинання електромагнітної енергії полярними іонами вологи (3...18 ГГц).

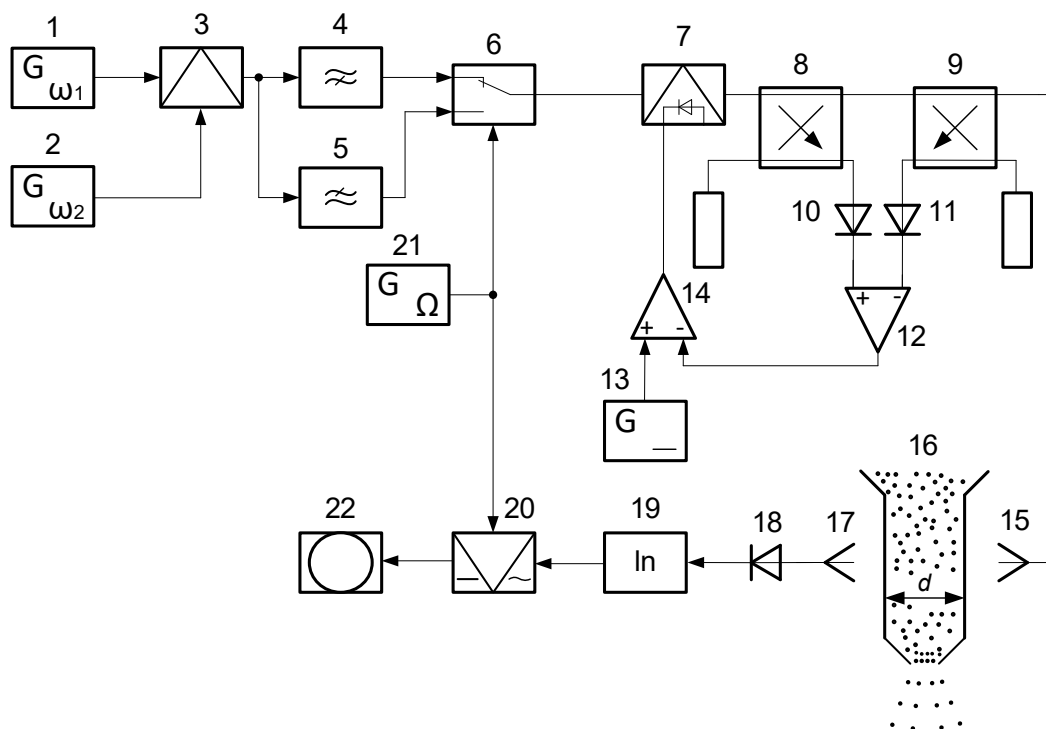


Рис. 5.11. Двочастотний НВЧ-вимірювач вологості сипучих речовин

Електромагнітні хвилі з частотами ω_p і ω_c по черзі проходять через контрольний матеріал 16. частина енергії падаючих хвиль відбивається від границі розділення середовищ, друга частина (переломлена хвиля) проходить через контрольований матеріал. Потужності переломлених хвиль, що приймаються антеною 17, без врахування слабкого ефекту повторних віддзеркалень всередині матеріалу при великій товщині його шару змінюється за відомим законом

$$P'_{17} = P'_{15} \exp[-(\alpha'_B x + \alpha_C d)], \quad (5.13)$$

$$P''_{17} = P''_{15} \exp[-(\alpha''_B x + \alpha_C d)], \quad (5.14)$$

де P'_{15} , P''_{15} , P'_{17} , P''_{17} – потужність хвиль на вході і виході з шару контрольованого матеріалу на сумарній і різницевій частотах, відповідно; α'_B , α''_B – коефіцієнти затухання електромагнітних хвиль у воді на цих частотах; α_C – коефіцієнт затухання в абсолютно сухому матеріалі; d – товщина шару матеріалу (рис. 5.11); x – товщина моношару води.

Коефіцієнт затухання для води (дБ/см):

$$\alpha_B = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{1}{2} \varepsilon' (\sqrt{1 + tg^2 \delta} - 1) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (5.15)$$

де λ – довжина хвилі; ε' – дійсна складова комплексної діелектричної проникності; $tg \delta = \varepsilon''/\varepsilon'$ – тангенс кута діелектричних втрат.

Тому що в діапазоні НВЧ різко проявляються дисперсійні властивості ε' і ε'' (п. 1.1), то $\alpha'_B \neq \alpha''_B$. Водночас дисперсія сухої речовини в цьому діапазоні довжин хвиль дуже мала. Тому можна вважати, що α_C не залежить від частоти. У відносних величинах вирази (5.13) і (5.14) за умови, що $P'_{15} = P''_{15} = P_{15}$ будуть мати вигляд:

$$\frac{P'_{17}}{P_{15}} = \exp[-(\alpha'_B x + \alpha_C d)], \quad (5.16)$$

$$\frac{P''_{17}}{P_{15}} = \exp[-(\alpha''_B x + \alpha_C d)]. \quad (5.17)$$

Прологарифмуємо ці вирази:

$$\ln P'_{17} - \ln P_{15} = -\alpha'_B x - \alpha_C d, \quad (5.18)$$

$$\ln P''_{17} - \ln P_{15} = -\alpha''_B x - \alpha_C d, \quad (5.19)$$

і віднімаємо

$$\ln P'_{17} - \ln P''_{17} = x(\alpha'_B - \alpha''_B). \quad (5.20)$$

Якщо ввести позначення V_B – об'єм монопару води; V – об'єм контрольованого матеріалу; S – його площа; $\omega = V_B/V$ – об'ємна вологість, то $x = V_B/S$, $S = V/d$ і

$$\ln P'_{17} - \ln P''_{17} = (\alpha'_B - \alpha''_B)d\omega. \quad (5.21)$$

Якщо вважати, що ліва частина рівняння (5.21) – це результат вимірювання y , то одержимо

$$y = (\alpha'_B - \alpha''_B)\omega d. \quad (5.22)$$

Тому, що в рівнянні (5.22) відсутня величина α_C , яка характеризує сухий матеріал, то результат вимірювання однозначно зв'язаний з величиною об'ємної вологості і не залежить у певних межах від структури і щільності досліджуваного матеріалу.

Відома властивість температурних характеристик сталої затухання води — це однакова крутизна нахилу в широкій смузі частот. Вибираючи ω_C і ω_P в межах цієї смуги, можна одержати, що $\alpha'_B - \alpha''_B$ не залежить від змін температури в кілька десятків градусів, що дає можливість застосовувати описаний ЗВ, не вводячи поправку на зміни температури. Треба стабілізувати товщину шару $d = const$, щоб на результат не впливали зміни товщини. Це забезпечується відповідною конструкцією бункера, який виготовляють з матеріалу, з високими діелектричними властивостями на НВЧ, наприклад, з фторопласту або полістиролу.

Для забезпечення високої точності вологоміра, треба виконати умову $P'_{15} = P''_{15} = P_{15}$, тобто стабілізувати переломлену потужність на вході контрольованого матеріалу на двох частотах. Для цього служить керований атенюатор 7, в ланцюг керування якого подається вихідний сигнал диференційного підсилювача 14. на трасі проходження НВЧ-хвиль встановлені направлені відгалужувачі: 8 – падаючої і 9 – віддзеркаленої хвилі. Потужність віддзеркаленої хвилі можна записати

$$P_B = P_{\Pi} |\Gamma|, \quad (5.23)$$

де $P_{\Pi} = KP_1P_2$ – потужність падаючої хвилі; P_1 і P_2 – потужності генераторів 1 і 2; K – загальний коефіцієнт передачі НВЧ-тракту; $|\Gamma|$ – модуль коефіцієнта відбиття за потужністю.

Якщо стабілізувати різницю між падаючою і відбитою потужністю, то забезпечується постійність переломленої потужності.

Коефіцієнт передачі керованого атенюатора 7

$$K_7 = S_{17}K_{14}[U_{13} - (P_{\Pi} - P_B)K_8S_{10}K_{12}], \quad (5.24)$$

де $K_8 = K_9$ – коефіцієнти передачі кожного з відгалужувачів 8 і 9; $S_{10} = S_{11}$ – чутливість кожного з детекторів 10 і 11; K_{12} і K_{14} – коефіцієнти підсилення підсилювачів 12 і 14; S_7 – крутизна керування атенюатора 7.

Потрібна величина потужності переломленої хвилі задається початковим значенням напруги на керуючому вході атенюатора 7, яка визначається різницею опорної напруги U_{13} стабільного джерела 13 і напругою, яка пропорційна потужності переломленої хвилі $P_{nep} = P_{\Pi} - P_B = P_{\Pi}(1 - |\Gamma|)$.

Остання визначається за виразом:

$$P_{nep} = KS_7K_{14}P_1P_2(1 - |\Gamma|)(U_{13} - P_{nep}K_8S_{10}K_{12}), \quad (5.25)$$

звідкіля при $KS_7K_8S_{10}K_{14}(1 - |\Gamma|) \gg 1$, одержимо

$$P_{nep} = \frac{U_{13}}{K_8K_{14}S_{10}} = P_{15}. \quad (5.26)$$

З цього виразу видно, що потужність переломленої хвилі на площі падіння в контрольований матеріал визначається значеннями U_{13} , K_8 , K_{14} , S_{10} тобто стабільністю опорної напруги джерела 13, рівністю коефіцієнтів послаблення відгалужувачів 8 і 9, чутливістю детекторів 10 і 11 на двох частотах ω_C і ω_P і стабільністю коефіцієнта підсилення підсилювача 12. це також означає, що на кожній з двох робочих частот з точністю, що визначається вказаними параметрами, потужність переломленої хвилі на площі розділення двох середовищ не залежить від коефіцієнта відбиття, тобто від діелектричних властивостей контрольованого матеріалу і “поверхневої” вологості, а також від нерівномірності АЧХ елементів тракту передачі.

На виході детектора 18 одержують сигнал постійного струму, що пропорційний потужності випромінювання НВЧ, яке пройшло через контрольований матеріал і модульований низькою частотою Ω перемикача 6. логарифмуючи ланка 19 і фазочутливий випрямляч 20 обробляють цей сигнал у відповідності до виразів (5.18)...(5.22), тобто покази відлікового при-

строю будуть пропорційними об'ємній вологості контрольованого матеріалу. Дослідження показали, що середньоквадратична інструментальна похибка цього ЗВ, обумовлена впливом приведених вище чинників, не перевищує 1%. Вимірювання вологості матеріалів у великих об'ємах, наприклад, бавовни в транспортних візках, шерсті в тюках, руди в бункерах і т.п. пов'язано з труднощами виділення інформативного параметра із прийнятого антеною 17 слабкого двочастотного сигналу.

Введення підсилювача на вході НВЧ-детектора 18 небажане через велику нерівномірність АЧХ підсилювача. Аналогічні труднощі виникають і при вимірюваності вологості листових і рулонних матеріалів при односторонньому доступі до них — на віддзеркаленій хвилі. При малих значеннях вологості віддзеркалений сигнал слабкий і для його детектування потрібне попереднє підсилення. Ця задача може бути розв'язана шляхом перетворення двочастотного пакетного сигналу в одно частотний із збереженням глибини інформативної модуляції.

Таким чином, інструментальна похибка описаного ЗВ визначається:

- точністю стабілізації переломленої хвилі на площині падіння;
- різницею чутливості детектора 18 на двох частотах;
- різницею коефіцієнта підсилення приймальної широкопasmової антени 17 на двох частотах;
- точністю логарифмічного перетворювача 19.

Комбінований ЗВ вологості листових і рулонних матеріалів складається з генераторів 1 і 2 (рис. 5.12) надвисоких частот ω_1 і ω_2 , балансного змішувача 3 і фільтрів 4 і 5, які виділяють коливання різницевої і сумарної частот. НВЧ-перемикач 7, який керується низькочастотним комутаційним генератором 8 з частотою Ω , подає пакети коливань на приймально-передавальну антену 11, що випромінює і приймає відбиті коливання від контрольованого матеріалу 12. Відбиті коливання малого рівня поступають через спрямований відгалужувач 10 на один вхід другого балансного змішувача 13, на другий вхід якого поступають коливання з частотою ω_1 безпосередньо від генератора 1. В результаті повторного перетворення ча-

стот згідно з (4.32)...(4.35) створюється одно частотний пакетний НВЧ-сигнал, що має фіксовану частоту ω_2 . Коливання цієї частоти підсилюється НВЧ-підсилювачем 14 і детектуються амплітудним детектором 15.

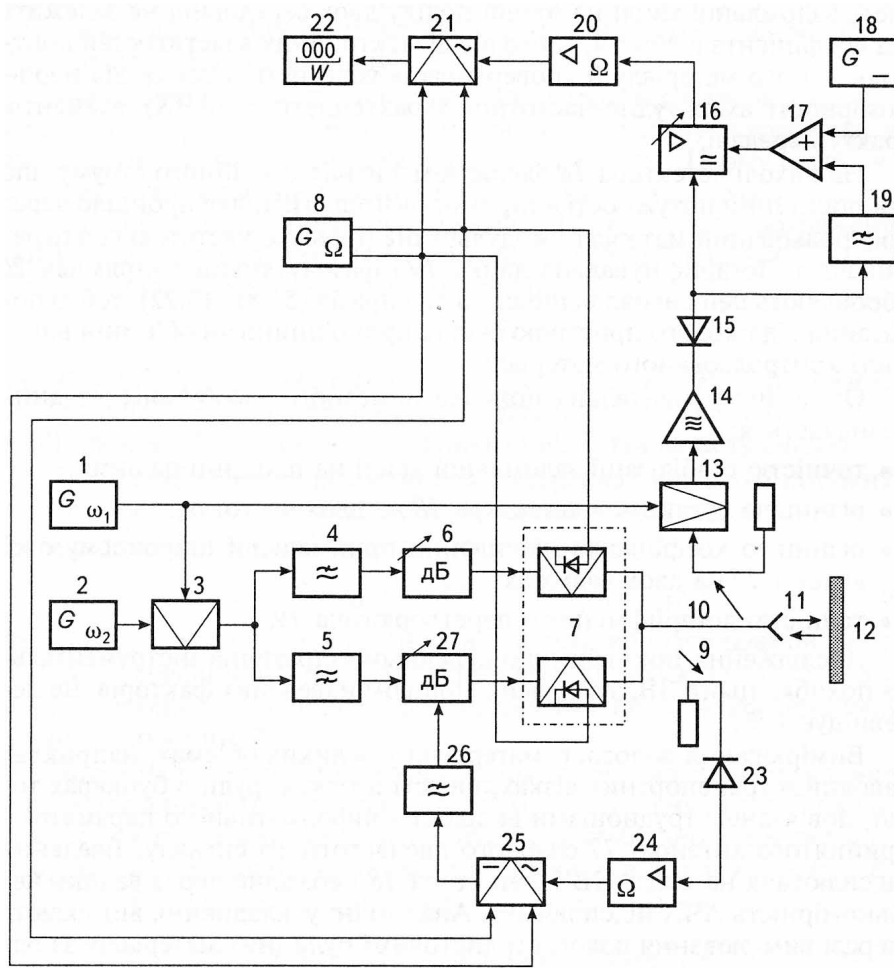


Рис. 5.12. Частотний комбінований НВЧ-вимірювач вологості

Вихідна напруга детектора підсилюється широкосмуговим підсилювачем 16, що має автоматичну систему регулювання підсилення (ланки 17...19). змінна складова частоти комутації Ω підсилюється вибіркоким низькочастотним підсилювачем 20, випрямляється фазочутливим випрямлячем 21 і вимірюється показовим приладом 22, покази якого будуть пропорційні потужності хвилі, віддзеркаленої від контрольованого матеріалу 12, тобто його вологості.

Логометрична обробка протектованого сигналу в регульованому підсилювачі 16 аналогічна описаній вище (рис. 4.3 і формули (4.47)...(4.50)).

Це виключає вплив непостійності рівня детектованого сигналу на напругу вихідного приладу 22. Попереднє вирівнювання потужності коливань різницевої і сумарної частот виконують змінним установочним атенуатором 6. В процесі безперервного контролю вологості рулонного матеріалу можливі розходження цих потужностей. Тому тут передбачена також автоматична система вирівнювання потужностей пакетів коливань, яка складається з спрямованого відгалужувача 9 і ланок 23...27. Якщо спрямовані на контрольований матеріал 12 пакети коливань сумарної і різницевої частоти будуть неоднакові за потужністю, на виході НВЧ-детектора 23 з'явиться змінна складова з частотою комутації Ω , яка перетворюється в ланках 24...26 аналогічно перетворенню в ланках 20 і 21 і змінює коефіцієнт передачі керованого атенуатора 27, доки потужності сигналів сумарної і різницевої частоти не вирівнюються.

Можливість виділення інформативного параметра з пакетного сигналу малої потужності розширює можливості двочастотних ЗВ для контролю вологості безпосередньо в ході технологічного процесу без підготовки спеціальних проб. Подальше підвищення точності досягається за рахунок введення в структуру ЗВ вологості цифрових елементів обробки вимірювальних сигналів і більш точних систем зрівнювання і стабілізації амплітуд (потужностей) зондуючих коливань.

Такий НВЧ-воломір (рис. 5.13) складається з двох НВЧ-генераторів 1 і 2, які перемикаються сигналами низькочастотного імпульсного пара фазного генератора 3. Генератори 1 і 2 по черзі подають свої сигнали через регулятори потужності 4 і 5 та Е і Н входи подвійного хвилеводного трійника 6 на передавальну антену 7. НВЧ-хвилі проходять через контрольований матеріал 9 на приймальну антену 8 і через перший НВЧ-детектор 10 поступають на логарифмічний перетворювач 11. Далі вихідний сигнал блока 11 йде двома шляхами. По одному шляху він поступає на АЦП 14 реєстр пам'яті 15, ЦАП 16 і підсумовуючий підсилювач струму 17. По другому шляху сигнал з блока 11 поступає на підсилювач обвідної 12 і синхронний детектор 13, керовані входи якого з'єднані з виходами низькочастотного генератора 3.

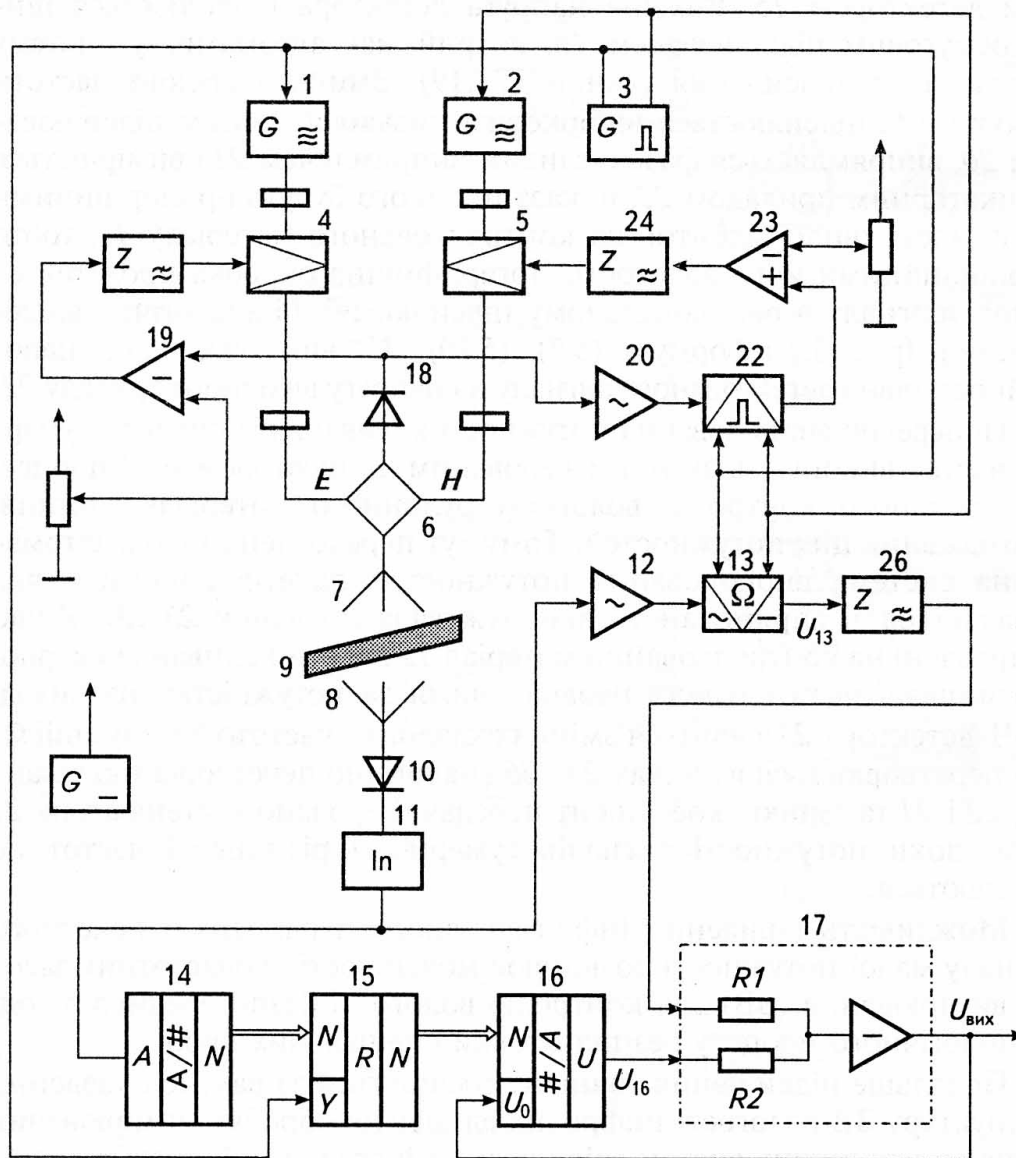


Рис. 5.13. Двочастотний вологомір з цифровою обробкою сигналів

Керуючі сигнали з цього генератора також поступають на керований вхід реєстру пам'яті 15. Крім того, в схемі є ще один НВЧ-детектор 18 і системи керування підсилювачами 4 і 5. НВЧ-генератори 1 і 2 виробляють імпульси НВЧ-коливань з довжинами хвиль λ_1 і λ_2 . Довжина хвилі λ_1 вибрана так, що на частотній характеристиці матеріалу (рис. 1.1) вона розміщена до початку дисперсійної ділянки характеристики, коли діелектрична проникність води має велике значення (біля 81), а довжина хвилі λ_2 — на ділянки характеристики за областю дисперсії, де діелектрична проникність води мала. Для виключення впливу відбитих від матеріалу НВЧ ко-

ливань на результат вимірювання, антени 7 і 8 розміщені під кутом до контрольованого матеріалу. Прийняті антеною 8 НВЧ-радіоімпульси з довжиною хвиль λ_1 і λ_2 детектуються детектором 10, створюючи на його виході імпульси з амплітудами, пропорційними потужності імпульсів, які пройшли через контрольований матеріал 9.

Амплітуда імпульсів від НВЧ-коливань з довжиною хвилі λ_1

$$U_1 = S_{10} P_1 \exp[-a(m_B + m_C)], \quad (5.27)$$

де S_{10} – чутливість детектора 10; P_1 – потужність НВЧ-коливань, що була генерована генератором 1; a – коефіцієнт, що враховує вплив геометричних розмірів матеріалу на затухання коливань; m_B – маса вологи; m_C – маса сухої речовини.

На довжині хвилі λ_2 амплітуда імпульсу, в основному буде визначатися сухою речовиною:

$$U_2 = S_{10} P_2 \exp[-am_C], \quad (5.28)$$

де P_2 – потужність НВЧ-коливань, що генерується генератором 2.

Імпульси (5.27) і (5.28) по чергово перетворюються логарифмуючим блоком 11, створюючи сигнали:

$$U_3 = S_{11} \ln U_1 = S_{11} [\ln S_{10} P_1 - a(m_B + m_C)], \quad (5.29)$$

$$U_4 = S_{11} \ln U_2 = S_{11} [\ln S_{10} P_2 - am_C], \quad (5.30)$$

де S_{11} – крутизна логарифмуючого перетворювача.

Підсилювач 12 обвідної сигналу не пропускає постійну складову, а підсилює тільки змінну складову напруги з частотою перемикавання генераторів 1 і 2, амплітуда якої пропорційна різниці напруг імпульсів:

$$U_5 = \frac{U_3 - U_4}{2} = \frac{S_{11}}{2} \left(\ln \frac{P_1}{P_2} - am_B \right). \quad (5.31)$$

Після детектування цієї змінної напруги синхронним детектором 13, з'являється напруга постійного струму:

$$U_{13} = \frac{S_{11}}{2} K_1 \left(\ln \frac{P_1}{P_2} - am_B \right), \quad (5.32)$$

де K_1 – коефіцієнт, який враховує коефіцієнт підсилення блоку 12 і коефіцієнт випрямлення блоку 13.

Імпульси виходу логарифматора 11 поступають також на вхід АЦП 14 інтегруючого типу, вихідний код якого пропорційний середньому значенню напруг послідовності імпульсів

$$N = \frac{U_3 + U_4}{2q} = \frac{S_{11}}{2q} \left[\ln S_{10}^2 P_1 P_2 - a(2m_C + m_B) \right], \quad (5.33)$$

де q – ступінь квантування АЦП.

Вихідний кодовий сигнал АЦП 14 у вигляді паралельного коду запам'ятовується реєстратором 15 на час, протягом якого здійснюється один цикл перетворення, який дорівнює періоду комутації. Перезапис коду здійснюється фронтом імпульсного сигналу, що поступає з генератора 3. кодовий сигнал обновляється після кожного періоду комутації і зберігається до наступного циклу. ЦАП 16 перетворює цей цифровий код в аналоговий сигнал постійної напруги

$$U_{16} = U_{on} N / N_0, \quad (5.34)$$

де: U_{on} – опорна напруга ЦАП 16; N_0 – розрядність (ємність) ЦАП 16.

Напруга U_{16} поступає на один з входів підсумовуючого підсилювача струму 17, вихідна напруга якого є опорною для ЦАП 16 і виходом вологоміра. На другий вхід підсилювача 17 поступає через фільтр нижніх частот 26 напруга постійного струму U_{13} з виходу синхронного детектора 13.

Вихідну напругу підсилювача 17, враховуючи додавання струмів, можна виразити як

$$U_{Bux} = S \left(\frac{U_{16}}{R_2} + \frac{U_{13}}{R_1} \right) = S \left(\frac{NU_{on}}{N_0 R_2} + \frac{U_{13}}{R_1} \right), \quad (5.35)$$

де R_1 і R_2 – опори вхідних резисторів підсилювача струму 17; S – крутизна перетворення струму в напругу.

Враховуючи, що $U_{on} = U_{Bux}$, одержуємо

$$U_{Bux} = \frac{SU_{13}}{R_1 \left(1 - \frac{SN}{R_2 N_0} \right)}. \quad (5.36)$$

За охопленням блоків 16 і 17 глибоким зворотнім зв'язком при великій крутизні перетворення одиницею в знаменнику виразу (5.36) можна знехтувати. Тоді вихідна напруга, приймає значення

$$U_{\text{Вих}} = \frac{R_2 N_o}{R_1 N} U_{13}. \quad (5.37)$$

Підставивши в цей вираз значення U_{13} з (5.32), і величину коду з (5.33), одержимо

$$U_{\text{Вих}} = \frac{K_1 q \left(\ln \frac{P_1}{P_2} - a m_B \right) N_o}{\ln S_{10}^2 P_1 P_2 - a(2m_C + m_B)}. \quad (5.38)$$

Якщо автоматично зрівнювати потужності НВЧ-коливань генераторів 1 і 2 ($P_1 = P_2 = P$) і стабілізувати рівень випромінюваної потужності ($P = \text{const}$), що робить система елементів 18...24, то отримаємо:

$$U_{\text{Вих}} = \frac{a m_B N_o}{a(2m_C + m_B) - A}, \quad (5.39)$$

де $A = \ln S_{10}^2 P^2$ – постійна величина.

Масова доля вологи в матеріалі визначається за виразом

$$W = \frac{m_B}{m_C + m_B}. \quad (5.40)$$

Порівнюючи вирази (5.39) і (5.40) бачимо, що вихідна напруга НВЧ-воломіра в першому наближенні є масовою долею вологи в матеріалі, яка і є мірою вологості твердих і рідинних речовин.

При цьому розглянута схема інваріантна як до параметрів одноканальної вимірювальної схеми, так і до змін товщини, густини і температури контрольованого матеріалу.

Останнє пояснюється тим, що вказані збурюючі фактори в однаковій мірі впливають як на чисельник, так і на знаменник виразу (5.35). При цьому похибка операції ділення визначається розрядністю аналого-цифрового і цифрово-аналогового перетворювачів (для 12-ти розрядів похибка не більша 0,05...0,1%). Кращі аналогові пристрої ділення мають похибку на порядок більшу.

5.4. Засоби вимірювання розлагодження резонаторних сенсорів

Резонаторний сенсор має резонансну характеристику, положення якої на частотній осі зміщується при взаємодії поля сенсора з досліджуваним матеріалом або середовищем. Частота збуджуючого генератора вибирається такою, щоб при зміщенні по частотній осі вона була на одному зі схилів резонансної кривої сенсора. В цьому випадку амплітуда НВЧ-коливань, які детектуються амплітудним детектором, і вимірюються вихідним приладом ЗВ, визначаються розлагодженням резонатора, тобто різницею частот генератора і власною частотою резонатора. Проте, неминучі зміни добротності сенсора через вносимі втрати, нестабільність амплітуди НВЧ-генератора і відсутність стабільного нуля в амплітудній схемі індикації резонансу, не дають можливості виявляти дисперсійні зміни електрофізичних параметрів контрольованих об'єктів. Тому для вимірювання малих розлагоджень однорезонаторних сенсорів НВЧ-генератор приєднують до сенсора, який виконують у вигляді хвилеводного трійника, в порожнину якого вводять діелектричний резонатор. Спрямовані відгалужувачі зв'язують вхід і вихід сенсора з двома амплітудними детекторами. Виходи детекторів приєднують до панорамного приймача. Досліджуваний матеріал розміщують у хвилеводі трійника в області місцевого поля резонатора.

НВЧ-генератор працює в режимі свіпуння частоти. Панорамний приймач реєструє сигнали, що падають і відбиваються від резонатора і виділяються напрямленими відгалужувачами. Коли досліджуваний матеріал відсутній, тобто немає розлагодження резонатора схему калібрують так, щоб значення падаючої і відбитої хвилі при їх порівнянні давали нульовий рівень. При розлагодженні резонатора в результаті його взаємодії з досліджуваним матеріалом, виникає різницева напруга на виходах НВЧ-детекторів, яка і є мірою розлагодження резонатора. Недоліком такого ЗВ є невисока точність через нестабільність “нуля”, яка викликається неідентичністю і нестабільністю характеристик двох спрямованих відгалужувачів, двох амплітудних детекторів вхідних каналів панорамного приймача і т.п.

Для підвищення точності вимірювання розлагодження однорезонансного сенсора доцільно застосувати двочастотну, але одноканальну схему порівняння розлагодження резонатора на двох додаткових частотах. Для стабілізації зондуючих НВЧ-сигналів використовують задаючий високочастотний кварцований генератор 1 (рис. 5.14), що має частоту ω_1 .

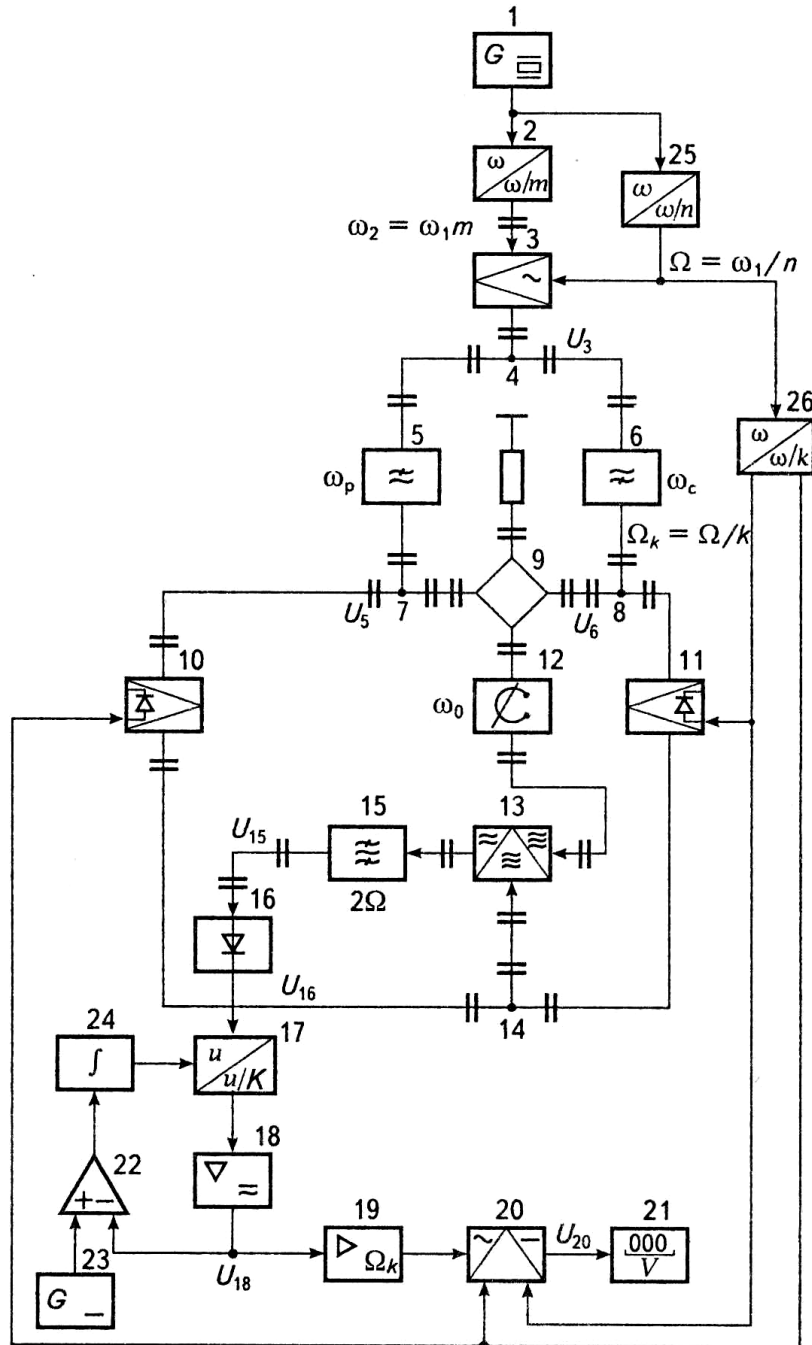


Рис. 5.14. НВЧ-вимірювач розлагодження резонансних сенсорів

Щоб одержати НВЧ-сигнал його частота ω_1 перемножується в m разів в помножувачі 2 до частоти $\omega_2 = m\omega_1$, на яку налагоджений резонаторний НВЧ-сенсор 12 — пустий або заповнений еталонним матеріалом, що має власну частоту $\omega_0 = \omega_2$. Одночасно частота ω_1 ділиться в n разів подільником 25 до одержання низької частоти $\Omega = \omega_1/n$, яка дорівнює половині смуги пропускання $\Delta\omega_0$ налагодженого резонатора 12 $\frac{\Delta\omega_0}{2} = \Omega$.

В балансовому модуляторі 3 сигнали цих частот перемножуються, в результаті створюється модульований сигнал

$$U_3(t) = \frac{S_3}{2} U_{m1} U_{m2} \left\{ \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_1 - \varphi_2] + \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_1 + \varphi_2] \right\}, \quad (5.41)$$

де S_3 — крутизна характеристики балансового змішувача 3; U_{m1} , $U_{m2}(t)$ — амплітуди перемножених сигналів; φ_1 , φ_2 — їх початкові фази.

Фільтри 5 і 6 виділяють зондуючі сигнали сумарної і різницевої частот

$$U_5(t) = \frac{S_3}{2} k_5 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_p t + \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_5), \quad (5.42)$$

$$U_6(t) = \frac{S_3}{2} k_6 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_c t + \varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_6), \quad (5.43)$$

де k_5 , k_6 — коефіцієнти передачі; φ_5 , φ_6 — фазові зсуви, що вносяться фільтрами; $\omega_c = \omega_0 + \Omega$, $\omega_p = \omega_0 - \Omega$ — сумарна і різницева частоти.

У подвійному хвилеводному трійнику 9 додають сигнали $U_5(t)$, $U_6(t)$ якими збуджують НВЧ-резонатор сенсора 12. Різницева частота ω_p дорівнює нижній межі смуги пропускання, а сумарна частота ω_c — верхній межі смуги пропускання резонатора.

Сигнали різницевої і сумарної частот проходять через налагоджений резонатор сенсора 12 в межах його смуги пропускання з однаковими ослабленнями, що викликані деяким його розлагодженням відносно власної частоти ω_0 . Сигнал частоти ω_p буде:

$$U_p(t) = \frac{S_3}{2} k_5 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_p t + \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_5 - \varphi_p), \quad (5.44)$$

де $k_p = \frac{k_0}{\sqrt{1 + Q_0^2 \lambda_p^2}}$ – коефіцієнт передачі сенсора на нижній межі смуги пропускання; k_0 – коефіцієнт передачі сенсора на власній частоті ω_0 ; $Q_0 = \frac{\omega_0}{\omega_c - \omega_p}$ – добротність ненавантаженого резонатора; $\lambda_p = \frac{2(\omega_p - \omega_0)}{\omega_0}$ – відносне розлагодження резонатора на частоті ω_p ; $\phi_T = \arctg(Q_0 \lambda_p)$ – фазовий зсув, що вноситься резонатором на частоті ω_p .

Сигнал частоти ω_c , що пройшов через резонатор

$$U_C(t) = \frac{S_3}{2} k_6 k_C U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_c t + \varphi_1 + \varphi_2 - \varphi_6 + \varphi_C), \quad (5.45)$$

де $k_C = \frac{k_0}{\sqrt{1 + Q_0^2 \lambda_C^2}}$ – коефіцієнт передачі сенсора на верхній межі смуги пропускання; $\lambda_C = 2(\omega_c - \omega_0)/\omega_0$ – відносне розлагодження на частоті ω_c ; $\varphi_C = \arctg(Q_0 \lambda_C)$ – фазовий зсув на частоті ω_c .

Послаблені резонатором 12 зондуючі сигнали $U_p(t)$ і $U_C(t)$ поступають на перший вхід балансного змішувача 13, на другий вхід якого через подільники потужності 7 і 8 і НВЧ-перемикачі 10 і 11 поступають сигнали $U_5(t)$ і $U_6(t)$. Плечі 10 і 11 НВЧ-перемикача керуються вихідними проти-фазними імпульсами напруги подільника частоти 26, з частотою Ω_k , який під'єднано до виходу подільника частоти 25. Частоту комутації Ω_k вибирають в 100...200 разів меншою за частотою модуляції Ω .

В результаті змішування сигналу $U_5(t)$ частоти ω_p , який проходить через відкрите плече 10 НВЧ-перемикача, з послабленим сигналом $U_C(t)$ частоти ω_c створюється низькочастотний сигнал різницевої частоти $\omega_c - \omega_p = 2\Omega$ і НВЧ-сигнал сумарної частоти $\omega_c + \omega_p = 2\omega_0$. Смуговий фільтр 15, що має центральну частоту, яка дорівнює подвоєній частоті модуляції 2Ω , виділяє низькочастотний сигнал:

$$U'_{15} = \frac{S_2^2 S_{13}}{4} K_5 K_6 K_C K_{15} U_{m1}^2 U_{m2}^2 \cos(2\Omega t + \varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_5 - \varphi_P), \quad (5.46)$$

де S_{13} – крутизна характеристики балансного змішувача 13; K_{15} – коефіцієнт передачі смугового фільтра 15.

При змішуванні сигналу $U_6(t)$ частоти ω_C , який пройшов через відкрите плече 11 НВЧ-перемикача, з послабленим сигналом $U_p(t)$ частоти ω_p також створюється низькочастотний сигнал частоти 2Ω :

$$U_{15}'' = \frac{S_2^2 S_{13}}{4} K_5 K_6 K_p K_{15} U_{m1}^2 U_{m2}^2 \cos(2\Omega t + \varphi_2 - \varphi_1 + \varphi_6 + \varphi_C). \quad (5.47)$$

В результаті періодичного перемикавання плечей 10 і 11 НВЧ-перемикача, через смуговий фільтр 15 проходять пакети низькочастотних сигналів U_{15}' і U_{15}'' , що мають одну і ту ж частоту 2Ω і тривалість на півперіоду комутації $\frac{T_K}{2} = \frac{\pi}{\Omega_K}$.

Ці пакети сигналів детектуються детекторною секцією 16, створюючи імпульси, які мають амплітуди:

$$U_{16}' = \frac{S_2^2 S_{13} S_{16}}{8} K_5 K_6 K_C K_{15} U_{m1}^2 U_{m2}^2, \quad (5.48)$$

$$U_{16}'' = \frac{S_2^2 S_{13} S_{16}}{8} K_5 K_6 K_p K_{15} U_{m1}^2 U_{m2}^2, \quad (5.49)$$

де S_{16} – крутизна характеристики амплітудного детектора 16.

Імпульси з амплітудами U_{16}' і U_{16}'' проходять через керований подільник напруги 17 і підсилюються широкосмуговим підсилювачем 18. Низькочастотна обвідна цих імпульсів:

$$\begin{aligned} U_{18}(\Omega_K) &= K_{17} K_{18} \frac{U_{16}' - U_{16}''}{2} = \\ &= \frac{1}{16} S_2^2 S_{13} S_{16} K_5 K_6 K_{15} K_{16} K_{18} (K_C - K_p) U_{m1}^2 U_{m2}^2, \end{aligned} \quad (5.50)$$

підсилюється вибірконим підсилювачем 19, який налагоджений на частоту комутації Ω_k . Підсилена напруга випрямляється фазочутливим випрямлячем 20 і поступає на вихідний прилад 21.

В ненавантаженому резонаторі сенсора ($\omega_0 = \omega_2$) коефіцієнт передачі $K_C = K_p$ і вихідна напруга ЗВ буде дорівнювати нулю ($U_{20} = 0$) при будь-

яких змінах параметрів елементів його схеми, а це забезпечує стабільність нуля ЗВ розлагодження.

Коли електромагнітне поле сенсора взаємодіє з контрольованим матеріалом, то його власна частота ω'_0 зменшується ($\omega'_0 < \omega_0$) і відбувається зміщення смуги пропускання резонатора по частотній осі донизу. При цьому зонduючий сигнал різницевої частоти остається в межах смуги пропускання, а зонduючий сигнал сумарної частоти виходить за межі смуги пропускання.

В результаті з'являється змінна складова (5.50), на виході підсилювача 18. Для виключення впливу непостійності параметрів ланок високочастотної частини схеми ЗВ на його покази використовується система автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення широкосмугового підсилювача 18, яка складається з ланок 22...24 (рис. 5.14). Тому, коли в сенсорі 12 є досліджуваний матеріал, то покази відлікового пристрою 21 стають пропорційними відносному розлагодженню навантаженого резонатора:

$$U_{20} = \frac{\sqrt{1+Q_H^2(\lambda'_C)^2} - \sqrt{1+Q_H^2(\lambda'_P)^2}}{\sqrt{1+Q_H^2(\lambda'_C)^2} + \sqrt{1+Q_H^2(\lambda'_P)^2}} 2K_{19}U_{23}, \quad (5.51)$$

де $\lambda'_C = \frac{2[\omega_C - (\omega_0 - \delta\omega_0)]}{\omega_0 - \delta\omega_0}$, $\lambda'_P = \frac{2[\omega_P - (\omega_0 - \delta\omega_0)]}{\omega_0 - \delta\omega_0}$ – відносні розлагодження навантаженого резонатора на частотах ω_C і ω_P , відповідно; Q_H – добротність навантаженого резонатора ($Q_H < Q_0$); K_{19} – коефіцієнт передачі підсилювача 19; U_{23} – напруга стабільного джерела 23; $\delta\omega$ – розлагодження навантаженого резонатора.

У високодобротних розлагоджених резонаторах $Q_H^2 \lambda^2 \gg 1$, тому вираз (5.51) можна спростити:

$$U_{20} \approx \left\{ \frac{|\lambda_C| - |\lambda_P|}{|\lambda_C| + |\lambda_P|} \right\} 2K_{19}U_{23}, \quad (5.52)$$

де $|\lambda_C|$ і $|\lambda_P|$ – абсолютні значення розлагоджень.

Підставляючи в (5.52) значення λ'_C і λ'_P одержимо:

$$U_{20} = \left[\frac{\omega_C + \omega_P - 2\omega_0 + 2\delta\omega}{\omega_C - \omega_P} \right] 2K_{19}U_{23}. \quad (5.53)$$

Тому що $\omega_C + \omega_P - 2\omega_0 = 0$ і $\omega_C - \omega_P = 2\Omega$, то:

$$U_{20} = 2K_{19}U_{23} \frac{\delta\omega}{\Omega}. \quad (5.54)$$

Якщо виразити абсолютне розлагодження резонатора $\delta\omega$ через його відносне розлагодження $\lambda_p = 2\delta\omega/\omega_0 = 2\delta\omega/\omega_2$, то вираз (5.54) з урахуванням, що $\omega_2 = m\omega_1$ і $\Omega = \omega_1/n$ буде мати вигляд:

$$U_{20} = mnK_{19}U_{23}\lambda_p. \quad (5.55)$$

Таким чином, покази відлікового пристрою 21 пропорційні відносному розлагодженню резонатора, а коефіцієнт пропорційності визначається коефіцієнтом множення m помножувача 2, коефіцієнтом ділення n подільника 25, стабільністю опорної напруги U_{23} джерела 23 і коефіцієнтом підсилення K_{19} підсилювача 19. Останнім можна змінювати межі вимірювання в залежності від очікуваного розлагодження НВЧ-резонатора. Результат вимірювання не залежить від внесених втрат від об'єкту контролю, що змінюють добротність резонаторного сенсора, крім того, на результат вимірювання не впливає непостійність амплітуд U_{m1} і U_{m2} і нестабільність характеристик перетворення більшості блоків схеми ЗВ.

Цей ЗВ дає можливість зменшити похибки вимірювання розлагодження НВЧ-резонаторних сенсорів в 3...5 разів порівняно з іншими методами.

Дворезонаторні сенсори складаються з двох НВЧ-резонаторів: вимірювального і опорного. В полі цих резонаторів знаходяться відповідно контрольований і еталонний матеріали, або середовища. Інформативним параметром таких сенсорів є різниця резонансних частот резонаторів.

Для вимірювання різниці частот використовують НВЧ-генератор з частотним модулятором, до виходу якого через хвилеводний трійник під'єднані послідовно з'єднані атенюатори, резонатори і НВЧ-детектори. Виходи детекторів через підсумовуючий пристрій з'єднані з широкосмуговим підсилювачем і вертикально відхиляючими пластинами осцилографа,

горизонтально відхиляючі пластини якого з'єднані з пристроєм розгортки — генератором пилкоподібної напруги.

Вимірювання різниці резонансних частот здійснюють, переналагоджуючи частоту резонатора до спів падання резонансних кривих вимірювального і опорного резонаторів сенсора на екрані осцилографа. Недоліком такого ЗВ є низька точність вимірювання різниці резонансних частот через неминучу похибку вимірювання частоти переналагоджуваного опорного резонатора.

Більш високу точність вимірювання різниці резонансних частот двох НВЧ-резонаторів забезпечує ЗВ, в якому резонансна крива вимірювального НВЧ-резонатора порівнюється з резонансною кривою низькочастотного контура. Такий ЗВ має НВЧ-генератор з частотним модулятором, до виходу якого паралельно під'єднані послідовно з'єднані вимірювальний НВЧ-резонатор, детектор, підсилювач і змішувач. Другий вхід змішувача з'єднаний з спеціальним гетеродином. На виході змішувача ввімкнений низькочастотний контур, детектор і підсилювач, вихід якого через перемикач під'єднаний до осцилографа.

Джерелом похибки також ЗВ є не ідентичність характеристик детекторів і підсилювачів в двох каналах, а також вплив змін добротності вимірювального резонатора через втрати, що вносяться контрольованим об'єктом на частотне розлагодження.

В частотно-часових ЗВ (рис. 5.6) частотний модулятор періодичного за пилкоподібним законом змінює частоту НВЧ-генератора. Коли частота попадає в смугу пропускання резонатора, на виходах НВЧ-детекторів з'являються імпульси, які повторюють форму резонансних кривих. Ці імпульси поступають на відповідні підсилювачі-формуваці, з виходів яких короткі імпульси, що прив'язані до екстремальних значень обвідних сигналів резонаторів, поступають на входи тригера. Зміщення в часі між запускаючими імпульсами визначає різницю резонансних частот двох резонаторів. Перетворювач тривалості в напругу (фільтр нижніх частот) видає напругу, яка вимірюється відліковим пристроєм.

Недоліком цього ЗВ є низька точність вимірювання малих різниць резонансних частот через нестійку роботу тригера при дії на нього близько розміщених запускаючі імпульсів і нестабільність рівнів спрацьовування формуючих пристроїв і самого тригера. Крім того, при малих розлагодженнях резонаторів, тобто в межах їх смуги пропускання, значний вплив на зміщення в часі запускаючі імпульсів має добротність вимірювального резонатора, яка залежить від втрат, що вносяться контрольованим об'єктом. Тісно прив'язати запускаючий імпульс до екстремального значення обвідної НВЧ-сигналу вимірювального резонатора практично неможливо. Тому “плаваючий” імпульс вимірювального резонатора відносно імпульсу опорного резонатора викликає флуктуації часового інтервалу, який формується тригером. Якщо резонансні частоти співпадають, то виникає дрейф нуля, а за малих розлагодженнях резонаторів відлік резонансної частоти стає невизначеним.

Нижче буде розглянута частотно-часова схема порівняння резонансних частот двох резонаторів, в яких за рахунок періодичного протиставлення вихідних сигналів резонаторів, яке перетворене в послідовність імпульсів, забезпечується висока дозволяюча здатність і стабільність.

На рис. 5.15 приведена схема ЗВ різниці резонансних частот двох НВЧ-резонаторів 5 і 10.

На рис. 5.16 приведені осцилограми напруг в різних точках схеми рис. 5.15. Генератор 1 коротких імпульсів збуджує генератор 2 пилкоподібної напруги, який по пилкоподібному закону змінює частоту НВЧ-генератора 3. Через подільник потужності 4 сигнали цієї частоти поступають на резонатори: 5-вимірювальний і 10-опорний сенсора. Коли частота генератора 3 попадає в смугу пропускання резонаторів 5 і 10, на виходах НВЧ-детекторів 6 і 11 формуються дзвоноподібні імпульси (рис. 5.16 а і б), які повторюють форму резонансних кривих резонаторів. Ці імпульси диференціюються в ланках 7 і 12 (рис. 5.16 в і г) і поступають до підсилювачів-формуєць 8 і 13, на виходах яких формуються додатні і від'ємні імпульси, прив'язані до екстремальних значень резонансних кривих.

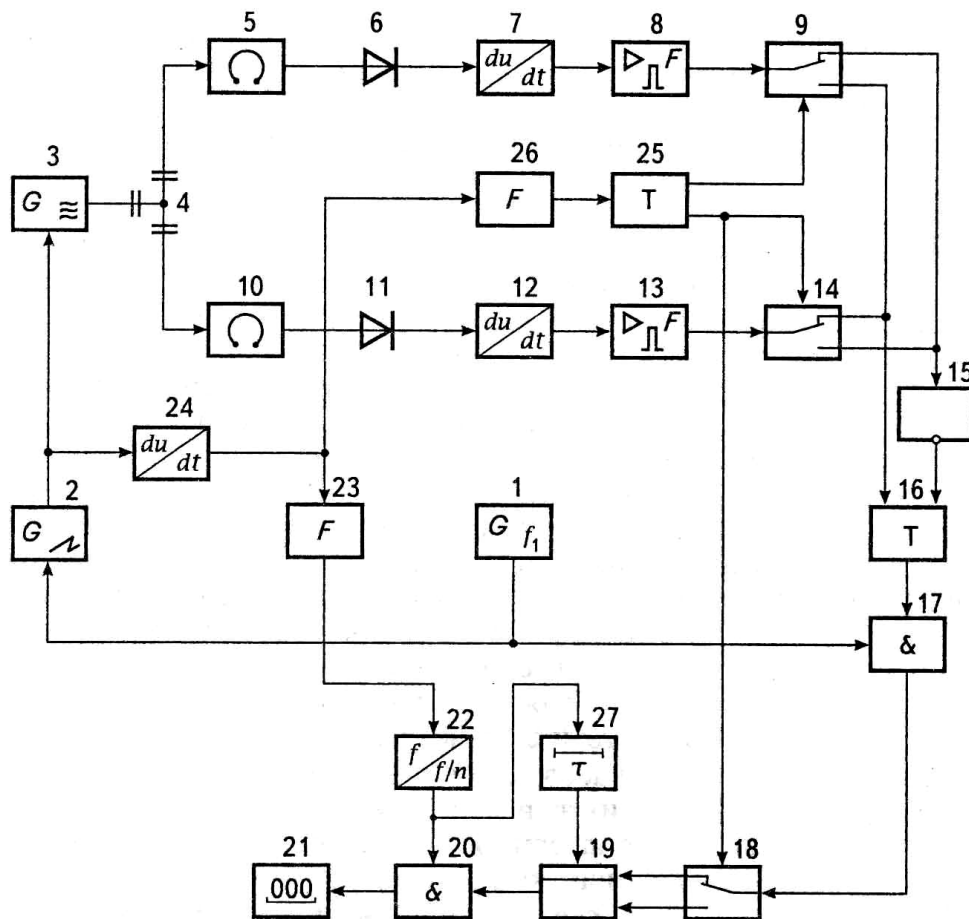


Рис. 5.15. Схема частотно-імпульсного порівняння резонансних частот датчиків

Положення автоматичних перемикачів 9 і 11 визначається станом лічильного тригера 25. При положенні, що показано на рис. 5.15 на один вхід тригера 16 через інвертор 14 поступають імпульси з ланки 8 зворотної полярності, а на другий вхід — безпосередньо з виходу підсилювача-обмежувача 13. Тому що тригер 16 перемикається імпульсами тільки однієї полярності, наприклад, від'ємної, то запуск тригера 16 буде відповідати частоті f'_6 максимального значення продиференційованої напруги резонатора 5. Повернення стану тригера 16 відбувається від імпульсу додатної полярності, який відповідає частоті f''_{11} мінімального значення продиференційованої напруги опорного резонатора 10.

В результаті на виході тригера 16 сформується інтервал часу, пропорційний різниці частот $\Delta f_1 = f'_6 - f''_{11}$ (рис. 5.16 д).

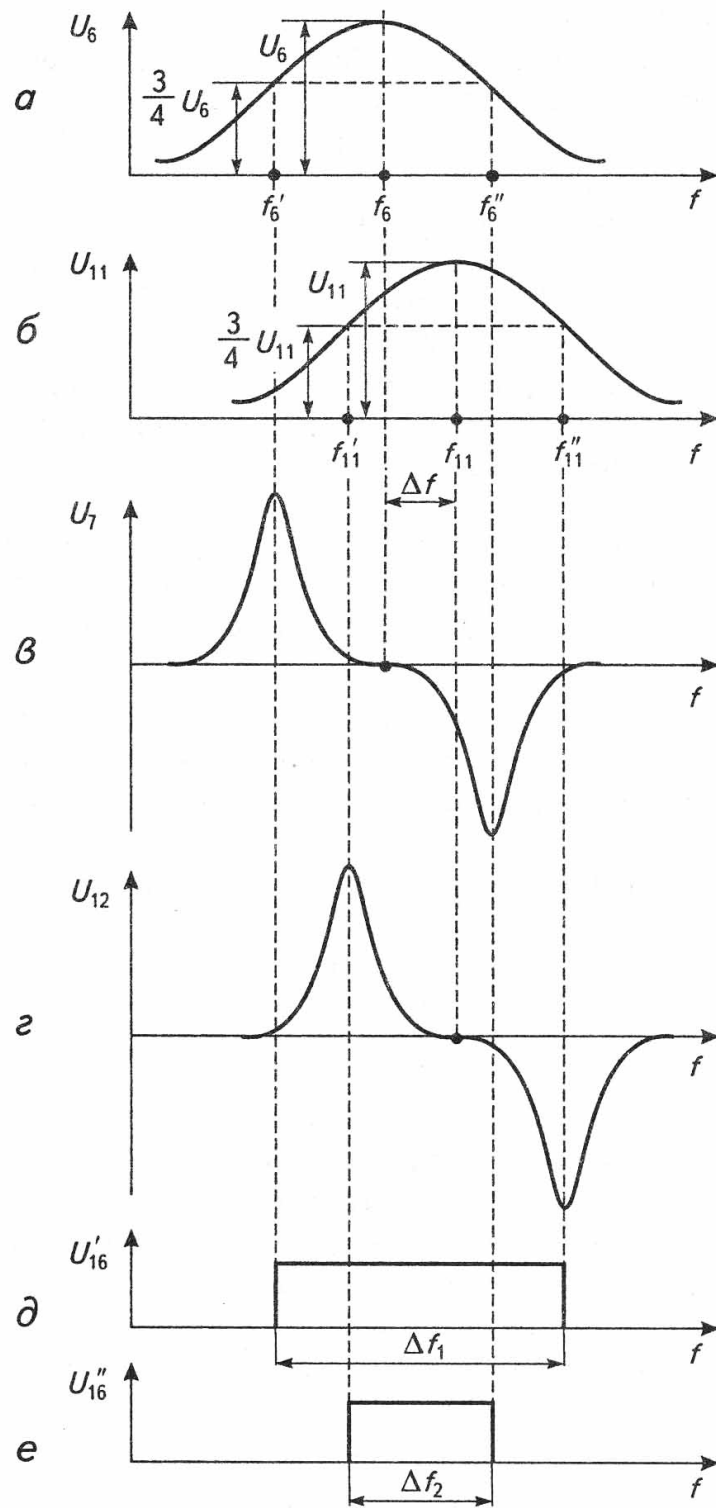


Рис. 5.16. Епюри напруг структурної схеми вимірювача рис. 5.15

Після повернення в початковий стан пилкоподібної напруги генератора 2, диференціатор 24 і формувач 26 змінять положення тригера 25 і перемикачі 9 і 14 — перемкнуться. Тому в наступний період змін частоти генератора 3 на виході тригера 16 сформується часовий інтервал, пропорційний різниці частот $\Delta f_2 = f'_{11} - f''_6$ (рис. 5.16 е).

Вихідна напруга тригера 16 відкриває схему збігу 17 на відповідний інтервал часу для проходження лічильних імпульсів від генератора 1 на реверсивний лічильник 19. Перемикач 18, що керується від тригера 25 синхронно з перемикачем 14, подає на вхід “додавання” лічильника 19 імпульси протягом часу пропорційного Δf_1 і на вхід “віднімання” імпульси протягом часу, пропорційного Δf_2 . В результаті за два періоди змін частоти генератора 3 в лічильнику 19 накопичиться кількість імпульсів, що доповнює різниці частотних інтервалів $\Delta f_1 - \Delta f_2$.

Формувач 23, подільник частоти 22 і схема збігу 20 забезпечують передачу на відліковий пристрій результату вимірювання. Після цього реверсивний лічильник 19 обнулюється імпульсом від ланки затримки 27.

Потужність НВЧ-коливань, що проходять через резонатор на частоті f

$$P = \frac{P_P}{1 + \frac{4Q(f_P - f)^2}{f_P^2}}, \quad (5.56)$$

де P_P – потужність коливань, що проходять через резонатор на резонансній частоті f_P ; Q – добротність резонатора.

Після диференціювання напруги обвідної одержуємо знакозмінну криву з двома екстремальними точками (рис. 5.16 в і г), які відповідають максимальній крутизні резонансної кривої. Щоб визначити частоти екстремальних точок, треба прирівняти нулю другу похідну виразу (5.56) по частоті f . Для вимірювального резонатора 5

$$f'_6 = f_{05} \left(1 - \frac{1}{2\sqrt{3}Q_5} \right), \quad (5.57)$$

$$f''_6 = f_{05} \left(1 + \frac{1}{2\sqrt{3}Q_5} \right), \quad (5.58)$$

де f_{05} , Q_5 – резонансна частота і добротність вимірювального резонатора.

Відповідно для опорного резонатора 10

$$f'_{11} = f_{10} \left(1 - \frac{1}{2\sqrt{3}Q_{10}} \right), \quad (5.59)$$

$$f''_{11} = f_{10} \left(1 + \frac{1}{2\sqrt{3}Q_{10}} \right), \quad (5.60)$$

де f_{10} , Q_{10} – резонансна частота і добротність опорного резонатора.

Враховуючи час змін частоти генератора 3, часові інтервали, що формуються тригером 16

$$\Delta t_1 = m\Delta f_1 = m(f''_{11} - f'_6), \quad (5.61)$$

$$\Delta t_2 = m\Delta f_2 = m(f'_{11} - f''_6), \quad (5.62)$$

де m – часовий масштаб, с/Гц.

Оскільки період змін частоти генератора 3 формується генератором 2 перерахунком імпульсів генератора 1, то масштаб часу

$$m = \frac{T}{f_{\max} - f_{\min}} = \frac{K}{f_1(f_{\max} - f_{\min})}, \quad (5.63)$$

де K – коефіцієнт перерахунку; f_1 – частота генератора 1; f_{\max} і f_{\min} – максимальна і мінімальна частоти діапазону змін частоти генератора 3.

Реверсивний лічильник 19 в режимі “додавання” накопичує число імпульсів

$$n_1 = f_1 \Delta t_1 = \frac{K}{f_{\max} - f_{\min}} \left[f_{10} \left(1 + \frac{1}{2\sqrt{3}Q_{10}} \right) - f_{05} \left(1 - \frac{1}{2\sqrt{3}Q_5} \right) \right], \quad (5.64)$$

а в режимі “віднімання”

$$n_2 = f_1 \Delta t_2 = \frac{K}{f_{\max} - f_{\min}} \left[f_{05} \left(1 + \frac{1}{2\sqrt{3}Q_5} \right) - f_{10} \left(1 - \frac{1}{2\sqrt{3}Q_{10}} \right) \right]. \quad (5.65)$$

За два періоди змін частоти генератора 3 число імпульсів, які показує відліковий пристрій 21

$$N = n_1 - n_2 = \frac{2K}{f_{\max} - f_{\min}} (f_{10} - f_{05}). \quad (5.66)$$

Покази відлікового пристрою не залежать від нестабільності частоти генератора I , який задає всі часові інтервали роботи схеми ЗВ, добротності вимірювального і опорного резонаторів, а також вихідної напруги тригера $I6$. З рис. 5.16 видно, що навіть коли резонансні частоти вимірювального f_6 і опорного f_{11} резонаторів співпадають, тригер $I6$ запускається імпульсами, що істотно рознесені в часі, який визначається проходженням сигналу розгортки смуги пропускання резонатора. Це забезпечує стабільну роботу тригера навіть при відсутності розлагодження (стабільний нуль) і високо-точне вимірювання малих різниць резонансних частот вимірювального і опорного резонаторів. Також це дозволяє оцінювати малі дисперсійні зміни в складі контрольованого матеріалу чи середовища, що обумовлені наявністю, наприклад, полярних домішок.

5.5. Засоби вимірювання коефіцієнту втрат резонансних контурів

Коефіцієнт втрат $tg\delta = \varepsilon''/\varepsilon'$ є найважливішою характеристикою діелектричних і напівпровідникових матеріалів, за якою можна судити про фізико-механічні властивості цих матеріалів і виробів з них. Найчастіше коефіцієнт втрат визначають за шириною смуги пропускання резонатора на рівні половинної потужності зондуючого сигналу. Щоб одержати на екрані індикатора резонансну криву, застосовують ЗВ, який складається з НВЧ-генератора, елементів передачі і узгодження, змінних атенюаторів, хвилеміра і осцилографа. Перевагою таких ЗВ є простота їх реалізації, тому що тут застосовують широко розповсюджені в техніці НВЧ-елементи.

Недоліки таких ЗВ це — відсутність безпосередньої числової оцінки вимірюваного параметра, низька точність вимірювання, обумовлена нестійкістю чутливості НВЧ-детектора в часі, а також від змін температури зовнішнього середовища і рівня НВЧ-сигналу, великий час вимірювання, що пов'язаний з одержанням і обробкою результатів проміжних вимірювань. Більш високу точність забезпечують ЗВ періодичного порівняння, які дають можливість вимірювати ширину смуги пропускання, добротність чи коефіцієнти втрат резонансних контурів. Основою таких ЗВ є модуляційна

схема порівняння напруги на контрольованому контурі і на каліброваному резистивному подільнику з перемиканням. Цей ЗВ призначений для роботи в діапазоні частот до 10 МГц, проте при заміні його елементів на еквівалентні за призначенням НВЧ-елементи, він здатний працювати в НВЧ-діапазоні. В склад такого ЗВ входить генератор стандартних сигналів, що має як і вимірювальний генератор так і блок налагодження частоти та стабілізації амплітуди вихідного сигналу. Цей генератор через розв'язуючий пристрій живить двоканальну схему, в одному з каналів якої міститься контрольований резонансний контур, а в другому — подільник напруги, що складається з двох точних резисторів. Коефіцієнт ділення цього подільника чисельно дорівнює відносному рівню резонансної характеристики, яким визначається ширина смуги пропускання контрольованого резонатора (за напругою – 0,707; за потужністю – 0,5 або 3 дБ). Подільник має двопозиційний перемикач. Контрольований резонансний контур і подільник ввімкнені в канали симетрично між відповідними розв'язуючими пристроями (елементами) — резисторами і буферними повторювачами. Виходи обох каналів по черзі закорочуються контактом поляризованого реле, обмотка якого живиться від джерела змінної напруги. Загальна точка обох каналів під'єднана до ввімкнених послідовно: підсилювача, детектора, інтегруючого ланцюга і індикатора, які створюють канал індикації.

За безперервної роботи поляризованого реле, на вхід каналу індикації поступає імпульсно-модульований сигнал, несуча якого має частоту генератора, а обвідна — частоту комутації поляризованого реле. Якщо генератор налагоджено на частоту резонансу контрольованого контуру і сигнали з виходу перемикача і контрольованого контуру однакові, то на вхід індикаторного контуру поступають максимальні і однакові за амплітудою сигнали. Після підсилення, детектування із зміщенням і інтегрування, вихідний сигнал індикаторного каналу дорівнює нулю, що фіксує вихідний індикатор.

За протилежного положення двохпозиційного перемикача, переналагоджуючи частоту генератора, добиваються такого ж нульового виходу каналу індикації. Це означає, що на другій частоті сигнал на контрольова-

ному контурі зменшився в $\sqrt{2}$ (0,707) разів, тобто частотна точка резонансної характеристики контуру знаходиться на рівні, який звичайно приймають для визначення ширини смуги пропускання. Подвоєне значення різниці частот генератора при двох описаних вище станах схеми дорівнює ширині смуги пропускання контрольованого контуру, за якою по відомих залежностях визначають коефіцієнт втрат або добротність контуру. Перевагою такого ЗВ є деяке зменшення часу вимірювання, тому що непотрібно вимірювати рівні вимірювального сигналу, які відповідають ширині смуги пропускання, тому що порівняння цих рівнів виконується автоматично. Деяке підвищення точності досягається за рахунок вимірювання одного і того ж рівня сигналу детектора шляхом почергового порівняння двох напруг, що відповідають точкам половинної потужності на резонансній характеристиці.

Проте, й цьому ЗВ властиві недоліки:

- опосередковане визначення вимірюваного параметра за значеннями частот, що зчитуються із шкали вимірювального генератора, це потребує значних затрат часу;
- тривалий час налагодження на резонансну частоту, визначенням мінімального значення опору змінного резистора, який ввімкнено послідовно з подільником, що перемикається;
- додаткова похибка, що зв'язана з грубою фіксацією частоти резонансу за мінімальним значенням опору змінного резистора;
- низька чутливість компаратора через порівняння абсолютного рівня детектованих сигналів;
- принципова неможливість контролю значень ширини смуги пропускання, яка швидко змінюється в часі під впливом на контрольований резонатор сенсора різних неінформативних факторів.

Запропонований нижче модуляційний вимірювач коефіцієнта втрат резонансних контурів практично немає цих недоліків та забезпечує вимірювання параметрів з високою точністю.

На рис. 5.17 приведена схема повністю автоматизованого ЗВ коефіцієнта втрат НВЧ-резонатора, на рис. 5.18 показані епюри сигналів, що пояс-

нують його роботу. Контрольований резонаторний сенсор 1 з'єднаний з НВЧ-генератором 2 через розв'язуючий вентиль 3, $p-i-n$ -атенюатор 4 і розв'язуючий постійний ослаблювач 5. НВЧ-генератор 2 має входи за частотою і потужністю з блоками стабілізації потужності 6 і частоти 7. Вихід контрольованого резонатора через послідовно з'єднані постійний ослаблювач 8, квадратичний НВЧ-детектор 9, підсилювач низької частоти 10, фазочутливий випрямляч 11, фільтр нижніх частот 12 і синхронний ключ 13 під'єднаний до одного входу операційного підсилювача 14, що працює в режимі суматора. До другого входу цього підсилювача під'єднаний вихід блока стабілізації частоти 7 генератора 2.

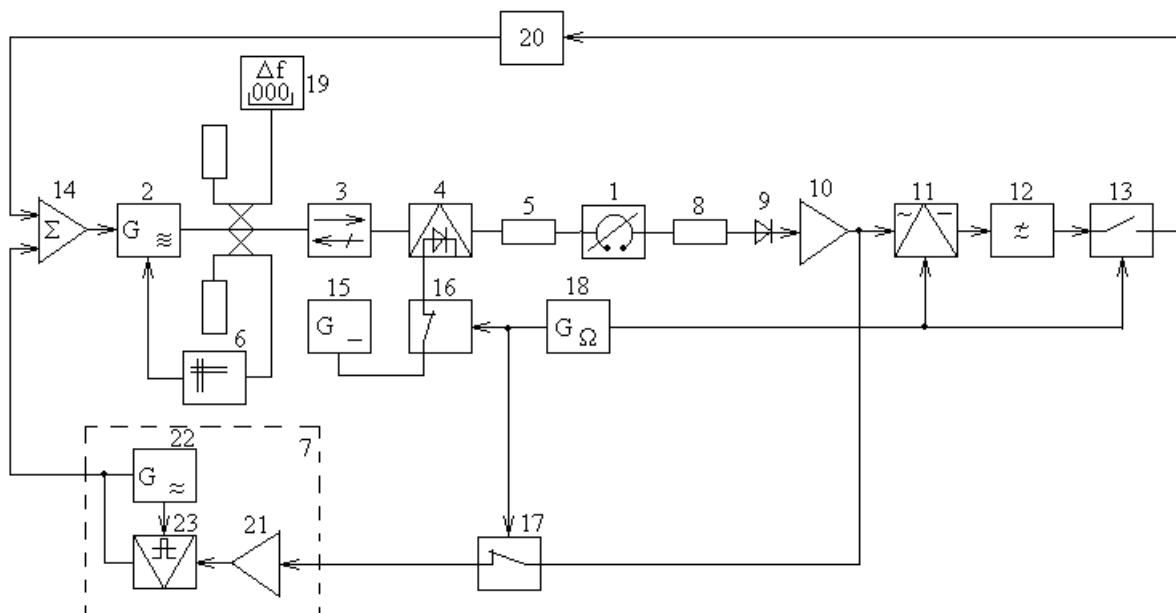


Рис. 5.17. Автоматизований вимірювач коефіцієнта втрат НВЧ-резонаторів

Послаблення вхідного сигналу контрольованого резонатора задається струмом керування $p-i-n$ -атенюатора 4 від джерела опорної напруги 15, що з'єднується з атенюатором 4 через ключ 16. Синхронізація роботи ключів 13, 16 і 17 виконує комутаційний генератор 18. Результат вимірювання зчитується на цифровому табло частотоміра 19, як різниця частот.

У вихідному стані ключі 16 і 17 ввімкнуті, а ключ 13 розімкнений. НВЧ-генератор 2 налагоджено на резонансну частоту резонатора і блоком

7 який являє собою екстремальний регулятор і складається з підсилювача 21 і генератора 22 проміжної частоти і фазового детектора 23. Керуючим сигналом є вихідна напруга фазового детектора 23, яка подається на резонатор генератора 2 через підсилювач 14. Якщо як керуючий електрод використовують тільки віддзеркалювач клістрона генератора 2, то вихід фазового детектора 23 і вихід генератора проміжної частоти 22 повинні бути під'єднані до віддзеркалювача. Сам контрольований резонатор є частотним дискримінатором в системі автоматичного підналагодження частоти, що створена ланками 2, 3, 4, 5, 1, 8, 9, 10, 17, 7 і 14. У блоці 7 відбувається виділення сигналу, який пропорційний статичній похибці системи стабілізації частоти з урахування її коливання (пошуку). Послаблення вхідного сигналу резонатора, вибором відповідного струму керування p - i - n -атенюатором, встановлено рівнем 3 дБ.

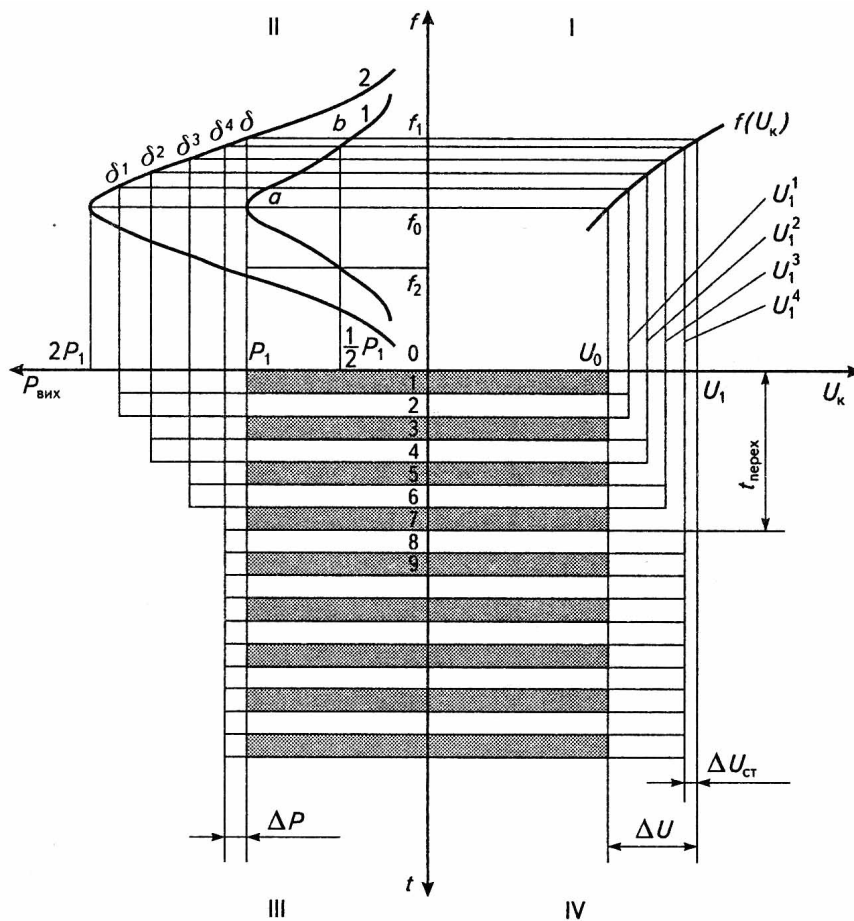


Рис. 5.18. Епюри сигналів автоматизованого вимірювача рис. 5.17

Такий стан характеризується тим, що на керуючий електрод НВЧ-генератора 2 з виходу підсилювача 14 поступає керуюча напруга

$$U_K = U_o = K_{14}U_7, \quad (5.67)$$

де U_7 – вихідна напруга блоку 7; K_{14} – коефіцієнт підсилення підсилювача 14.

Напруга U_0 на характеристиці керування частотою НВЧ-генератора $f(U_K)$ показано в першому квадранті рис. 5.18, якій відповідає частота резонансу f_o . Характеристика $f(U_K)$ НВЧ-генераторів віддзеркалювача клістронів, ламп зворотної хвилі (типів “О” і “М”) і інших елементів має додатну крутизну, тобто зростаючий характер. Керуюча напруга $U_K = U_o$ показано на епюрі на відтинку часу 0-1 в IV квадранті рис. 5.18. Резонансні частоті f_o відповідає точка “а” на резонансній характеристиці 1 контрольованого резонатора $P_{Bux}(f)$ у II квадранті рис. 5.18, а також вихідна потужність P_1 на епюрі $P_{Bux}(t)$ на тому ж відрізку часу 0-1.

Перший такт роботи пристрою відбувається протягом першого напівперіоду роботи комутаційного генератора 18. На початку другого напівперіоду розмикаються ключі 16 і 17 і одночасно замикається ключ 13, починається другий етап роботи ЗВ. Процес зміни частоти НВЧ-генератора у другому такті обумовлений вибраною швидкодією систем автоматичної стабілізації частоти (елементи 2, 3, 4, 5, 1, 8, 9, 10, 17, 7, 14) і автоматичного налагодження частоти (елементи 2, 3, 4, 5, 1, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 20, 14). Оскільки обидві системи мають спільні елементи 2, 3, 4, 5, 1, 8, 9, 10, 14, то їх швидкодія може відрізнитися тільки за рахунок блоку 7, який належить до першої системи, і за рахунок елементів 11, 12, 20, що належать до другої системи. Тут інерційними ланками є блок 7, динамічна форсуюча ланка 20 і фільтр нижніх частот 12. Ланка 20 являє собою паралельно включені диференціюючий ланцюг RC і підсилювач, призначений для одержання підсиленого сигналу від швидкості зміни вихідного сигналу фільтру нижніх частот 12, тобто для випереджуючого керування частотою генератора 2.

Сталі часу форсуючої ланки T_{20} і фільтра нижніх частот T_{12} та блока 7- T_7 вибираються за співвідношення $T_{20} \approx 0,05T$, $T_{12} \approx (3...4)T$, $T_7 \approx 10T$, де T

– період повторення імпульсів комутаційного генератора 18. Це визначає більшу швидкодію другої системи.

На початку другого такту переривається струм $p-i-n$ -атенюатора 4 і потужність на вході резонатора 1 зростає у два рази. Через велику інерційність блока 7, його вихідний сигнал остається сталим і керуюча напруга НВЧ генератора 2 на виході суматора 14 визначається сумою вихідних сигналів блока 7 і формуючої ланки 20. Збільшенню керуючої напруги НВЧ генератора 2, згідно з його характеристикою керування, відповідає збільшення частоти, тому частота вихідного сигналу резонатора 1 на другому такті на відріжку часу 1-2 відповідає точці δ^1 на падаючій ділянці кривої 2.

Потім комутаційний генератор 18 вмикає ключі 16 і 17 і вимикає ключ 13, повторюючи перший такт вимірювання. Керуючий сигнал НВЧ-генератора 2, завдяки малій інерційності другої системи, встигає на дільниці часу 2-3 зменшитися на $\Delta U_K = U' - U_o$, а частота вихідного сигналу резонатора встановлюється на рівні системою стабілізації частоти.

На дільниці часу 3-4 повторюється другий такт, який відрізняється від попереднього тим, що різницевий сигнал на виході фільтра нижніх частот 12 виростає до значення, яке відповідає керуючій напрузі U_1'' , а частота вихідного сигналу резонатора 1 відповідає точці δ^2 на кривій 2. Ділянці часу 5-6 згідно з епюрою $U_K(t)$ в IV квадранті відповідає нове значення частоти вихідного сигналу резонатора (точка δ^3), а на дільниці часу 7-8 точка δ^4 розміщується близько до точки δ , якій відповідає частота f_1 .

Таким чином, протягом часу $t_{перех}$ на інтервалі часу 0-8 в ЗВ відбувається перехідний процес, який обумовлений сталою часу фільтра нижніх частот 12, поки на його виході не установиться сигнал, пропорційний різницевому вихідному сигналу резонатора ΔP показаному на епюрі $P_{Вих}(t)$, при цьому керуючий сигнал буде змінюватися на ΔU (епюра $U_K(t)$). В усталеному режимі випадкове збільшення керуючої напруги під впливом дестабілізуючих факторів викликає зміну полярності сигналу фазочутливого випрямляча 11 і відповідну компенсацію такого збільшення. Похибка

стабілізації частоти f_1 характеризується наближенням точки δ^4 до точки δ на резонансній кривій 2, тобто відповідною похибкою статизму ΔU_{CT} (епюра $U_K(t)$ в IV квадранті рис. 5.18). Ця похибка визначається значенням коефіцієнта підсилення у формуючій ланці 20 і менша $10^{-4} f_1$. Такий же порядок має похибка стабілізації резонансної частоти.

Через кілька періодів частоти комутації точка δ^1 наближається до δ , а частота НВЧ-генератора 2 змінюється від f_0 до f_1 періодично з частотою комутації. Точність стабілізації частот в точках a і b відповідних резонансних кривих 1 і 2 визначається підсиленням в петлях системах автоматичної стабілізації і автоматичного налагодження частоти і досягає 10^{-4} . Коли власна добротність резонатора 1 більша за 10 і зв'язок контрольованого резонатора із вхідним і вихідним НВЧ-трактами слабкий, то

$$Q_H = Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{1}{\text{tg} \delta}, \quad (5.68)$$

де Q_H , Q_0 – добротності навантаженого і ненавантаженого (власна) резонатора; $\text{tg} \delta$ – коефіцієнт втрат; $\Delta f = f_1 - f_2$ – ширина смуги пропускання.

За фіксованими частотами f_0 і f_1 визначають смугу пропускання $\Delta f = 2(f_1 - f_0)$, звідкіля $f_0 - f_1 = \Delta f / 2$. Величину $\Delta f / 2$ вимірюють мікропроцесорним ЗВ частоти 19, що працює в режимі вимірювання різниці частот. Приймаючи за результат вимірювання, наприклад, $y = \Delta f / 2$ із (5.18) одержуємо рівняння для вимірювання коефіцієнта втрат резонатора:

$$\frac{f_0}{2y} = \frac{1}{\text{tg} \delta}, \quad y = \frac{f_0}{2} \text{tg} \delta = S_0 \text{tg} \delta, \quad (5.69)$$

де $S_0 = \frac{f_0}{2} = \text{const}$ – крутизна перетворення всього ЗВ.

Інструментальна похибка цього ЗВ визначається точністю стабілізації частоти НВЧ-генератора 2 в точках a і b (рис. 5.18) і як було показано вище, може бути досягнута $10^{-3} \dots 10^{-4}$.

Тривалість такту вимірювання визначається інерційністю систем автоматичного регулювання і швидкодією ЗВ різниці частот. Переналаго-

джуючи власну частоту резонатора I за допомогою варикапа і виконуючи вимірювання коефіцієнта втрат на кількох частотах можна визначити частотну залежність коефіцієнта втрат у заданому діапазоні частот.

5.6. Методи та засоби вимірювання температури

Радіохвильові методи вимірювання температури отримали поширення в останні 25-30 років з появою високочутливих радіометричних систем та пристроїв НВЧ-діапазону.

Фізичні та біологічні тіла і об'єкти, які мають температурні градієнти по відношенню до навколишнього середовища у відповідності з законами термодинаміки випромінюють в це середовище широкий спектр електромагнітних коливань. Інтенсивність випромінювання визначається формулою Релея-Джинса

$$I_{\omega} = \frac{2\pi f^2}{c^2} \beta kT = \frac{2\pi}{\lambda^2} \beta kT \quad (\text{Вт/м}^2 \cdot \text{Гц}), \quad (5.70)$$

де f – частота коливань; k – постійна Больцмана; T_0 – температура об'єкту; c – швидкість світла; β – коефіцієнт випромінювальної здатності (сірості) об'єкту.

В свою чергу

$$\beta = \frac{I_{\omega}}{I'_{\omega}}, \quad (5.71)$$

де I'_{ω} – інтенсивність випромінювання абсолютно чорного тіла при тій же температурі.

На частоті 60 ГГц при $\beta = 1$ (для абсолютно “чорного” тіла) та температурі $T_0 = 310^\circ\text{К}$, що відповідає температурі людини $I_{\omega} = 1,07 \cdot 10^{-19}$ Вт/Гц·см². Більшість об'єктів, які досліджувались мають коефіцієнт “сірості” значно менший одиниці $\beta < 1$, що забезпечувало більш низький рівень випромінювання. Сигнал, що формується в результаті теплових флуктуацій елементарних частинок (осциляторів) фізичного або біологічного об'єкту має шумовий характер та виділяється і вимірюється приладом з кінцевою смугою пропускання

$$U_c(t) = U(t) \sin [\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (5.72)$$

де $U(t)$ – амплітуда обвідної сигналу; ω_0 – центральна колова частота смуги спостереження $\Delta\omega$; $\varphi(t)$ – фаза сигналу.

Амплітуда обвідної $U(t)$ та фаза $\varphi(t)$ сигналу є випадковими функціями часу, швидкість зміни яких залежить від ширини смуги частот $\Delta\omega$.

Як видно із формули (5.70) інтенсивність випромінювання нагрітих об'єктів пропорційна його температурі. Вимірювання інтенсивності ЕМВ, на одній із частот НВЧ-діапазону, з допомогою радіометричного вимірювача дозволяє визначати температуру досліджуемого об'єкту. НВЧ-вимірювачі забезпечують можливість безконтактного вимірювання температури навіть за радіопрозорими перешкодами (стінками та заслонками) в таких відповідальних сферах людської діяльності як ядерна енергетика, металургія, хімічні виробництва та інших галузях. Для забезпечення напрямленого приймання ЕМВ радіометричні НВЧ-вимірювачі використовують рупорну антену, яка розташовується відповідним чином по відношенню до об'єкта вимірювання. Сканування діаграми напрямленості антени дозволяє контролювати різні ділянки об'єкту та розподіл градієнтів температури в середині об'єкту.

Певною мірою вирішенню згаданих проблем при вимірюванні температури радіометрами можуть сприяти принципи, що закладені в структурі радіотеплового термометра, яка запропонована авторами. Запропонована схема реалізує модуляційний метод вимірювання, але не містить еталонного генератора шумового сигналу, працює у вузькій смузі частот і забезпечує інваріантність результату вимірювання температури відносно величини випромінювальної здатності об'єкта контролю (рис. 5.19). Відмінністю від схеми традиційного модуляційного радіометра є те, що замість шумового генератора включений монохроматичний радіочастотний генератор *11*, який разом з регульованим атенюатором *12*, фільтром нижніх частот *10* і балансним модулятором *13* утворюють коло зворотного зв'язку, котре здійснює корекцію вихідного сигналу відповідно до величини випромінювальної здатності об'єкт контролю. В основу побудови коректора покладе-

ні закон Кірхгофа щодо кореляції між величинами поглинальної і випромінювальної здатності нагрітого тіла та врахування зв'язку між коефіцієнтом відбиття і коефіцієнтом поглинання електромагнітних хвиль. Відповідно до закону Кірхгофа при термодинамічній рівновазі випромінювальна здатність (коефіцієнт випромінювання) нагрітого тіла дорівнює його поглинальній здатності (коефіцієнт поглинання); щодо коефіцієнта відбиття R , то він пов'язаний з коефіцієнтом поглинання Γ співвідношенням, яке є відповідною формою запису закону збереження енергії $R + \Gamma = 1$.

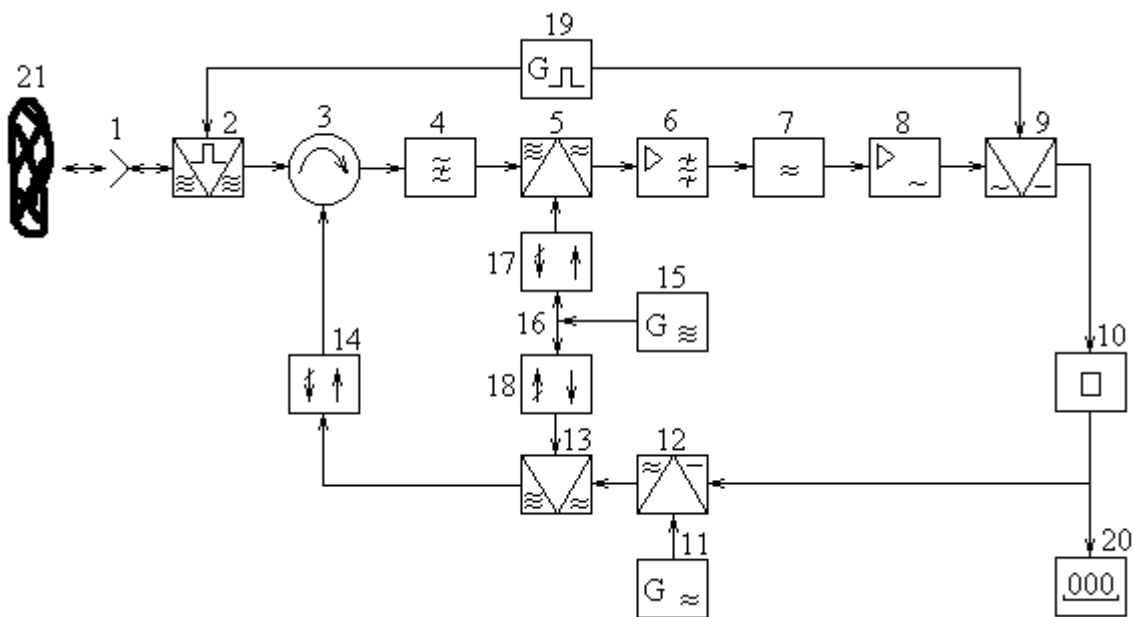


Рис.

5.19. Схема радіотеплового термометра

Радіотепловий термометр працює наступним чином. Рупорною антеною 1 (рис. 5.19) приймається широкопasmовий (шумовий) сигнал НВЧ-діапазону хвиль в смузі $\Delta\omega$ (рис. 5.20 а). Ширина смуги сигналу, що приймається, визначається смугою пропускання антени та інших перетворювальних елементів тракту надвисоких частот. У відкритому стані НВЧ переривача-відбивача 2 (рис. 5.19) шумовий сигнал проходить крізь циркулятор 3, загороджувальний фільтр 4, частота подавлення якого вибрана рівній частоті ω_f (рис. 5.20 б) НВЧ-гетеродину 15, і поступає на вхід балансного змішувача 5. В балансному змішувачі відбувається змішування прийнятого широкопasmового сигналу з монохроматичним сигналом НВЧ-

гетеродина ω , в результаті якого утворюються сигнали різносної (проміжної) частоти ω . В смугу пропускання $\Delta\omega_p$ (рис. 5.20 в) підсилювача проміжної частоти 6 (рис. 5.19) попадуть перетворені за частотою спектральні складові радіотеплового випромінювання, що відстоять від частоти гетеродину ω_r на значення проміжної частоти ω_p (рис. 5.20 б).

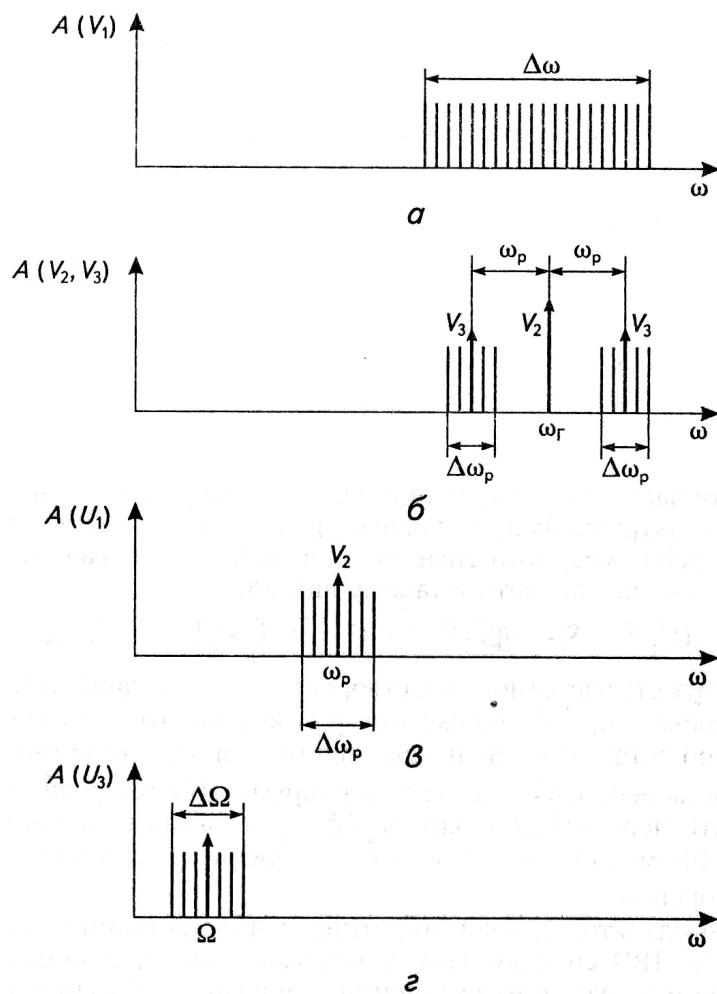


Рис. 5.20. Енюри радіотеплового термометра

В смугу прийому радіотеплового випромінювання на третій вхід циркулятора 3 надходить сигнал НВЧ-гетеродину 15, модульований за амплітудою в модуляторі 13 сигналом генератора 11 проміжної частоти. Модульований сигнал проходить крізь відкритий переривач-відбивач 2 і випромінюється рупорною антеною 1 в напрямку об'єкту, що досліджується 21. Якщо об'єкт не має властивостей абсолютно чорного тіла ($\beta < 1$), то части-

на відбитого сигналу знову приймається антеною 1, відбитий сигнал через відкритий переривач-відбивач 2, циркулятор 3 і загороджувальний фільтр 4 надходить також на вхід балансного змішувача 5. Оскільки загороджувальний фільтр 4 не пропускає сигнал частоти ω_r , то на вході змішувача діють тільки сигнали бокових частот $\omega_r \pm \omega_p$ модульованого НВЧ-сигналом. В результаті змішування з сигналом гетеродину ω_r підсилювачем проміжної частоти β виділяються сигнали розносної частоти ω_p . Через те, що сигнал гетеродину 11 не зкорельований зі спектральними складовими радіотеплового випромінювання, дисперсію сумарного сигналу на виході підсилювача проміжної частоти β можна записати у вигляді:

$$(\overline{U}_1^1)^2 = S_1 k_1 \left\{ (\beta \overline{V}_1 V_2)^2 + \left[(1 - \beta) k_0 V_3 V_2 \right]^2 + (\overline{V}_4 V_2)^2 \right\}, \quad (5.73)$$

де S_1 – крутизна частотного перетворення; k_1 – коефіцієнт підсилення підсилювача проміжної частоти; β – коефіцієнт випромінювання (сірості) об'єкту; k_0 – коефіцієнт пропорційності; V_1^2 – амплітуда радіотеплового випромінювання в смузі перетворення; V_2 – амплітуда напруги НВЧ-гетеродину; V_3 – амплітуда напруги гетеродину проміжної частоти; V_4^2 – амплітуда власних шумів в смузі перетворення.

НВЧ переривач-відбивач 2, коли закритий, працює за принципом повного відбивання НВЧ-сигналу. Тому в інтервалі часу відбивання радіотеплового випромінювання на балансний змішувач 5 надходить модульований сигнал НВЧ-гетеродину, що через циркулятор 3 падає на закритий переривач-відбивач 2, відбивається від нього і знов через циркулятор 3 і фільтр 4 попадає на вхід балансного змішувача 5. З урахуванням власних шумів дисперсія сумарного сигналу на виході підсилювача проміжної частоти β

$$(\overline{U}_1^{11})^2 = S_1 k_1 \left[(k_0 V_3 V_2)^2 + (\overline{V}_4 V_2)^2 \right]. \quad (5.74)$$

В результаті періодичних переривань сигналу радіотеплового випромінювання на виході підсилювача проміжної частоти β формується низькочастотна послідовність радіоімпульсів з амплітудами, пропорційними дисперсіям (5.73) і (5.74). В результаті детектування радіоімпульсів квадратичним детектором 7 утворюються відео імпульси з амплітудами:

$$U_2^1 = S_1^2 k_1 S_2 \left\{ (\beta \overline{V_1 V_2})^2 + [(1-\beta)k_0 \overline{V_3 V_2}]^2 + (\overline{V_4 V_2})^2 \right\}, \quad (5.75)$$

$$U_1^{11} = S_1^2 k_1 S_2 \left[(k_0 \overline{V_3 V_2})^2 + (\overline{V_4 V_2})^2 \right], \quad (5.76)$$

де S_2 – крутизна перетворення квадратичного детектора.

З послідовності відеоімпульсів з амплітудами (5.75) і (5.76) підсилювачем 8 низької частоти виділяється і посилюється змінна складова напруги. Підсилювач настроєний на низьку частоту Ω генератора 19, з якою слідує радіо і відеоімпульси. Через обмеженість смуги пропускання $\Delta\Omega$ підсилювача (рис. 5.20 з) його вихідна напруга може бути представлена у вигляді суми двох складових

$$U_3(t) = k_2 \frac{U_2^1 - U_2^{11}}{2} \text{sign} \sin \Omega t + V_5(t), \quad (5.77)$$

де k_2 – коефіцієнт підсилення низькочастотного підсилювача; V_5 – вузько-смуговий шумовий сигнал в смузі пропускання низькочастотного підсилювача, зумовлений флуктуаціями коефіцієнта підсилення підсилювача проміжної частоти.

Підставляючи у вираз (5.77) значення (5.75) і (5.76), одержуємо

$$U_3(t) = 0,5 S_1^2 k_1 S_2 k_2 \left\{ (\beta \overline{V_1 V_2})^2 + [(1-\beta)k_0 \overline{V_3 V_2}]^2 + (\overline{V_4 V_2})^2 \right\} \text{sign} \sin \Omega t + V_5(t), \quad (5.78)$$

В результаті перемноження в синхронному детекторі 9 прямокутної керуючої напруги $\text{sign} \sin \Omega t$ з посиленою напругою (5.78) формується постійна складова напруги і шумова складова:

$$U_4 = \alpha \left\{ (\beta \overline{V_1 V_2})^2 + [(1-\beta)k_0 \overline{V_3 V_2}]^2 + (\overline{V_4 V_2})^2 \right\} + V_6(t), \quad (5.79)$$

де $\alpha = 0,5 S_1^2 S_2 k_1 k_2 k_3$ – результуючий коефіцієнт перетворення підсилювально-перетворювального тракту; k_3 – коефіцієнт випрямлення синхронного детектора; $V_6(t)$ – напруга шумової складової.

Випрямлена напруга U_4 з низькочастотними шумами $V_6(t)$ заряджає інтегратор 10. При достатньо великій постійній часу τ інтегратора ($\tau = 2 \dots 5$ с) шумова напруга осереднюється, $V_6(t) = 0$ а вихідна напруга зростає

і збільшує коефіцієнт передачі k_0 атенюатора 12. Із зростанням k_0 постійна складова напруги (5.79) прямує до нуля, бо радіотеплове випромінювання компенсується сигналом бокових частот. При нульовому значенні випрямленої напруги заряд інтегратора 10 припиняється, а його вихідна напруга утримує значення k_0 , при якому

$$(\beta \overline{V_1 V_2})^2 + [(1-\beta)k_0 \overline{V_3 V_2}]^2 = (k_0 \overline{V_3 V_2})^2. \quad (5.80)$$

Розв'язуючи рівняння (5.80) відносно k_0 за потужністю, одержуємо

$$k_0 = \overline{V_1^2} / V_3^2. \quad (5.81)$$

Враховуючи, що коефіцієнт передачі атенюатора 12 за потужністю пропорційний керуючій напрузі U_5 , з виходу інтегратора 10, отримаємо

$$U_5 = \overline{V_1^2} / S_3 V_3^2, \quad (5.82)$$

де S_3 – крутизна перетворення за керуючим входом атенюатора.

Оскільки вихідну напругу генератора 11 проміжної частоти достатньо просто застабілізувати ($V_3 = const$), а керований атенюатор для проміжної частоти можна виконати із стабільною характеристикою ($S_3 = const$), то вихідна напруга інтегратора буде пропорційна потужності радіотеплового випромінювання $\overline{V_1^2}$, а значить пропорційна температурі об'єкту. Вихідна напруга інтегратора 10 вимірюється цифровим вольтметром 20. При цьому, як випливає із співвідношення (5.82), результат виміру не залежить від коефіцієнта випромінювання об'єкту β і нестабільності параметрів підсилювально-перетворювального тракту (S_1, S_2, k_1, k_2, k_3). Не впливає також на результат виміру і нестабільність потужності НВЧ-гетеродину ($\overline{V_3^2}$). Тому підвищується чутливість схеми до температури об'єкту і знижуються інструментальна і методична похибки виміру.

При контролі температури в газових печах в діапазоні 900-1200°C запропонований термометр має поріг чутливості на рівні 0,03-0,05°C, а похибка виміру не перевищує 0,5°C. Перспективним є використанням НВЧ-вимірювачів для вимірювання температури біологічних об'єктів. Застосування різночастотних радіометричних пристроїв забезпечує вимірювання

як зовнішніх (на мм-хвилях) так і внутрішніх градієнтів температури (хвилі дециметрового та сантиметрового діапазону). У ряді випадків виникає необхідність у реєстрації залежності інтенсивності власного електромагнітного випромінювання біооб'єкта в міліметровому діапазоні від інтенсивності зовнішнього опромінення широкосмуговим шумовим сигналом. При цьому можливе визначення поглинальних і відбивальних властивостей об'єкта в залежності від інтенсивності зовнішнього опромінення. Подібна схема також містить у собі двохчастотну комутацію, що не тільки розширює число параметрів, що вимірюються, але і забезпечує можливість їх автоматизованої обробки. Розширення функціональних можливостей радіометрів із двома частотами модуляції досягається введенням у схему нульового модуляційного радіометра, двох спрямованих гілок $A1$ і $A11$ (відгалужувач) дільника потужності $A8$, двох додаткових атенюаторів $A9$ і $A10$, другого генератора шуму $G5$ і комутатора $S2$. У результаті з'являється можливість одночасного прийому сигналів, обумовлених як власним електромагнітним випромінюванням біологічного об'єкта, так і спроможністю об'єкта поглинати або відбивати зовнішнє опромінення в НВЧ-діапазоні.

Багатофункціональний нульовий модуляційний радіометр (рис. 5.21) працює таким чином.

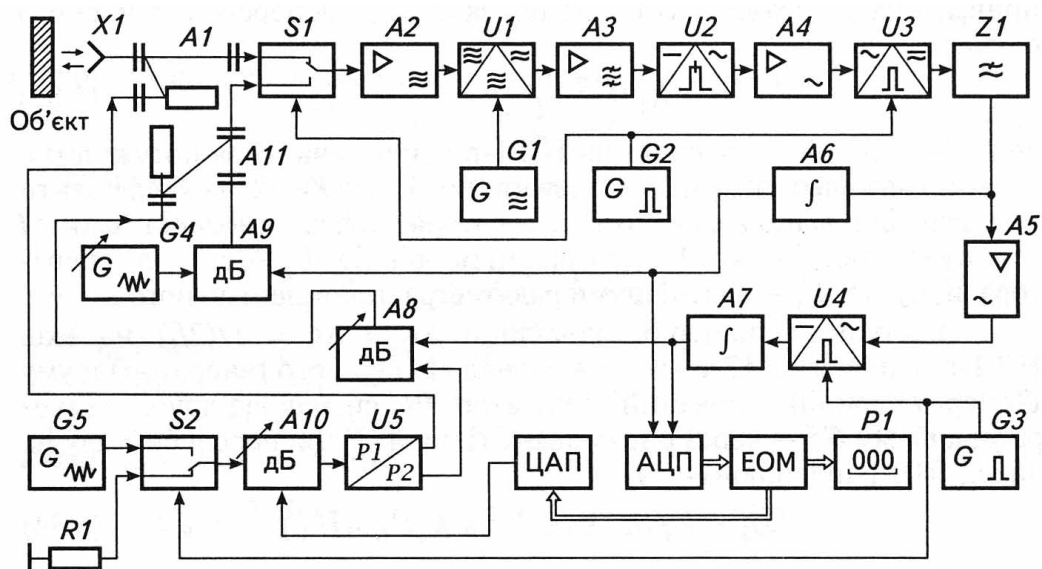


Рис. 5.21. Багатофункціональний нульовий модуляційний радіометр

Перший генератор опорної частоти $G2$ формує низькочастотний сигнал прямокутної форми з частотою f_1 , що управляє першим комутатором $S1$ і першим синхронним детектором $U3$. При переключенні комутатора $S1$ вхід НВЧ-підсилювача $A2$ періодично підключається до виходу антени $X1$, або до виходу першого шумового генератора $G4$ через другу спрямовану гілку $A11$ і перший керований атенюатор $A9$. Другий генератор опорної частоти $G3$ формує також низькочастотний сигнал прямокутної форми з частотою f_2 . Тривалість інтервалу часу, протягом якого другий генератор шуму $G5$ підключається до спрямованої гілки $A1$ або $A11$ через керовані атенюатори $A8$ і $A10$, у декілька разів більше інтервалу часу підключення першого генератора шуму $G4$ до НВЧ-підсилювача $A2$.

Розглянемо роботу багатофункціонального нульового модуляційного радіометра з підключенням другого генератора шуму $G5$ і періодичною роботою першого комутатора $S1$. У півперіод комутації $\Delta t_1 = 1/(2 f_1)$, коли підключена антена $X1$, досліджуваний об'єкт опромінюється сигналом другого генератора шуму $G5$, підведеного до антени $X1$ через спрямовану гілку $A1$. До входу НВЧ-підсилювача $A2$ поступає шумовий сигнал власного випромінювання біооб'єкта і шумовий сигнал генератора $G5$, відбитий від цього об'єкта. З урахуванням власних шумів радіометра, приведених до входу НВЧ-підсилювача $A2$, дисперсія підсиленого сигналу дорівнює

$$\bar{U}_{41}^2 = K_1(\bar{U}_1^2 + K_2 K_3 \Gamma \bar{U}_2^2 + \bar{U}_3^2), \quad (5.83)$$

де K_1 – коефіцієнт підсилення НВЧ-підсилювача $A2$ по потужності; K_2 і K_3 – коефіцієнти передачі керованого атенюатора $A10$ і спрямованої гілки $A1$ по потужності; U_1 – сигнал власного випромінювання об'єкта; U_2 – сигнал генератора шуму $G5$; U_3 – власні шуми радіометра, приведені до його входу; Γ – коефіцієнт відбиття об'єкту.

У наступний півперіод комутації $\Delta t_2 = \Delta t_1 = 1/(2 f_1)$ на вхід підсилювача $A2$ надходить сигнал від першого генератора шуму $G4$ через перший керований атенюатор $A9$ і сигнал другого генератора шуму $G5$ – через спрямовану гілку $A11$. Дисперсія сигналу на виході підсилювача $A2$ дорівнює

$$\bar{U}_{42}^2 = K_1(K_2 K_4 K_5 \bar{U}_2^2 + K_6 \bar{U}_5^2 + \bar{U}_3^2), \quad (5.84)$$

де K_4, K_6, K_5 – коефіцієнти передачі керованих атенюаторів A_8 і A_9 та спрямованої гілки A_{11} за потужністю; U_5 – сигнал генератора шуму G_4 .

Сигнали з дисперсіями (5.83) і (5.84) по черзі надходять на змішувач U_1 , на другий вхід якого подається сигнал гетеродину G_1 . Підсилювач A_3 виділяє сигнал із вихідного спектра змішувача в смузі пропускання Δf . На виході амплітудного детектора U_2 за декілька періодів комутації формується сигнал, постійна складова якого пропорційна сумарній потужності (5.83) і (5.84). Змінна складова сигналу являє собою періодичну функцію з частотою f_1 , амплітуда якої визначається різницею потужностей (5.83) і (5.84). Цей сигнал підсилюється в ПНЧ A_4 і подається на вхід першого синхронного детектора U_3 , на другий вхід якого надходить опорний сигнал із виходу першого опорного генератора G_2 . У результаті на виході синхронного детектора U_3 формується сигнал:

$$\bar{U}_6^2 = \frac{K_0}{2} (\bar{U}_1^2 + K_2 K_3 \Gamma \bar{U}_2^2 - K_2 K_4 K_5 \bar{U}_2^2 - K_6 \bar{U}_5^2), \quad (5.85)$$

де K_0 – результуючий коефіцієнт перетворення радіометра.

Після декількох періодів комутації f_1 відбувається переключення другого комутатора S_2 . У цьому випадку другий генератор шуму G_5 відключається, а вхід третього керованого атенюатора A_{10} з'єднується з навантаженням R_1 , що еквівалентна вихідному опоріві генератора G_5 . У процесі періодичної роботи першого комутатора S_1 із частотою f_1 в один півперіод комутації на виході підсилювача A_2 формується сигнал, дисперсія якого

$$\bar{U}_{71}^2 = K_1 (\bar{U}_1^2 + \bar{U}_3^2), \quad (5.86)$$

а в другий півперіод комутації — сигнал із дисперсією

$$\bar{U}_{72}^2 = K_1 (K_6 \bar{U}_5^2 + \bar{U}_3^2). \quad (5.87)$$

За декілька півперіодів комутації на виході першого синхронного детектора U_3 формується сигнал

$$\bar{U}_8^2 = K_0 (\bar{U}_1^2 - K_6 \bar{U}_5^2) / 2. \quad (5.88)$$

У результаті періодичної комутації генератора G_5 із частотою $f_1 < f_2$ сигнал (5.85) заміщується (5.88). На виході фільтра нижніх частот Z_1 формується постійна складова напруги, пропорційна сумі (5.88) і (5.85)

$$\bar{U}_9^2 = \frac{K_0 K_7}{2} [2\bar{U}_1^2 + K_2 (K_3 \Gamma - K_4 K_5) \bar{U}_2^2 - 2K_6 \bar{U}_5^2], \quad (5.89)$$

де K_7 – коефіцієнт фільтра $Z1$.

Змінна складова напруги частоти f_2 , пропорційна різниці сигналів (5.88) і (5.85), має вигляд

$$\bar{U}_{10}^2 = \frac{K_0 K_7}{2} K_2 (K_3 \Gamma - K_4 K_5) \bar{U}_2^2. \quad (5.90)$$

Змінна напруга f_2 з амплітудою (5.90) посилюється другим підсилювачем $A5$ і випрямляється другим синхронним детектором $U4$, на другий вхід якого надходить опорний сигнал від генератора $G3$. Випрямлена напруга заряджає другий інтегратор $A7$, вихідна напруга якого управляє роботою другого атенюатора $A8$. Регулювання коефіцієнту передачі атенюатора $A8$ відбувається доти, поки потужність відбитого від об'єкта сигналу на одному вході комутатора $S1$ стане рівною компенсуючій потужності на другому вході комутатора. Якщо спрямовані гілки $A1$ і $A11$ ідентичні, то їх коефіцієнти передачі $K_3 = K_4$ будуть рівні між собою, а у випадку рівності порівнюваних потужностей, маємо

$$K_5 = \Gamma. \quad (5.91)$$

Таким чином, за значенням коефіцієнту передачі атенюатора $A8$ можна визначити коефіцієнт відбиття досліджуваного об'єкта незалежно від значення потужності, що випромінюється. Постійна напруга (U_9) відповідно до (5.89) заряджає перший інтегратор $A6$, вихідна напруга якого управляє роботою першого атенюатора $A9$. Процес регулювання відбувається доти, поки постійна складова напруги на виході першого синхронного детектора $U3$ стане рівної нулю ($U_9 = 0$). Враховуючи рівняння (5.91), маємо

$$\bar{U}_1^2 = K_6 \bar{U}_5^2. \quad (5.92)$$

Оскільки потужність генератора шуму $G4$ постійна ($\bar{U}_5^2 = const$), коефіцієнт передачі першого атенюатора $A9$ встановлюється пропорційним потужності власного випромінювання досліджуваного об'єкта

$$K_6 = \bar{U}_1^2 / \bar{U}_5^2 = \bar{U}_1^2 / P_{01}, \quad (5.93)$$

де P_{01} – потужність генератора шуму $G4$.

Для реєстрації коефіцієнту відбиття Γ і власного випромінювання біологічних об'єктів використовують двоканалний АЦП і ЕОМ. При цьому паралельно з реєстрацією параметрів ЕОМ формується цифровий код, що подається на ЦАП. Вихідна напруга ЦАП призводить до збільшення коефіцієнту передачі атенюатора $A10$ і пропорційного збільшення рівня потужності, що випромінюється антеною $X1$. У процесі збільшення потужності, яка опромінює об'єкт через антену, нелінійно змінюється коефіцієнт відбиття Γ досліджуваного об'єкта і сумарний сигнал, прийнятий антеною $X1$. Рівень власного випромінювання об'єкта (U_1) визначається в основному його внутрішньою температурою

$$\bar{U}_1^2 = ST, \quad (5.94)$$

де S – чутливість антени; T – температура досліджуваного об'єкта.

Електричні сигнали, що змінюють коефіцієнти передачі керованих атенюаторов $A9$ і $A8$, реєструються ЕОМ у вигляді коефіцієнта відбиття об'єкта Γ і рівня власного випромінювання (U_1) у залежності від інтенсивності зовнішнього опромінення об'єкта. При цьому на результат вимірювання не впливає мінливість потужності опромінення (U_2^2), мінливість власного випромінювання (U_1), мінливість рівня власних шумів радіометра (U_3), а також нестабільність результуючого коефіцієнта перетворення радіометра (K_0) і нестабільність параметрів додаткових елементів і блоків (K_3, K_4, K_7) радіометра. Експериментальні дослідження власного випромінювання людини проведені за допомогою розробленого вимірювача показали, що при нормальній температурі ($T = 293 \text{ K}$) у діапазоні НВЧ (53-78) ГГц спектральна щільність потужності шуму випромінювання складає $P_{\text{ч}} \sim 10^{-21} \dots 10^{-22} \text{ Вт/Гц}\cdot\text{см}^2$. Опромінення людини потужністю, близькою до $P_{\text{ч}}$ зазначеного діапазону частот, призводить до інтенсивності його поглинання ($\Gamma \approx 0$) і при подальшому його збільшенні (\sim у 10 разів) значення коефіцієнта поглинання зберігається на постійному рівні. Значне збільшення потужності сигналу, що опромінює, (більше 10 разів) сприяє різкому зростанню коефіцієнта відбиття Γ , що говорить про нелінійні поглинальні властивості шкіри людини.



Контрольні питання

1. Як параметри сенсора пов'язані з вимірюваними неелектричними величинами?
2. Що таке амплітудно-фазові параметри НВЧ-сенсорів?
3. Порівняти точностні характеристики двогенераторного та одногенераторного вимірювача фізичних величин.
4. Привести схему диференційного вимірювача селективного поглинання ЕМ енергії в матеріалах.
5. Пояснити принцип роботи фазового НВЧ-вимірювача вологості.
6. Привести одноканальну схему модуляційного вимірювача вологості.
7. Що дає використання двох частот комутації в НВЧ-вимірювачі сипучих матеріалів?
8. Пояснити перевагу не прямокутного розміщення досліджуемого матеріалу та випромінюючої антени вимірювача вологості.
9. Що дає використання цифрової обробки сигналів в двочастотних вологомірах?
10. Розказати принцип автоматичного вимірювання розлагодження резонансних сенсорів в НВЧ-діапазоні.
11. Як перетворити частотне розлагодження двох сенсорів в часовий інтервал?
12. Що таке коефіцієнт втрат резонатора та як його поміряти?
13. Пояснити принцип вимірювання температури радіохвильовим методом.
14. Як виконується врівноваження радіотеплового термометра шумовим сигналом?
15. Що забезпечує розширення функціональних можливостей модуляційних радіометрів?

РОЗДІЛ 6 РАДІОМЕТРИЧНІ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ НИЗЬКОІНТЕНСИВНИХ НВЧ-ПАРАМЕТРІВ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

6.1. Попередні зауваження

Реакція біологічних об'єктів на вплив електромагнітних полів та випромінювань є складною і далеко не вивченою проблемою, оскільки за актом прямої дії НВЧ-сигналу на ту чи іншу молекулярну структуру живого організму виникає складний ланцюжок вторинних біохімічних і фізіологічних процесів, що можуть фіксуватися іншими методами класичної біології та медицини. В той же час такі дослідження проводяться не тільки в Україні, а і в Росії, США та інших країнах з високим рівнем розвитку НВЧ-техніки. Якщо розглядати можливі НВЧ-параметри, які пов'язані з біооб'єктом то у відповідності з класифікацією рис. 1.3 до них слід віднести:

1. Енергетичні: інтегральну потужність; спектральну щільність потужності;
2. Частотно-часові: частоту; фазовий зсув та затримку;
3. Поляризаційні: регулярну; хаотичну.

Поєднання основних параметрів НВЧ-сигналів в п. 1, 2, 3 дає можливість виміряти допоміжні параметри і характеристики біооб'єктів:

- а) коефіцієнти поглинання і відбиття;
- б) спектральний склад випромінюваного біооб'єктом сигналу та резонансні частоти поглинання зовнішнього НВЧ-сигналу;
- в) діелектрична проникливість ділянок шкіри біооб'єкта;
- г) коефіцієнт поляризації;
- д) коефіцієнт кореляційних зв'язків між параметрами (сигналами) біооб'єкта.

Окрім того, НВЧ-вимірювачі дозволяють проводити оцінку неелектричних параметрів біооб'єктів — зовнішньої та внутрішньої температури, переміщення рідин в судинах (крові та плазми), реєстрація тремору, реєстрація параметрів дихання та динамічних характеристик серця людини та

інші. Таким чином, методи і апаратура для вимірювання НВЧ-параметрів біооб'єктів має в основному діагностичне та науково-дослідницький напрям. Зазвичай, вимірювання НВЧ-параметрів біооб'єктів та його реакції на зовнішні НВЧ-сигнали проводиться із застосуванням спеціальної апаратури, однак в деяких випадках вимірювання можна проводити стандартними і не стандартизованими засобами і методами, описаними в розділах 1-5 даного посібника.

Так, наприклад, для вимірювання параметрів власних електромагнітних полів біооб'єктів можна використовувати широкосмугові високочутливі пристрої та системи [див. Розділи 2 і 3]. Багато дослідників застосовують для вимірювання коефіцієнта придушення, поглинання та відбиття стандартні рефлектометри типу Р2-68, Р2-69 [див. Розділ 4.4]. Вимірювання фазових зсувів та затримок, що вноситься ділянками біооб'єктів, як реакція на зовнішнє опромінювання можливе за допомогою вимірювачів ДК1-14, ДК1-15. Можливі і інші варіанти використання стандартних НВЧ-засобів вимірювання для оцінки параметрів біооб'єктів.

Однак в більшості своїй такі розділи НВЧ-медицини як імпедансометрія, термометрія, плетизмографія, томографія та інші пов'язані з розробкою спеціалізованих вимірювальних систем з необхідною чутливістю, роздільною здатністю, можливістю підключення до пацієнта та автоматизованою обробкою інформації.

На даний час мікрохвильова медична апаратура випускається та застосовується трьох рівнів складності:

- прості терапевтичні та діагностичні пристрої, розраховані на широкого користувача, але не пристосована для оцінки НВЧ-параметрів та рівня зв'язку з біооб'єктом;
- терапевтичні та діагностичні пристрої середньої складності з можливістю регулювання деяких вхідних та вихідних параметрів, але також без зворотного зв'язку з біооб'єктом;
- комп'ютеризовані прилади та системи здатні проводити не тільки оцінку вхідних і вихідних параметрів, а за рахунок зворотного зв'язку з пацієнтом оптимізувати параметри діагностики та ліку-

вання; системи дозволяють проводити медичні процедури в автоматизованому або напівавтоматизованому режимі.

Враховуючи подвійне призначення деяких стандартних та нестандартних пристроїв розглянутих в розділах 1-5 та можливість їх використання для оцінки НВЧ-параметрів біооб'єктів в даному розділі наводиться додаткова інформація про нові технічні рішення та результати дослідження біооб'єктів надвисокочастотними методами і засобами вимірювання.

6.2. Взаємодія електромагнітних НВЧ полів з біологічними об'єктами

Поширення електромагнітної енергії в фізичних і біологічних об'єктах супроводжується її поглинанням і перетворенням у тепло. Потужність, яка поглинається в одиниці об'єму гомогенної речовини, визначається наступним виразом

$$P = \frac{\sigma E^2}{2} = \pi f \varepsilon_0 \varepsilon'' E^2 = \pi f \varepsilon_0 \varepsilon' E^2 \operatorname{tg} \delta, \quad (6.1)$$

де: σ – питома провідність речовини, $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ або См/м ; $E = E_0 / \sqrt{|\varepsilon^*|}$ – напруженість електромагнітного поля в речовині, В/м ; E_0 – напруженість поля у вакуумі; $|\varepsilon^*| = |\varepsilon' + j\varepsilon''| = \varepsilon' \sqrt{1 + (\operatorname{tg} \delta)^2}$; $\varepsilon_0 = 8,8 \cdot 10^{-12}$ Ф/м ; f – частота ЕМП; ε'' – коефіцієнт втрат; ε' – відносна діелектрична проникність речовини; $\operatorname{tg} \delta = \varepsilon'' / \varepsilon'$ – тангенс кута втрат.

Параметри σ і ε'' характеризують сукупність процесів, що призводять до втрат енергії в речовині, які пов'язані з коливаннями і обертаннями дипольних та рухом заряджених молекул у в'язкому середовищі біологічної тканини під дією ЕМП. Довжина хвилі електромагнітної енергії в речовині менша, ніж у вільному просторі: $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{|\varepsilon^*|}$ (де λ_0 – довжина хвилі у вакуумі). Якщо об'єм речовини набагато більший за довжину хвилі, то з проникненням вглиб тканини поглинання енергії призводить до зменшення електричного поля і потоку енергії за експоненціальним законом

$$P_x = P_n e^{-2\alpha x}, \quad (6.2)$$

де: P_x – потужність, поглинена на відстані x ; P_n – повна потужність, поглинена в об'єкті; $\alpha = 2\pi f \sqrt{\varepsilon'/2 \left(\sqrt{1 + (tg\delta)^2} - 1 \right)}$ – коефіцієнт поглинання.

Величина $1/\alpha$ називається глибиною проникнення l .

Величина поглиненої потужності ЕМП та її розподілення всередині біологічного об'єкту залежать як від електричних властивостей утворюючих його тканин, так і від форми та розмірів об'єкту.

Велике значення при цьому мають орієнтація біооб'єкту в електромагнітному полі (ЕМП), структура та частота ЕМП, наявність заземлень, відбивальних поверхонь, а також інших біооб'єктів.

В області довжини хвиль, менших за розміри об'єкту, потужність, що поглинається, слабо залежить від форми об'єкта і може бути задовільно розрахована за формулою:

$$P = BP_0(1 - \Gamma), \quad (6.3)$$

де B – площа поперечного розтину об'єкту; P_0 – щільність потоку потужності, що падає на об'єкт; Γ – коефіцієнт відбиття.

Для вимірювання інтегральної потужності, що поглинається в біологічному об'єкті, зручно використовувати хвилеводні лінії та камери. Потужність, що поглинається, визначається за результатами вимірювання падаючої, тієї, що пройшла, та відбитої потужності від об'єкту, розташованого всередині хвилеводу або камери.

У вимірюваннях загальної потужності, що поглинається, широко використовується також метод калориметрії. Втім, розміри обстежуваних об'єктів в цьому випадку обмежуються розмірами калориметру. За величиною інтегрального поглинання легко обчислити середню питому потужність, що поглинається (ППП), яка визначається як відношення швидкості зміни всієї енергії, що поглинається тілом, до загальної маси тіла.

Через складну внутрішню побудову тіла людини та більшості тварин точні обчислення внутрішнього розподілення потужності, що поглинається, практично є неможливим. Втім, за останні 10 років було розвинено ме-

тоди експериментального та теоретичного моделювання тіла людини та тварин або окремих його частин (голова, кінцівки) геометрично правильними тілами. Вимірювання внутрішнього розподілення потужності, що поглинається, базується на реєстрації швидкості змінювання температури в різних частинах об'єкту, що підлягає короткочасовому інтенсивному опромінюванню, при якому процеси охолодження та дифузії не спотворюють розподілення температури. За цієї умови ППП може бути обчислена із співвідношення

$$P = \frac{C\Delta T}{\Delta t}, \quad (6.4)$$

де C – питома теплоємність тканини; ΔT – приріст температури; Δt – час опромінювання.

Широке розповсюдження отримав також метод дослідження розподілення поглиненої потужності по об'єму фантома за допомогою термографії, який полягає в тому, що розрізаний на частини фантом опромінюється, потім швидко розтинається і фотографується за допомогою термографа. Співставляючи фотографії послідовних зрізів, можна скласти картину розподілення потужності, що поглинається, за об'ємом. Цей метод використовувався також на трупах тварин, які заморожувалися, розташовувалися у пінопластових блоках, розтиналися на частини, покривалися на розтині тонкою плівкою та розморозувалися. Подальша процедура — така ж, як і при дослідженні фантомів.

Являє інтерес метод реєстрації нагріву в об'ємі фантому за допомогою фотографування термочутливої рідиннокристалічної плівки, яка наноситься на площину розтину фантома. Дослідження модельних об'єктів виявили ряд цікавих закономірностей. На рис. 6.1 зображена залежність відносного ефективного розтину поглинання (S_{ef}) однорідної сфери від параметра $2\pi\alpha/\lambda$, де: α – радіус сфери. S_{ef} визначається відношенням потужності, що поглинається тілом (при опромінюванні плоскою хвилею), до потужності, що падає на його поперечний розтин. Як видно з рисунка, величина потужності, що поглинається, сильно залежить від співвідношення радіуса сфери і довжини хвилі падаючого випромінювання. Подібні залежності є

характерними і для інших моделей. В них чітко виділяються три області поглинання:

- при $\lambda \gg \alpha$ поглинання швидко зростає зі збільшенням частоти;
- при $\lambda \approx \alpha$ спостерігається декілька максимумів поглинання, а відносний ефективний розтин поглинання може перевищувати одиницю;
- при $\lambda \ll \alpha$ поглинання поступово зменшується зі зростанням частоти і прямує до границі, в якій тілом поглинається близько половини падаючої на поперечний розтин сфери потужності.

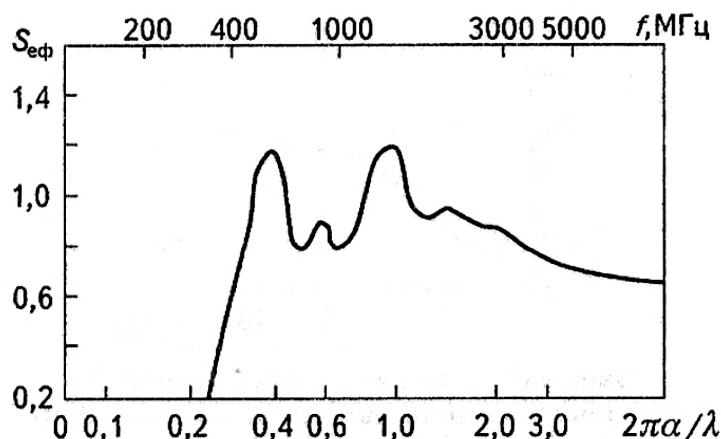


Рис. 6.1. Залежність відносного ефективного розтину поглинання ($S_{\text{эф}}$) однорідної сфери радіусом 3,3 см від частоти. Діелектричні властивості матеріалу сфери відповідають властивостям тканини мозку

Внутрішнє розподілення поглинання потужності на високих частотах добре описується моделями у вигляді плоских шарів з діелектричними властивостями поверхневих тканин людини та тварин.

На рис. 6.2 показано частотну залежність долі поглиненої потужності випромінювання, що падає перпендикулярно на напівнескінчений шар, який імітує м'язову тканину. Поглинання збільшується зі зростанням частоти, втім, між 1 та 10 ГГц існує плато, де поглинається близько 50% енергії. У радіочастотному діапазоні поглинається невелика доля енергії, в той час, як у міліметровому діапазоні довгих хвиль поглинена енергія складає більшу частину падаючої енергії.

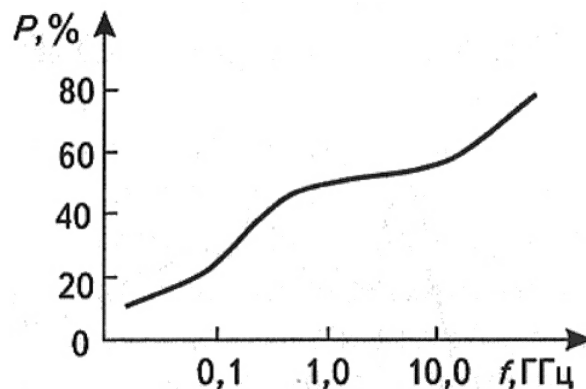


Рис. 6.2. Залежність поглиненої потужності (P) напівнескінченим шаром, який імітує м'язову тканину, від частоти ЕМП (хвиля падає з повітря перпендикулярно до поверхні шара)

Як видно з даних табл. 1.2, глибина проникнення зменшується зі збільшенням частоти ЕМП. На низьких частотах вона зворотно-пропорційна квадратному кореню з частоти; приблизно між 0,1 та 1 ГГц спостерігається плато і вище 1 ГГц величина глибини проникнення зворотно-пропорційна квадрату частоти. Зменшення коефіцієнта відображення та глибини проникнення зі збільшенням частоти призводить до зростання потужності, що поглинається, у поверхневих шарах тіла при його опромінюванні.

Якщо на ділянці тіла товщина поверхневого шару або декількох шарів менша за глибину проникнення ЕМП, то частина енергії відображається від границь розділу між шарами і з'являються максимуми поглинання через стоячі хвилі.

На рис. 6.3 показано розподіл потужності, що поглинається, для двохшарової моделі, у якій хвиля проходить через шар жиру у м'язову тканину. Потужність, що поглинається, нормована відносно потужності, яка поглинається на границі жир-м'яза. На графіку ця точка відповідає одиниці. Як видно з рисунка, широко застосовувана до тепер у фізіотерапії частота 2450 МГц, порівняно з іншими, дозволеними до вживання у медицині, частотами — 918 і 434 МГц, відрізняється меншою глибиною проникнення.

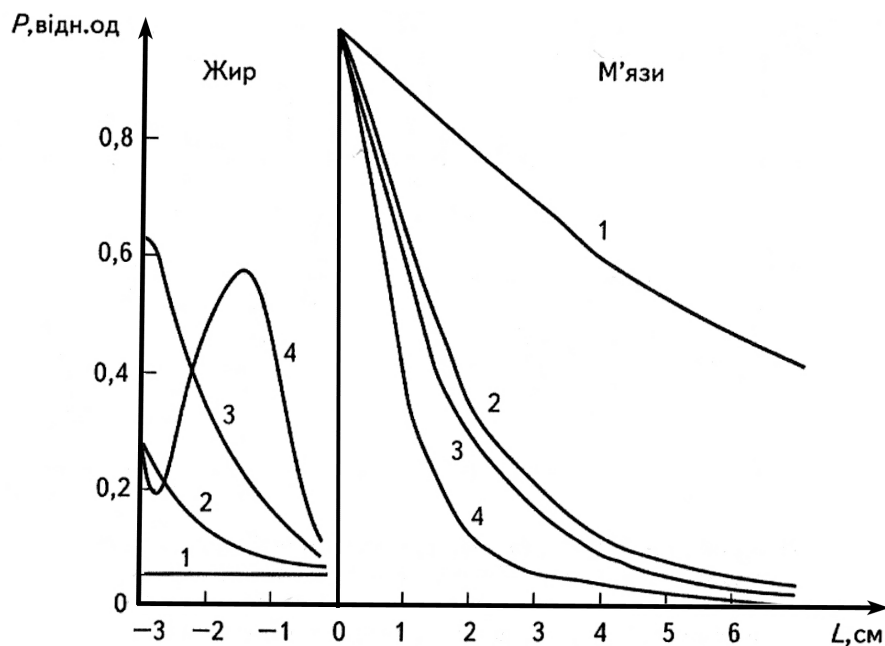


Рис. 6.3. Відносне розподілення щільності потужності (P), що поглинається у плоских шарах жиру та м'язової тканини, при опроміненні плоскої хвилі (потужність, що поглинається, на границі жир-м'яза прийнята за одиницю):
 1 – 27,1 МГц; 2 – 434 МГц; 3 – 918 МГц; 4 – 2450 МГц

Існують області частот, в яких розподілення енергії, що поглинається, у опромінюваному об'ємі характеризується появою різко виражених максимумів або “гарячих плям” у внутрішніх областях тіла. Теоретичні розрахунки, підтверджені експериментально на простих моделях, показали, що величина потужності, що поглинається, в області “гарячих плям” може бути на порядок більшою, ніж у залишковому об'ємі опромінюваного тіла (рис. 6.4). Це дозволяє зробити припущення про використання даної властивості для прогрівання глибоко розташованих ділянок різних частин тіла без порушення цілісності поверхневих тканин.

Втім, для обґрунтування терапевтичної “придатності” ефекту “гарячих плям” необхідні деталі дослідження на тваринах і на моделях, що більш точно відображають анатомічні особливості різних частин тіла, а також враховують вплив циркуляції крові.

Таким чином, розглядання основних фізичних закономірностей взаємодії ЕМП НВЧ з біологічними об'єктами дозволяє зробити висновок про

складний характер цієї взаємодії, визначеної, з одного боку, особливостями будови та неоднорідністю електричних властивостей біооб'єктів, а з іншого — їхньою залежністю від параметрів ЕМП, головним чином — від частоти та рівня потужності.

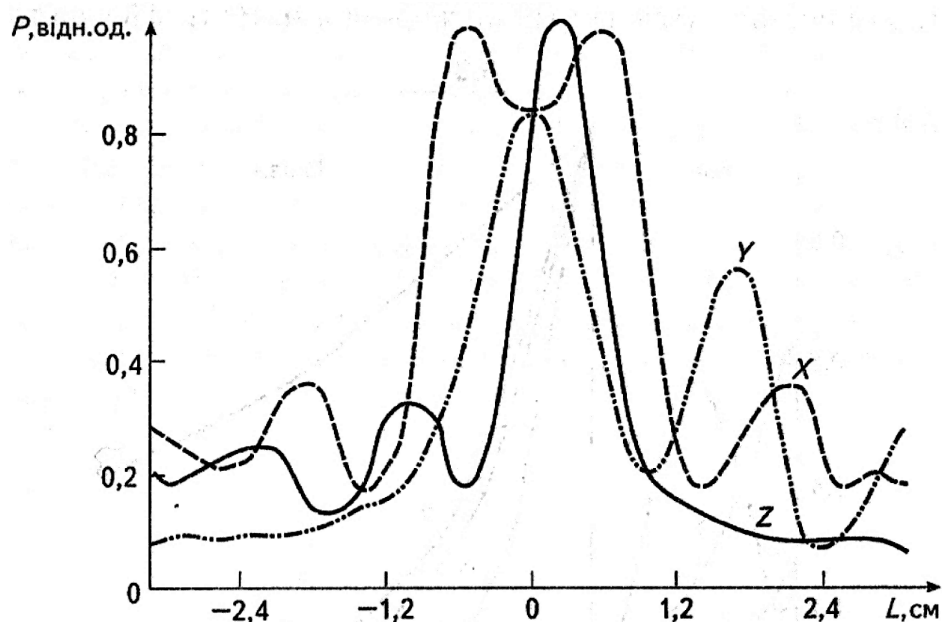


Рис. 6.4. Теоретичне розподілення щільності поглиненої потужності вздовж осей X, Y та Z всередині гомогенної сфери, що моделює мозок (при падінні плоскої електромагнітної хвилі вздовж осі Y з вектором електромагнітного поля, паралельним осі X на частоті 2450 МГц)

6.3. Електрофізичні властивості тканин тварин та людини

Діелектричні властивості біологічних тканин в великій мірі визначаються властивостями клітин. Кожна клітина оточена мембраною, що має поверхневу ємність у межах $0,1-3 \text{ мкФ/см}^2$ та поверхневий опір до $10000 \text{ Ом}\cdot\text{см}$. Міжклітинне і внутрішньоклітинне середовище має опір $100-300 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ та діелектричну проникність близько 80. На рис. 6.5 наведена схема проходження електричного струму у клітині та еквівалентна електрична схема клітини. При постійній напрузі мембрана проводить себе як ізолятор і струм може протікати тільки у позаклітинному середовищі. Під дією пос-

тійної напруги може відбуватися і явище електрофорезу — переносу електрично заряджених часток (клітин, макромолекул).

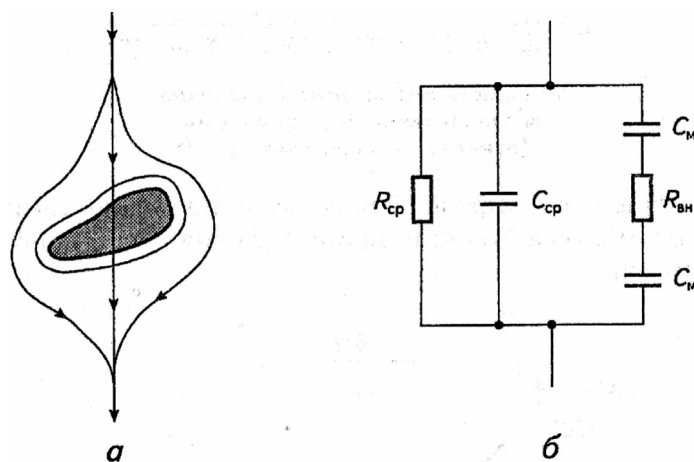


Рис. 6.5. Проходження електричного струму в клітині (а) та еквівалентна схема клітини (б): R_{cp} — опір і C_{cp} — ємність позаклітинного середовища; $R_{вн}$ — опір внутрішньоклітинного середовища; C_m — ємність мембрани клітини

Від інфранизьких до надвисоких частот є три ділянки, в яких спостерігається зміна ϵ' і σ (або $\rho = 1/\sigma$) тканин в залежності від частоти: діапазон α -дисперсії при низьких частотах, діапазон β -дисперсії при радіочастотах і діапазон γ -дисперсії при надвисоких частотах.

На рис. 6.6 і 6.7 показано хід цих трьох видів дисперсії м'язової тканини (людини та інших ссавців).

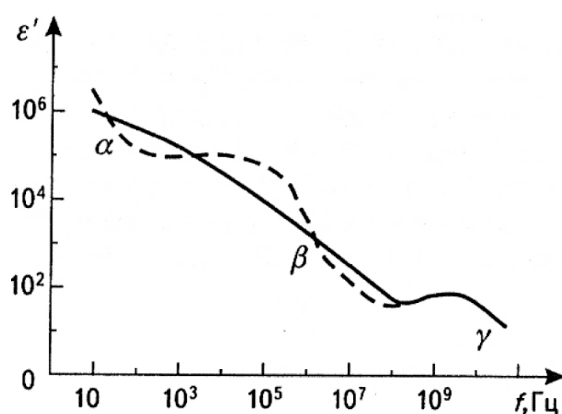


Рис. 6.6. Залежність діелектричної проникності м'язової тканини від частоти (пунктир — теоретична крива).

Аналогічна крива дисперсії отримана і для інших тканин з високим вмістом води. Для тканин же з малим вмістом води, наприклад жирових, крива має взагалі той же характер, але значення ϵ' та σ приблизно на один порядок нижчі.

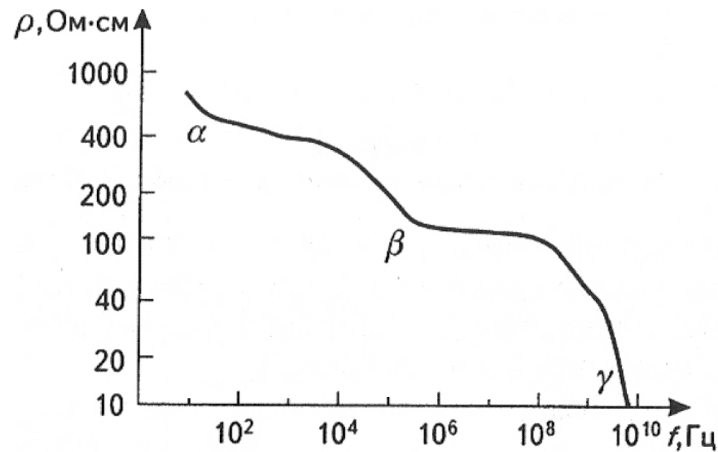


Рис. 6.7. Залежність питомого опору м'язової тканини від частоти.

β -дисперсія в області більш високих частот, аж до надвисоких, представлена на рис. 6.8, 6.9. Зі зростанням частоти ϵ' зменшується доти, доки період не стає настільки малим, що мембрани не встигають заряджатися (інакше кажучи, коли ємнісний опір мембрани стає незначним).

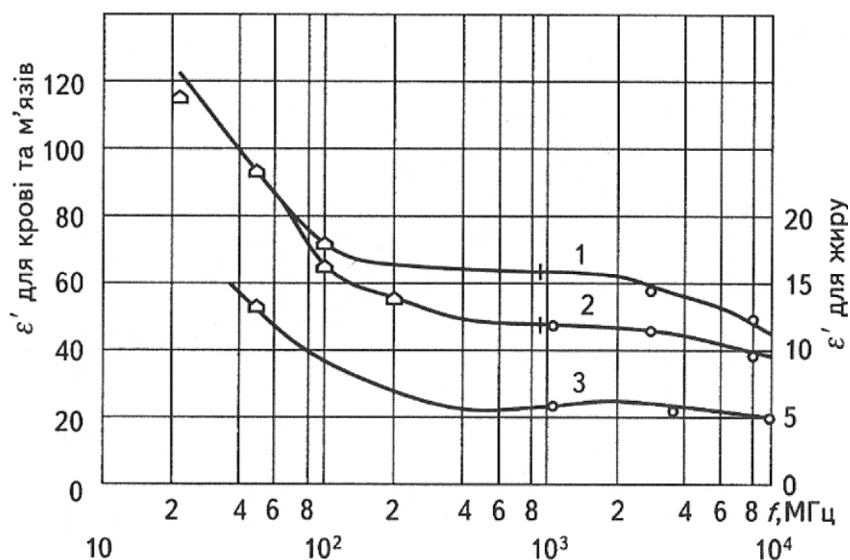


Рис. 6.8. Дисперсія діелектричної проникності крові, м'язів та жиру в радіочастотному діапазоні: 1 – кров; 2 – м'язи; 3 – жир.

Такі умови для крові виникають приблизно на частоті 100 МГц. Зниження питомого опору до цієї частоти пов'язано зі зменшенням ємнісного опору мембрани клітини, завдяки чому внутрішньоклітинний вміст приймає все більшу участь у загальній провідності тканин. При частотах порядку декількох МГц до цього механізму дисперсії, пов'язаної з мембранною релаксацією, додаються ще й порівняно більш слабкі ефекти релаксації дипольних білкових молекул (характеристичні частоти близько 10 МГц) та структурної релаксації субклітинних компонентів.

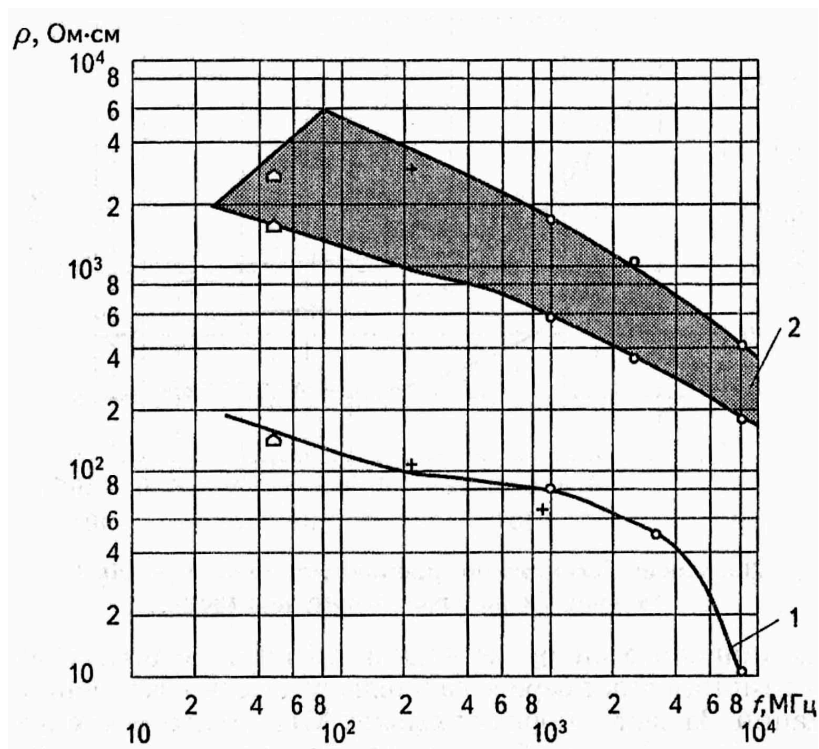


Рис. 6.9. Дисперсія питомого опору м'язів та жиру в радіочастотному діапазоні: 1 – м'язи; 2 – жир.

Важко піддається поясненню невелика дисперсія для крові в діапазоні частот від 100 МГц до 1 ГГц. При цих частотах вплив кліткових мембран вже не дається взнаки (вони стають короткозамкненими), а релаксація полярних молекул води ще не виникає. Припускається, що в цьому частотному діапазоні електричні властивості тканин з високим вмістом води обумовлені електролітичним середовищем з суспендованими в ньому білковими молекулами, що мають більш низьке значення ϵ' .

Характер γ -дисперсії при частотах понад 1 ГГц задовільно пояснюється полярними властивостями молекул води. Характер дисперсії для жирових тканин обумовлюється їхньою структурою. Параметри чисто жирових тканин практично не залежать від частоти в діапазоні понад 100 МГц, тоді як у тканин, що складаються з жирових клітин, оточених електролітичним середовищем, спостерігається дисперсія. Для кісткових тканин дисперсія задовільняє рівняння Дебая при часі релаксації $0,7 \cdot 10^{-11}$ з поправкою на йонну провідність.

Через малу вираженість у НВЧ-діапазоні магнітних властивостей біологічних тканин у даному розділі розглянуто електрофізичні властивості тканин людини і тварин.

Електрофізичні властивості біологічних тканин в НВЧ-діапазоні досліджено, в основному, американськими вченими, які провели вимірювання значень ε' та σ на взірцях різних тканин у широкому діапазоні частот.

В табл. 6.1 представлено узагальнені (за даними різних робіт) значення діелектричної проникності, електропровідності, тангенса кута втрат, довжини хвилі в тканині, глибини проникнення енергії для тканин людини і тварин з великим та малим вмістом води в залежності від частот ЕМП. До тканин з великим вмістом води належать м'язи, шкіра, печінка, нирки, серце та ін.; малий вміст води — у жирі, кістковому мозку та тканині. Вміст води у крові суттєво більший, ніж у інших тканинах, і дорівнює приблизно 83%. Для порівняння у тканинах м'язів ссавців близько 75% води, у печінці — 71%, у селезінці — 75%, у нирці — 77%, у білій речовині мозку — 72%.

Як видно з даних табл. 6.1, зі зростанням частоти діелектрична проникність тканин як дисперсного середовища значно зменшується, а провідність збільшується, що відповідає теорії Дебая.

При цьому необхідно ввести поправки, що відбивають наявність білків і ліпідів (жироподібних речовин) з більш низькими значеннями ε' та σ порівняно з водою, частота релаксації молекул якої вища за частоти релаксації інших компонентів тканини (вона змінюється від 9 ГГц при 0°C до 25 ГГц при 37°C).

Таблиця 6.1

Електричні властивості тканин людини

Частота МГц	Тканина з великим вмістом води					Тканина з малим вмістом води				
	Діелек- трична прони- кність	Елект- ропро- відність, См/м	Тангенс кута втрат	Довжи- на хви- лі в тка- нині, см	Глиби- на про- никнен- ня, см	Діелек- трична прони- кність	Елект- ропро- відність См/м·10 ⁻³	Тангенс кута втрат	Довжи- на хвилі в ткани- ні, см	Глиби- на про- никнен- ня, см
27,12	113	0,602	3,54	68,1	14,3	14,6	10,9- 43,2	0,51	241	159
40,68	97,3	0,680	3,09	51,3	11,2	7,45	12,6- 52,8	0,54	187	118
100	71,7	0,885	2,22	27,0	6,66	7,95	19,1- 75,9	0,6	106	60,4
200	56,5	1	1,59	16,6	4,79	5,7	28,8- 94,2	0,51	59,7	39,2
300	54	1,15	1,28	11,9	3,89	5,6	31,6- 107	0,42	41,0	32,1
434	53	1,18	0,92	8,76	3,57	5,6	37,9- 118	0,36	28,8	26,2
750	52	1,25	0,58	5,34	3,18	5,6	49,8- 138	0,24	16,8	23
915	51	1,28	0,49	4,46	3,04	5,6	55,6- 147	0,25	13,7	17,7
1500	49	1,56	0,38	2,81	2,42	5,6	70,8- 171	0,19	8,41	13,9
2450	47	2,17	0,34	1,76	1,70	5,5	96,4- 213	0,15	5,21	11,2
3000	46,5	2,27	0,29	1,45	1,61	5,5	110- 234	0,14	4,25	9
5000	44	4,55	0,37	0,890	0,788	5,2	162- 309	0,13	2,63	6,67
5800	43,3	4,93	0,35	0,775	0,720	5,1	186- 338	0,14	2,29	5,24
8000	40	8,33	0,47	0,578	0,413	4,7	255- 431	0,12	1,73	4,61
10000	39,9	10	0,45	0,464	0,343	4,5	324- 549	0,13	1,41	3,39

На рис. 6.10 представлені теоретичні частотні залежності основних складових провідності біологічних тканин з великим вмістом води, побу-

довані у припущенні, що 75% ваги тканини складає вода з розчиненими у ній йонами неорганічних солей, 25% – білок, а вміст ліпідів є зневажливо малим. Як видно з рисунка, у НВЧ-діапазоні провідність біологічних тканин з великим вмістом води і відповідно інтенсивність поглинання електромагнітної енергії обумовлені, в основному, провідностями води та йонів. На частотах, нижчих за 1 ГГц, йонна провідність перевищує провідність води, причому провідність зв'язаної води стає вищою за провідність вільної, що не завжди враховується при інтерпретації біологічних ефектів, одержаних на цих частотах.

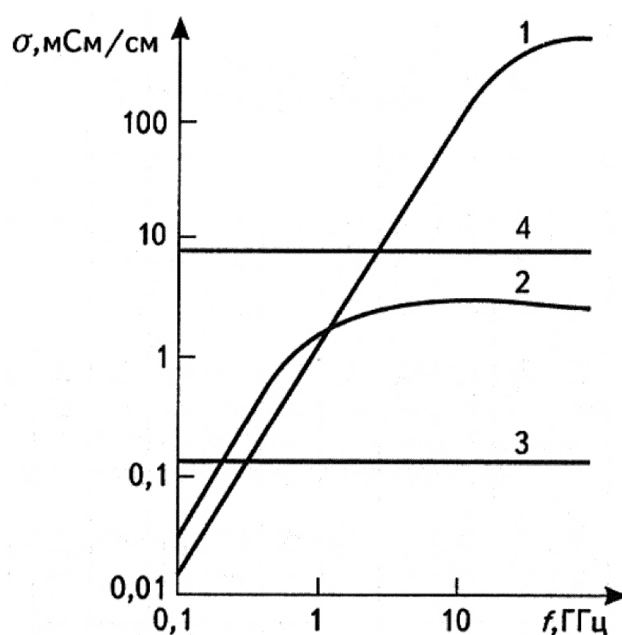


Рис. 6.10. Відносні внески провідності вільної води (1), зв'язаної води (2), білків (3) та йонів (4) у загальну провідність тканини з високим вмістом води залежно від частоти

Як витікає з даних табл. 6.1, тканини з малим вмістом води мають на порядок більш низькі значення діелектричної проникності та провідності, а їхні частотні залежності аналогічні тканинам з високим вмістом води.

Розглянуті дані узагальнених електрофізичних властивостей тканин з великим та малим вмістом води, а також розраховані за ними значення глибини проникності і довжини хвилі в тканині, є необхідними для якісних оцінок просторового розподілу електромагнітного поля в об'ємі біологіч-

них тканин і дозволяють наближено вибирати частоту та інтенсивність ЕМП НВЧ для його використання в медицині.

Більш точні вимірювання невеликих відмінностей у значеннях діелектричних параметрів тканин, а також вимірювання електрофізичних властивостей тканин в залежності від їхнього стану, являють собою значний інтерес для оцінки перспектив створення радіометричних НВЧ-пристроїв.

В деяких роботах вивчалися зміни діелектричних властивостей тканин в залежності від часу після їхнього вилучення. На низьких частотах властивості тканин значно змінювалися впродовж перших годин, що свідчить про зміни проникності клітинних мембран. На надвисоких частотах ці зміни не реєструвалися через малий еквівалентний опір мембран та за умов, що виключають втрату тканинами води, зміни спостерігалися лише через декілька годин або днів (вочевидь, вони були обумовлені руйнуванням структури органічних складових тканин).

Висловлювалися припущення, що за своїми діелектричними властивостями на НВЧ тканини *in vivo* (безпосередньо в організмі) все ж таки можуть відрізнятися від вилучених тканин *in vitro* (у пробірці). Нещодавно розроблено методики для вимірювання коефіцієнту відбиття від відкритої коаксіальної лінії або від кінцевої дипольної антени, які приводяться у співдотик з вимірюваною тканиною. Ці методики дозволяють вимірювати діелектричні властивості тканин безпосередньо на живому організмі в діапазоні частот від 1 МГц до 10 ГГц. Такі вимірювання було зроблено і співпоставлено з даними, отриманими *in vitro*. На частотах, вищих за 0,1 ГГц, результати вимірювань *in vivo* та *in vitro* не відрізнялися (в межах похибки 3-5%). Одержані результати показують, що в НВЧ-діапазоні для виявлення різниці між тканинами *in vivo* та *in vitro* необхідні більш точні методи вимірювань. На практиці для визначення різниці між живою та неживою тканинами більш доцільним є використання ЕМП низьких частот.

Значно більші діагностичні можливості мають вимірювання на НВЧ діелектричних властивостей нормальних і патологічних тканин з різними співвідношеннями вода-білок. Відзначається гарна кореляція значень діелектричної проникності і провідності різних тканин організму на НВЧ з

відносним об'ємним вмістом в них води. На практиці це може бути використано для визначення набряків різних тканин.

Відомо, що багато видів пухлинних тканин містять більше води, ніж нормальні тканини того ж типу. Нещодавно одержано дані про значні відмінності σ для деяких видів ракових тканин собаки і пацюка. В останні роки в Технологічному інституті штату Джорджія (США) проводиться велика програма досліджень діелектричних властивостей пухлинних тканин *in vivo* у широкому діапазоні частот. Вимірювання здійснюється за допомогою антени, що вмонтована у підшкірну голку, методом, розробленим в цьому інституті. Результати досліджень на даний час ще не опубліковано.

Оцінки впливу кровотоку тканин на її діелектричні властивості показують, що для більшості тканин цей вплив є малим. Втім, для тканин з більшим об'ємом крові (об'єм крові нирки складає 25%) та з низьким вмістом води (жирова тканина) вимірювання кровотоку може призвести до суттєвих змін діелектричних властивостей.

В останні роки підвищився інтерес до електрофізичних властивостей тканин у міліметровому діапазоні довжин хвиль. Було виявлено періодичні зміни прохідної потужності через різні біологічні препарати у частотному діапазоні 66-86 ГГц, які тлумачилися як спектри поглинання, характерні для досліджуваного виду клітин або біологічного препарату. Ці результати, зокрема, припускалося використовувати для діагностики раку. Втім, така інтерпретація отриманих даних не враховує можливості виникнення стоячих хвиль через внутрішні відображення у використаних вимірювальних системах, про що свідчить спектр поглинання води, у якому також виявлена періодичність. Більш ретельні вимірювання в діапазоні 26,5-90 ГГц, що були проведені нещодавно, показали з похибкою до 0,1 дБ відсутність відмінностей у поглинанні НВЧ-енергії водою та препаратами.

Таким чином, частотні та температурні залежності електрофізичних властивостей біологічних тканин у НВЧ-діапазоні обумовлені, в основному, водою, що в них міститься, і знаходиться у тканинах у вільному та зв'язаному станах. Деякі патологічні і функціональні зміни тканин супроводжуються змінами вмісту в них води, що можна виявити методами НВЧ-

діелектрометрії. Потребується проведення спеціальних досліджень по створенню апаратури для діагностики функціональних та патологічних змін тканин, а особливо ракових пухлин.

6.4. Фізичні основи впливу НВЧ на біологічні об'єкти

Як вже відзначалося, основну роль в механізмах взаємодії ЕМП НВЧ з біологічними тканинами на молекулярному рівні відіграють коливання йонів та обертання молекул води, які кінцем-кінців призводять до нагрівання тканини. Частина води в ній знаходиться у зв'язаному стані з білками (0,3-0,4 г води на 1 г білка). При середньому вмісті білка приблизно 25% від ваги тканини кількість зв'язаної води складає приблизно 10% від її загальної кількості. Втім, деякі тканини містять значно більше зв'язаної води, наприклад, тканина кристалика ока, в якій близько 20% зв'язаної води.

В залежності від сили зв'язку частоти релаксації води змінюються від 0,1 до 1 ГГц. На цих частотах питома провідність зв'язаної води може бути вищою за провідність чистої води та електролітів, що повинно призвести до більш значного виділення тепла у шарі пов'язаної з білками води і, як наслідок — до її “плавлення”. Останнє є більш вірогідним у ділянках клітини з великим вмістом білка (мітохондрії, ядра). В ядрах клітин міститься, крім того, значна кількість ДНК, з якою теж асоційовано велику кількість води.

Підвищені концентрації йонів всередині клітин або в поверхневих шарах мембрани, що мають йонообмінні властивості, також можуть призвести до нерівномірного поглинання енергії ЕМП НВЧ та до виникнення мікролокальних температурних градієнтів на мембрані, що повинно вплинути на її проникність. Можливість виявлення цього ефекту найбільш вірогідна за впливу ЕМП на частотах від 0,1 до 1 ГГц, на яких йонна проникність є вищою за проникність води.

Наскільки суттєво описані механізми можуть змінювати нормальне функціонування клітини, поки що невідомо. У зв'язку з цим треба відзначити збільшення (майже у 2 рази), що спостерігалось, включення азотистих основ у ДНК клітинних ядер та розростання клітинної мембрани через

опромінення клітин ЕМП НВЧ. Відзначено значно більшу чутливість ракових клітин до НВЧ-нагрівання порівняно з нагріванням у водяній бані, що, можливо, також пояснюється мікролокальними механізмами взаємодії ЕМП НВЧ з клітиною.

В діапазоні ЕМП НВЧ лежать частоти обертальної релаксації амінокислот, пептидів та амінокислотних залишків білків. Теоретично і експериментально показано, що ніяких специфічних ефектів, окрім теплових, від збудження цих рухів ЕМП очікувати не можна, аж до напруженості поля у декілька десятків кіловольт на сантиметр. За таких напруженостей спостерігаються ефекти насичення діелектричної проникності білків, що супроводжуються їхньою денатурацією.

У міліметровому діапазоні довжин хвиль передбачаються такі ефекти, що індукуються полем: обертання кінцевих груп амінокислотних залишків білків (-ОН, -NH₂ та ін.), інверсія групи (-NH₂) та тунелювання протона у системах водневих зв'язків (рис. 6.11).

Висказувалися припущення про можливість збудження коливань в біологічних макромолекулах в діапазоні частот 10¹¹-10¹² Гц, внаслідок чого повинні спостерігатися конформаційні зміни, що впливають на їхні функціональні властивості. Ці гіпотези засновані на розгляді дипольних та механічних властивостей молекул біополімерів.

В 80-х роках було розпочато дослідження дії випромінювання міліметрових хвиль на біологічні об'єкти різних рівнів організації. Результатом цих досліджень є віднайдення частотно-залежних ефектів зміни швидкості розмноження клітин, їхніх морфологічних та біохімічних властивостей.

Той факт, що міліметрове випромінювання, що поглинається у поверхневих шарах шкіри, викликає відповідну реакцію клітин, вказує на непряму дію ЕМП, яка здійснюється через проміжні ланцюги. Вірогідно, механізм цього ефекту має рефлекторний характер, втім, первинний механізм дії міліметрових хвиль поки що тільки обговорюється.

Слід відзначити, що енергія квантів випромінювання НВЧ-діапазону надто мала ($h\nu / kT = 4,5 \cdot 10^{-2}$ при $f = 3 \cdot 10^{11}$ Гц), щоб помітно впливати на структуру біополімерів. Наявність частотної залежності біоефектів, а та-

кож порогових та “насичуючих” інтенсивностей порядку 0,01-0,1 мВт/см² вказує на нетеплову природу ефектів і не суперечить правомірності гіпотези про механізм біологічної дії міліметрових хвиль.

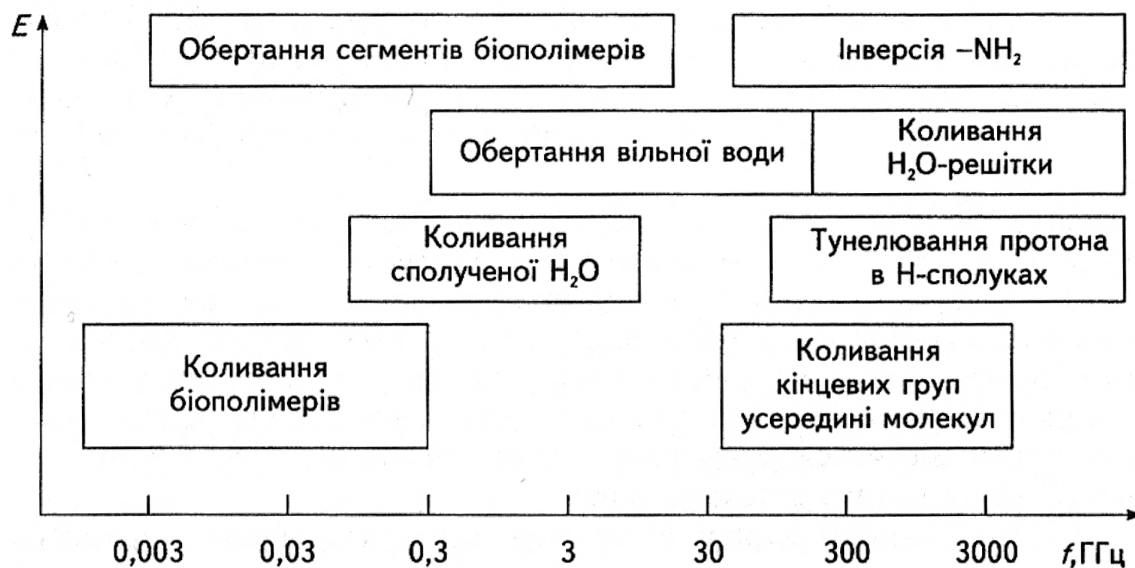


Рис. 6.11. Можливі молекулярні механізми взаємодії ЕМП з біологічними тканинами на різних частотах

Біологічні ефекти залежать від енергії (потужності) електромагнітних хвиль. В залежності від цього параметра розрізняють слабкі (нетеплові, низькоенергетичні, низькоінтенсивні) і сильні (теплові) впливи. Умовною межею розділу є величина 10 мВт на квадратний сантиметр опромінюючої поверхні. При такій потужності випромінювання, наприклад, середнє підвищення температури шкіри людини не перевищує 0,1°C, що на рівні цілого організму є фізіологічно незначною величиною. Вважається майже загальноприйнятим ствердженням про те, що найбільш інтересні біологічні ефекти спостерігаються при слабких впливах. В повній мірі це відноситься до міліметрових хвиль, де низькоінтенсивні ефекти проявляються найбільш відчутно. Сильні, теплові впливи іноді називають енергетичними (наприклад, у випадку діаметрії та, особливо, гіпертермії), слабкі впливи при наявності явно вираженого біологічного ефекту — інформаційними. Біологічні ефекти в Ніч діапазоні зв'язують з інформаційним характером дії випромінювання на живі організми.

Біологічні ефекти при впливі міліметрових хвиль вивчались при використанні різних живих організмів — від мікроорганізмів і лабораторних тварин до організму людини. В перших експериментах були помічені деякі цікаві закономірності впливу міліметрових хвиль на живі організми. Так, наприклад, в дослідях з мікроорганізмами (кишкова паличка) було показано, що випромінювання може впливати на синтез різних речовин (в даному випадку — коліцина). Було знайдено також, що біологічний ефект може залежати від частоти. Приблизний вигляд такої залежності з трьома “резонансними” частотами приведений на рис. 6.12.

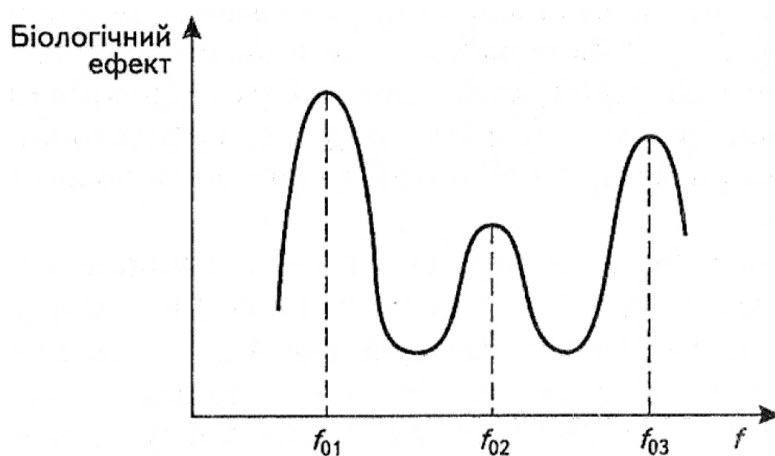


Рис. 6.12. Залежність біологічного ефекту від частоти

Саме цікаве тут є в тому, що відповідна цим максимумам еквівалентна добротність ($Q_0 \sim f_0/f_{0,5}$) може складати сотні одиниць. Слід відмітити, що до цих пір немає загальноприйнятого пояснення цих “резонансів”. Друга цікава особливість є в тому що один і той же біологічний ефект проявляється при зміні падаючої потужності в широких межах, залишаючись в “коридорі” низьких інтенсивностей. Якісний вигляд такої залежності показаний на рис. 6.13. Біологічний ефект має порогів характер ($P_{пор}$), а відношення P_2/P_1 може складати десятки/сотні одиниць.

Енергоінформаційну резонансну взаємодію опромінюючого сигналу з клітинами живих організмів підтверджують як пряма реєстрація біоінформаційного випромінювання людського організму в мм-діапазоні хвиль так і

непряма реєстрація на дециметрових хвилях (1 ГГц) відгуку на опромінення мм-діапазону (50-52 ГГц). Важливо, що непряма реєстрація на 1 ГГц проявляється тільки на потужностях $P < 1...10$ мкВт та також те, що частоти відгуку води і людського організму співпадають між собою.

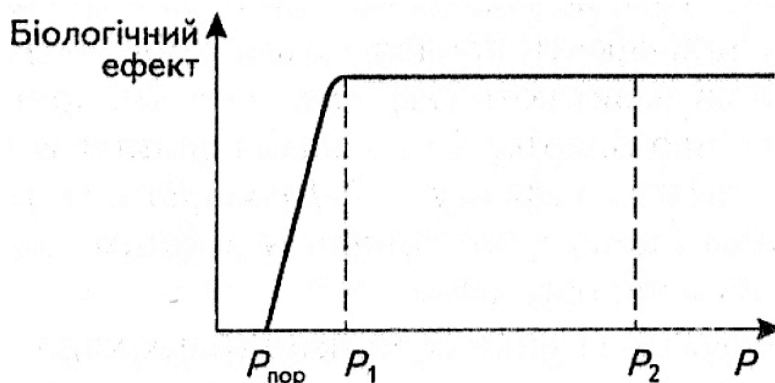


Рис. 6.13. Залежність біологічного ефекту від потужності

Вплив слабких та вкрай слабких рівнів сигналів на біосистеми пояснюється наступними обставинами:

- збігом частот коливань клітинних структур із частотами НВЧ та НЗВЧ діапазону (частоти коливань ДНК – $2 \cdot 10^9 \dots 9 \cdot 10^9$ Гц, хромосом $7,5 \cdot 10^{11} \dots 1,5 \cdot 10^{13}$ Гц, генома клітин людини – $2,5 \cdot 10^{13}$ Гц), що свідчить про їх частотну спорідненість;
- низьким рівнем власного електромагнітного випромінювання в мм-діапазоні частот, яка сягає $1 \cdot 10^{-21} \dots 1 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц або $3 \cdot 10^{-12} \dots 3 \cdot 10^{-14}$ Вт та забезпечує біоінформаційний обмін між клітинами біооб'єкта;
- можливістю біосистем високого рівня організації (людей) реагувати на підпорогові рівні ЕМВ та здатністю біосистем сумувати (накопичувати) вплив ЕМП.

На основі наведених даних робиться висновок, що реакція клітин людського організму починається з рівня $1 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц. За рівнем власного електромагнітного випромінювання людський організм знаходиться в межах $1 \cdot 10^{-21} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц. Збільшення рівня зовнішнього опромінюючого сигналу $P_C > 1 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц приводить до виникнення термодинамічної нерівноваги між джерелом ЕМВ і біооб'єктом та появою сенсорних реакцій на

електромагнітне подразнення. Причому на деяких частотах мм-діапазону виникають “резонанси поглинання”, динамічний діапазон яких за потужністю складає від 6 до 20 дБ. Таким чином рівень опромінюючого сигналу $1 \cdot 10^{-21} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц можна рахувати відліковим рівнем додатних потоків ЕМВ та реагуванням клітин людського організму. В той же час, можлива реакція на більш низький рівні опромінюючого сигналу, але це явище пов'язано на взаємодії біооб'єкта з від'ємними потоками, які генеруються джерелами теплового шуму з температурою меншою за температуру опромінюваного біооб'єкта.

6.5. Використання коефіцієнта відбиття НВЧ-сигналу для оцінки стану біооб'єкта

6.5.1. Реакція біооб'єктів на низькоінтенсивне мікрохвильове опромінення

Відомо, що у біооб'єкту існує власне електромагнітне поле (ЕМП), інтенсивність якого може змінюватися під впливом як внутрішніх так і зовнішніх факторів. Крім інтенсивності випромінювання важливими параметрами при взаємодії біооб'єкта із зовнішнім ЕМП можуть бути параметри поглинання і відбиття, частоти резонансного прояву біооб'єкта, фазовий зсув та ін. Суттєвим при цьому є те, що вимірювання (реєстрацію) цих параметрів необхідно проводити на рівнях близьких до рівня власного випромінювання в ближній зоні (зоні Френеля) або в контакті з біооб'єктом. Відомо, що подібні вимірювання на рівнях $1 \cdot 10^{-12} \dots 1 \cdot 10^{-15}$ Вт можна проводити тільки з використанням високочутливих модуляційних радіометричних систем. До вимірюючих параметрів можуть бути віднесені: потужність, частота, фазовий зсув, поляризаційні властивості. В свою чергу енергетичні параметри розщеплюються на інтегральну потужність та спектральну щільність потужності шуму, які дають можливість визначати коефіцієнт стоячої хвилі напруги (КСХН), коефіцієнт поглинання, відбиття і кореляції. Частотно-часові параметри (частота, фазовий зсув) забезпечують можливість аналізу спектральних і фазових характеристик об'єктів дослідження. Вимірювання параметрів біооб'єктів у зовнішньому електромагні-

тньому полі дозволяє вирішувати ряд задач діагностики (наприклад, визначення енергетичного стану живого організму та зміни його під впливом опромінюючого сигналу, визначення «терапевтичних» частот впливу), оптимізувати параметри цього сигналу (інтенсивності, частоти опромінювання і модуляції), прогнозувати лікувальний ефект у відповідності до дози поглинаючої електромагнітної енергії.

Вимірювання реакції біооб'єктів у зовнішньому електромагнітному полі краще проводити з використанням автоматизованої радіометричної системи (РС), яка забезпечує більш широкі можливості при вимірюванні параметрів як опромінюючих так і відбитих сигналів.

На рис. 6.14 приведена подібна схема, яка містить в собі: генераторний блок (ГБ), який складається з мікрохвильового генератора $G1$, атенюатора $A2$ і модулятора $S1$, вимірювальний приймач (ВПр), об'єкт дослідження O , металеву пластину (МП), направлений відгалужувач $A1$, антену $X1$, аналого-цифровий перетворювач (АЦП), комп'ютер (CPU), цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП1, ЦАП2) та пристрій входу/виходу (I/O).

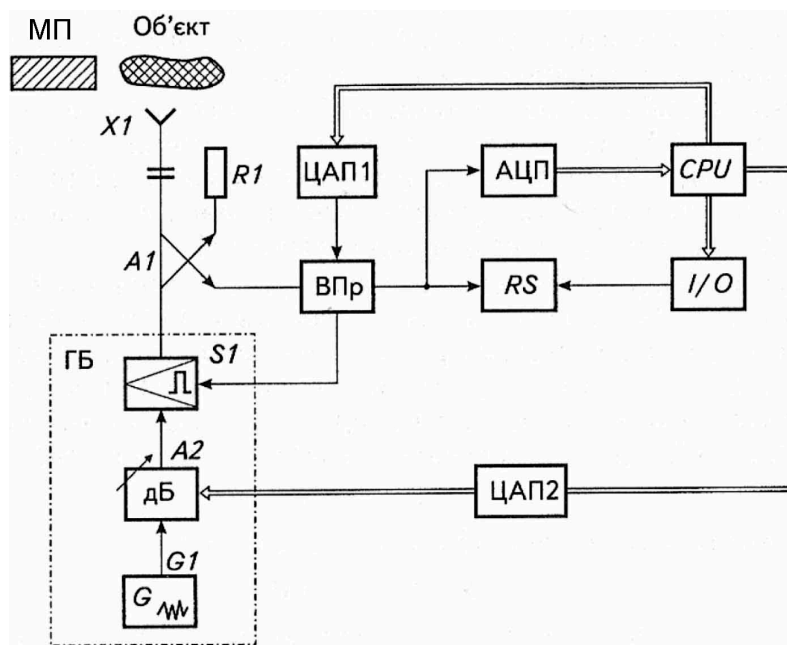


Рис. 6.14. Пристрій для вимірювання коефіцієнтів відбиття в смузі частот

Режим роботи РС вибраний таким чином, що напруга на виході ВПр формується при появі на його вході відбитого сигналу. Оскільки цей сиг-

нал промодульований в ГБ синхронно з опорним сигналом приймача, то в *ВПр* реалізується режим радіометричного прийому, що різко підвищує його чутливість. Вихідна напруга вимірювального приймача поступає на АЦП, а потім на комп'ютер *CPU*, де відбувається накопичення та обробка вимірювальної інформації та виведення її на пристрій вводу/виводу — дисплей, принтер та ін. В той же час з виходу *CPU* за визначеною програмою на ЦАП подається кодований сигнал керування, який перетворюється в пропорційну вихідну напругу. Напруга ЦАП1 перебудовує частоту гетеродину *ВПр* від f_{\min} до f_{\max} з кроком $n = \Delta f$, де Δf – смуга частот підсилювача проміжної частоти. Одночасно з перемиканням частоти гетеродину на кожному такті проводиться перестроювання вихідного сигналу атенюатора А2 ГБ (вихідною напругою ЦАП2).

Для отримання значення поглинальної здатності згідно (6.30) попередньо проводиться калібрування системи з використанням *МП* та записом результату вимірювання в пам'ять комп'ютера *CPU*. Обрахування кінцевого результату поглинальної здатності P_n проводиться комп'ютером у відповідності до установленної програми. Результат обрахування виводиться на периферичні пристрої вимірювальної радіометричної системи.

Оцінка поглинальної здатності об'єкту дослідження (фізичного тіла або біооб'єкта) проводиться в два етапи — калібрування та вимірювання. Калібрування системи відбувається шляхом екранування *МП* входу антени *XI*. В цьому випадку сигнал повністю відбивається від *МП* і поступає у *ВПр*, який його реєструє. За допомогою атенюатора *ГБ* за вихідним сигналом *ВПр* виставляється значення реєстратора *RS* при якому співвідношення сигнал/шум дорівнює 1:1.

Відмічається значення атенюатора генераторного блоку (N_1 дБ). Потім відводиться *МП* і до антени *XI* підводиться об'єкт дослідження *O*. збільшуючи сигнал атенюатора *ГБ*, добиваються відхилення показника реєстратора *RS* і встановлення його на значення, яке також задовольняє співвідношенню сигнал/шум – 1:1. Відмічають значення атенюатора *ГБ* (N_2 дБ). Поглинальна здатність об'єкту дослідження визначається виразом

$$N_n \text{ (дБ)} = N_1 - N_2. \quad (6.5)$$

Поглинаюча об'єктом інтегральна потужність визначається як

$$P_{\text{п}} (\text{Вт}) = S_{\text{ф}} (N'_1 - N'_2) \Delta f, \quad (6.6)$$

де $S_{\text{ф}}$ – флуктуаційна чутливість радіометра (Вт/Гц); N'_1, N'_2 – показники атенюатора ГБ (N'_1, N'_2) в разях; Δf – смуга пропускання каналу радіометра до квадратичного детектора.

У випадку опромінювання об'єкта шумовим сигналом спектральна щільність потужності поглинутої дози визначається формулою

$$S_{\text{п}} (\text{Вт/Гц}) = S_{\text{ф}} (N'_1 - N'_2). \quad (6.7)$$

Перестроюючи частоту гетеродину радіометра можна провести оцінку поглинальної здатності об'єктів в діапазоні частот, визначаючи таким чином частоти максимального і мінімального поглинання. В свою чергу розподіл поглинальної здатності об'єкта може бути використаний, наприклад, для визначення терапевтичних частот в квантовій медицині, частот стабілізації харчових продуктів і рішення інших практичних задач.

Динамічний діапазон подібної вимірювальної системи визначається розв'язанням між основним та додатковим каналом напрямленого відгалужувача А1, яке зазвичай складає $\sim 30-40$ дБ. Вимірювання рівня розв'язання відбувається шляхом приєднання до виходу основного каналу відгалужувача узгодженого навантаження та збільшення атенюатором ГБ рівня вихідного сигналу до появи на виході радіометра сигналу «паразитного» проходження (N_3). Різниця між сигналом калібровки і сигналом «паразитного» проходження характеризує динамічний діапазон системи

$$N_{\text{д}} (\text{дБ}) = N_1 - N_3. \quad (6.8)$$

Динамічний діапазон за потужністю, з урахуванням (6.6):

$$P_{\text{д}} = S_{\text{ф}} (N'_1 - N'_3) \Delta f. \quad (6.9)$$

Проведення подібної процедури з використанням, наприклад, приладу типу Р2 (вимірювач КСХ та ослаблення) не забезпечує необхідної точності визначення поглинальної здатності біооб'єктів, оскільки при високому рівні опромінюючого сигналу виникають ефекти насичення об'єкту та зникнення або спотворення резонансних явищ.

На рис. 6.15 приведена діаграма розподілу відносної поглинаючої здатності біооб'єкта K_{Π} залежно від рівня опромінюючого сигналу I_c , на одній із резонансних частот

$$K_{\Pi} = 10 \lg(I_c/I_0), \quad (6.10)$$

де $I_0 = I'_0 + I_{\text{отр}}$, а I'_0 – рівень власного випромінювання біооб'єкта и $I_{\text{отр}}$ – рівень відбитого сигналу.

З урахуванням значення I_0 рівність (6.10) можна записати у вигляді

$$K_{\Pi} = 10 \lg \frac{I_c}{I'_0 + I_{\text{отр}}}. \quad (6.11)$$

Збільшення потужності опромінюючого генератора в межах $1 \cdot 10^{-21} < I_c < 1 \cdot 10^{-19}$ Вт/Гц на окремих частотах призводить до повного поглинання впливаючого сигналу (ділянка АВ рис. 6.15). При подальшому збільшенні потужності $I_c > 1 \cdot 10^{-20}$ Вт/Гц з'являється відбиття сигналу, яке характеризує ефект насичення опромінюючої ділянки (ВС на рис. 6.15) шкіри. В цьому випадку зростає компонента $I_{\text{отр}}$, і відповідно збільшується результуюче випромінювання біооб'єкта I_0 , із зменшенням коефіцієнта K_{Π} .

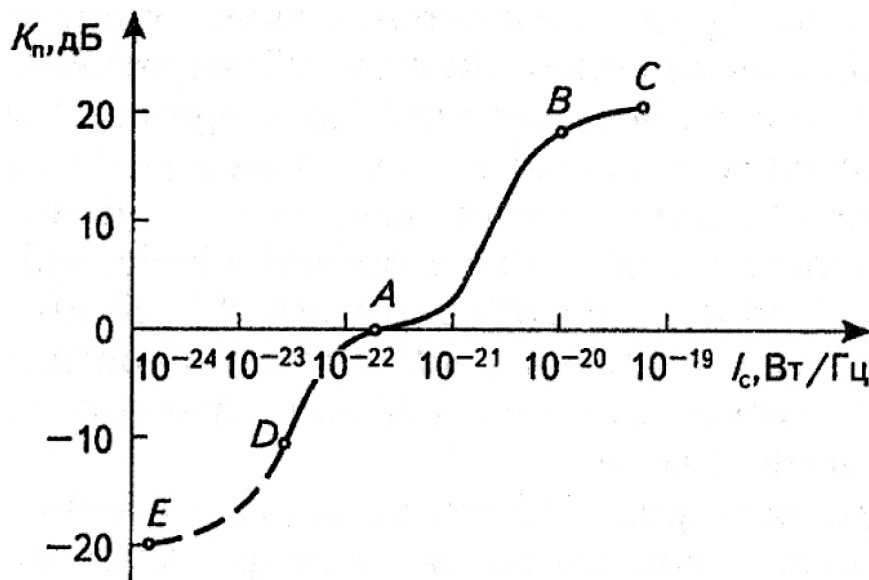


Рис. 6.15. Розподіл поглинання долоні людини

Фізичне зменшення поглинання, на наш погляд, пов'язане з насиченням верхніх енергетичних рівнів біомолекул і відсутністю вільних носіїв,

здатних поглинути кванти електромагнітних випромінювань. Подальше збільшення опромінюючої потужності (впритул до появи теплових ефектів) сприяє незначному збільшенню рівня поглинання і тільки розвал біомолекул (наприклад, теплове) може призвести до різкого збільшення кількості вільних носіїв і відповідно до збільшення поглинання ЕМВ. Таким чином, живе проявляє дозовану здатність до поглинання ЕМВ мм-діапазону. Відмітимо, що крутизна наростання відбитої потужності перевищує крутизну збільшення опромінюючої потужності, в результаті чого і виникає насичення із загином характеристики на ділянці ВС. Виходячи з експериментальних даних, а також розподілу, показаного на рис. 6.15, можна зробити висновок, що динамічний діапазон поглинальної здатності біооб'єкта в області рівнів, які перевищують рівень власних випромінювань, складає 15-20 дБ. Доречі, приблизно такий рівень мікрохвильового випромінювання має полинна сигарета, яка застосовується в китайській акупунктурі для прижигання БАТ.

Рівні потужності, розташовані на осі інтенсивностей справа від точки А, створюють додатні потоки електромагнітного випромінювання по відношенню до власного випромінювання біооб'єкта, а розташовані зліва – від'ємні потоки. Результати експериментальних досліджень впливу додатних потоків ЕМВ, які використовують для побудови ділянки розподілу АВС рис. 6.15. Експериментальна перевірка впливу від'ємних потоків ЕМВ проводилась приблизно до рівнів потужності на 10-15 дБ менших, ніж рівень потужності власних випромінювань (ділянка AD). Подальше зниження потужності джерела (генератора) від'ємних потоків і експериментальна перевірка розподілу представляють складну технічну проблему, яка потребує додаткових досліджень.

Таким чином можна зробити наступні висновки

1) Використання радіометричної системи для оцінки поглинальної здатності об'єктів дозволяє значно знизити рівні сигналів, які аналізуються і які можуть складати $1 \cdot 10^{-12} \dots 1 \cdot 10^{-14}$ Вт для монохроматичних і $1 \cdot 10^{-20} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц для шумових сигналів.

2) Поглинальна та відбиваюча здатність живих організмів має ярко виражену нелінійність відносно до рівня опромінювання.

3) Аналіз експериментальних даних поглинальної здатності біооб'єктів показує, що організм людини реагує на рівень сигналів, що трохи відрізняються (в 2-5 раз) від власного рівню біооб'єкта.

4) Значне (в 10-100 раз) збільшення інтенсивності призводить до появи відбиття потужності опромінюючого сигналу, що свідчить про захисні властивості живих організмів.

6.5.2. Пристрій для оцінки стану компонентів біооб'єктів

Коефіцієнт відбиття НВЧ-сигналу від біооб'єкту є одним із інформативних параметрів, що широко застосовується медиками, біологами, фізиками для оцінки стану біооб'єктів.

Для ранньої діагностики жовчно-кам'яної хвороби використовували НВЧ-сигнали мм-діапазону. Діагностика полягає в тому, що проводилось визначення порушень колоїдної стабільності міхурної жовчі шляхом опромінювання та визначення ефекту взаємодії низькоінтенсивного сигналу частотою 62 ГГц з розчином жовчі.

Схема проведення досліджень параметрів жовчі із використанням НВЧ-сигналу приведена на рис. 6.16.

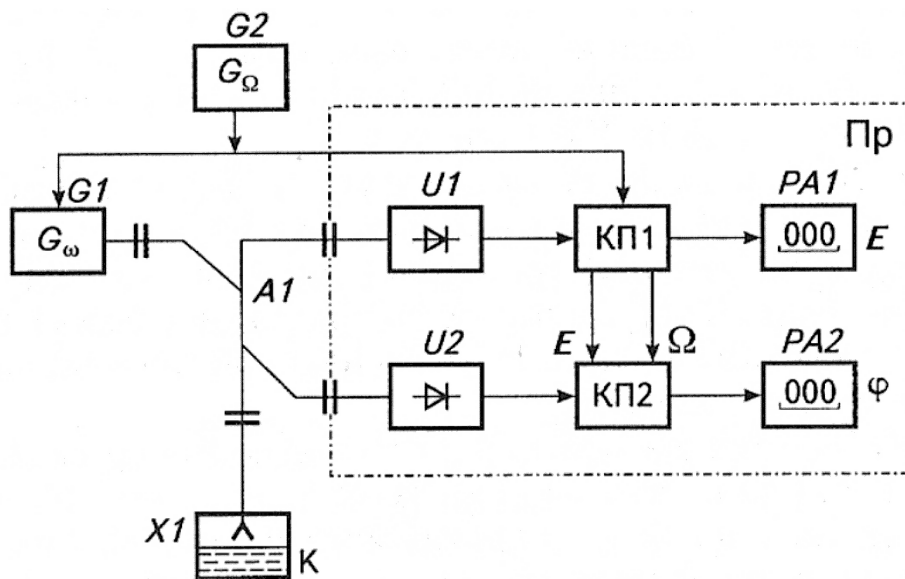


Рис. 6.16. Схема вимірювання коефіцієнту відбиття жовчі

Позначення на рис. 6.16: $G1$ – генератор НВЧ-сигналу; Pr – двоканальний приймач, наприклад, модуляційного типу, який має в своєму складі квадратичні детектори ($U1$ та $U2$), канали перетворення частоти ($KП1$, $KП2$) та індикатори $PA1$ – індикатор амплітуди; $PA2$ – індикатор фази відбитого сигналу; $G2$ – генератор низької частоти, який забезпечує модуляцію сигналу в НВЧ-генераторі ($G1$) та демодуляцію в приймачі (Pr); $A1$ – напрямлений відгалужувач; $X1$ – антена та K – кювета з жовчю. Індикатор $PA1$ забезпечує індикацію амплітуди відбитої від жовчі хвилі, а індикатор $PA2$ — індикацію фазового зсуву між опорним та відбитим сигналом.

Для проведення дослідження у пацієнтів відбиралися методом дуонального зондування проби жовчі об'ємом 1,5-2 мл. Вимірювання коефіцієнту відбиття електромагнітного випромінювання проводилось на жовчі, як хворих так і здорових людей. Жовч здорових людей слугувала контролем. Значення комплексної діелектричної проникливості, яке розраховується на основі амплітуди та фази комплексного коефіцієнта відбиття визначає рівень захворювання. Уявна частка комплексної діелектричної проникливості визначається (розраховується) з використанням амплітуди (E) та фази (ϕ) комплексного коефіцієнта відбиття. Уявна частина комплексної діелектричної проникливості міхурної жовчі є показником за яким надійно діагностується здоровий стан людини, хворих у “стані ризику” та хворих на жовчокам'яну хворобу у стані загострення. Цей метод НВЧ-діагностики може бути рекомендований для неінвазивної діагностики холелітаза на прекалькульозній стадії розвитку жовчно-кам'яної хвороби.

Перспективним є використання системи подібної до приведеної на рис. 6.16 для визначення життєздатності м'яких тканин. В хірургії, особливо пластичній, є актуальним визначення життєздатності м'яких тканин пересаджених під час операції. Методика визначення життєздатності пересаджених тканин шкіри заключається у вимірюванні після операції амплітуди та фази відбитого електромагнітного випромінювання на частоті 62 ГГц з наступним розрахунком комплексного коефіцієнта відбиття (ККВ) НВЧ-сигналу.

Встановлено, що зміна фазового зсуву ККВ на тканині, що відмирає у порівнянні із здоровою з імовірністю $\geq 95\%$ корелює із ступенем розвитку в ній некрозу, причому ці зміни фіксуються вже через добу після операції. В той же час гістохімічні та морфологічні методи та показники дозволяють прогнозувати некробіотичні процеси тільки на третю добу після операції.

Таким чином, НВЧ-метод діагностики життєздатності пересаженої тканини більш чутливий та оперативний за “класичні” методи діагностики. Застосування в подібних випадках методу вимірювання власного випромінювання прооперованої ділянки, наприклад, за допомогою високочутливих радіометричних систем, також повинно забезпечити оперативну та чітку діагностику життєздатності тої чи іншої ділянки шкіри, оскільки мертва чи жива шкіра різко відрізняються за інтенсивністю випромінювання.

Досліджувались також ефекти взаємодії НВЧ-сигналів міліметрового діапазону із непорушеною шкірою людини. Відмічається, що коефіцієнт відбиття в діапазоні 30-70 ГГц $R \approx 40\%$, а глибина проникнення в шкіру $d \approx 0,25-0,3$ мм.

Для проведення вимірювання використовувались дві методики:

- рефлектометрична, в якій проводилось вимірювання амплітуди та фазового зсуву відбитої хвилі з послідовним розрахунком R ;
- калібровочна — порівняння потужності сигналів від біооб’єкта та металеві пластини.

Реалізація рефлектометричної методики виконувалася за допомогою рефлектометрів типу Р2-68 та Р2-69. Співставлення різних варіантів опромінювання шкіри, в основному контактним чином — через рупорну антену та відкритий кінець хвилеводу, через узгоджуючі пластину та інші дозволив авторам зробити ряд важливих висновків, які полягають в тому, що зміни коефіцієнта відбиття від шкіри в основному пояснюються зміною умов узгодження, незначними деформаціями поверхні шкіри, але не зміною параметрів самої шкіри.

Слід відмітити, що вимірювання R проводилося на значних рівнях вихідної потужності ($P_p \approx 1-8$ мВт), що не дозволяє провести аналіз тонких

процесів взаємодії електромагнітних полів і шкіри, які проявляються на рівнях співставлених з рівнем власного випромінювання ($10^{-13} \dots 10^{-14}$ Вт).

6.5.3. Пристрій для глибинного зондування біологічних об'єктів

Відомим способом знаходження дійсної складової діелектричної проникливості речовин є зміна співвідношення між модулями амплітуд падаючої та відбитої від об'єкту, що діагностується, електромагнітної хвилі надвисоких частот (НВЧ). На властивостях відбиття НВЧ сигналів, наприклад, основана діагностика набряків в легенях, мозку та ін. Так, тканини після набряку характеризуються підвищеним коефіцієнтом відбиття НВЧ хвиль по відношенню до коефіцієнта відбиття від здорових тканин.

Складність вимірювання відбиваючих властивостей, наприклад, тіла людини, в діапазоні НВЧ полягає в тому, що для опромінювання використовують зондуючі сигнали малої інтенсивності — приблизно $1-3$ мкВт/см². Рівень відбитого сигналу на один-два порядки слабше ніж зондує чого, що затруднює пошук та вимірювання його на фоні шумів та завад вимірювальної апаратури. З другого боку, при значних відбиттях коефіцієнт відбиття асимптоматично наближається до одиниці і чутливість діагностичного пристрою падає. Тому за оцінку відбиваючих властивостей насичених водою біологічних тканин доцільно взяти не коефіцієнт відбиття, а коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН), який при великих значеннях відбиття прямує до нескінченності. Така особливість цього мікрохвильового параметру забезпечує високу роздільну спроможність діагностичного пристрою до патологічних змін у внутрішніх органах та тканинах живих істот.

Пристрій для діагностики внутрішніх органів живих істот працює таким чином. Високочастотний сигнал ВЧ генератора $G1$ та сигнал НВЧ-генератора $G2$ поступають на ВЧ амплітудний модулятор $U1$, де здійснюється амплітудна модуляція зондуючого НВЧ сигналу сигналом ВЧ. Глибина модуляції — m вибирається невеликою, приблизно $10 \dots 15\%$. Амплітудно-модульований НВЧ сигнал через НВЧ атенюатор $A1$ подається на НВЧ вимикачі, кожен із яких керується різнополярними прямокутними ім-

пульсами, що поступають з виходів формувача НЧ імпульсів, частота проходження яких утворена діленням частоти ВЧ генератора $G1$.

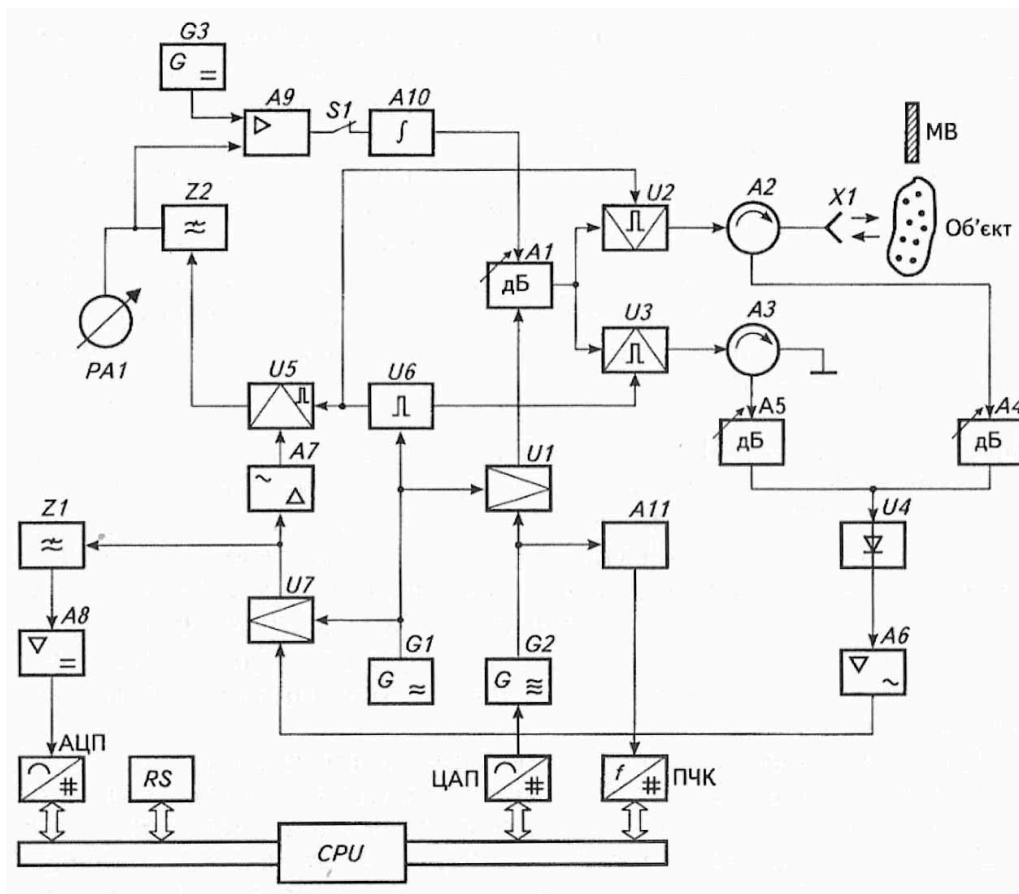


Рис. 6.17. Пристрій для діагностики внутрішніх органів живих істот

Коли перший НВЧ вимикач $U2$ відкритий, НВЧ сигнал поступає через плече циркулятора падаючої хвилі $A2$ в антену $X1$ і випромінюється на об'єкт діагностики. Відбитий НВЧ сигнал приймається антеною $X1$ та через плече циркулятора відбитої хвилі $A2$ та атенюатор $A4$ поступає на НВЧ детекторну секцію $U4$.

Якщо вольт-амперна характеристика детектора — квадратична, на виході НВЧ детекторної секції $U4$ виділяється радіоімпульс з амплітудою

$$\begin{aligned}
 U_{m1} &= \left[|E_a| \cdot m \cdot |T_4| \cdot |T_3| \cdot |T_8| \cdot |\Gamma| \right]^2 \cdot S_{\partial 1} = \\
 &= |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot |T_3|^2 \cdot |T_8|^2 \cdot |\Gamma|^2 \cdot S_{\partial 1},
 \end{aligned}
 \tag{6.12}$$

де $|E_a|$ – модуль комплексної амплітуди напруженості поля на виході НВЧ генератора $G2$; $|T_4|$ – модуль коефіцієнта передачі НВЧ атенюатора $A1$ при довільному керуючому сигналі; $|T_3|$ – модуль коефіцієнта передачі НВЧ тракту від входу НВЧ вимикача $U2$ до входу атенюатора $A4$, який вміщує плече падаючої хвилі $A2$, антену $X1$ та плече відбитої хвилі $A2$; $|T_8|$ – модуль коефіцієнта передачі атенюатора $A4$; $|\Gamma|$ – модуль коефіцієнта відбиття від об'єкта діагностики O ; $S_{\partial 1}$ – чутливість НВЧ детекторної секції $U4$.

При вимкненому НВЧ вимикачі $U2$ і відкритому вимикачі $U3$ НВЧ сигнал проходить до короткозамикача і, вибираючись від нього, через плече відбитої хвилі $A3$ поступає на вхід атенюатора $A5$, проходить його та детектується НВЧ детекторною секцією $U4$. Амплітуда ВЧ радіоімпульсу на виході НВЧ детекторної секції $U4$ приймає значення

$$U_{m2} = E_a^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot |T_{\partial}|^2 \cdot |T_{12}|^2 \cdot S_{\partial 1}, \quad (6.13)$$

де $|T_{\partial}|$ – модуль коефіцієнта передачі НВЧ тракту від входу другого НВЧ вимикача $U3$ до виходу атенюатора $A5$.

Високочастотні радіоімпульси з амплітудами U_{m1} та U_{m2} по черзі підсилюються вибірконим ВЧ підсилювачем $A6$ на частоті ВЧ генератора $G1$, синхронно детектуються ВЧ синхронним детектором $U7$, яким керує безпосередньо ВЧ генератор $G1$. На виході ВЧ синхронного детектора $U7$ формується послідовність відеоімпульсів з амплітудами

$$U_{m3} = |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot |T_3|^2 \cdot |T_8|^2 \cdot |\Gamma|^2 \cdot S_{\partial 1} \cdot S_{\partial 2} \cdot K_{14}, \quad (6.14)$$

$$U_{m4} = |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot |T_{\partial}|^2 \cdot |T_{12}|^2 \cdot S_{\partial 1} \cdot S_{\partial 2} \cdot K_{14}, \quad (6.15)$$

де K_{14} – коефіцієнт підсилення вибіркового ВЧ підсилювача $A6$; $S_{\partial 2}$ – чутливість ВЧ синхронного детектора.

Із послідовності відеоімпульсів з амплітудами U_{m3} та U_{m4} вибірконим ВЧ підсилювачем $A7$, якого настроєно на частоту проходження імпульсів формувача $U6$, виділяється та підсилюється змінна складова напруги з амплітудою

$$\begin{aligned}
U_{m5} &= \frac{U_{m4} - U_{m3}}{2} = \\
&= |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot S_{\partial 1} \cdot S_{\partial 2} \cdot K_{14} \cdot K_{19} \times \\
&\times \frac{|T_{\partial}|^2 \cdot |T_{12}|^2 - |T_3|^2 \cdot |T_8|^2 \cdot |\Gamma|^2}{2},
\end{aligned} \tag{6.16}$$

де K_{19} – коефіцієнт підсилення НЧ вибіркового підсилювача $A7$.

Змінна складова напруги частоти переключення НВЧ перемикачів $U2$ та $U3$ синхронно детектується НЧ синхронним детектором $U5$, який керується вихідною напругою формувача НЧ імпульсів $U6$. Випрямлена НЧ синхронним детектором $U5$ напруга на виході ФНЧ $Z2$ має вигляд

$$\begin{aligned}
U_6 &= S_{\partial 3} U_{m5} = \\
&= \frac{1}{2} \cdot |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot S_{\partial 1} \cdot S_{\partial 2} \cdot S_{\partial 3} \cdot K_{14} \cdot K_{19} \cdot K_{22} \times \\
&\times \left(|T_{\partial}|^2 \cdot |T_{12}|^2 - |T_3|^2 \cdot |T_8|^2 \cdot |\Gamma|^2 \right),
\end{aligned} \tag{6.17}$$

де $S_{\partial 3}$ – чутливість НЧ синхронного детектора $U5$; K_{22} – коефіцієнт передачі другого ФНЧ $Z2$.

Якщо антена $X1$, буде опромінювати не об'єкт діагностування O , а металевий відбивач MB , тоді одержимо сигнал (6.17) у вигляді

$$\begin{aligned}
U'_6 &= \frac{1}{2} \cdot |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_5|^2 \cdot S_{\partial 1} \cdot S_{\partial 2} \cdot S_{\partial 3} \cdot K_{14} \cdot K_{19} \cdot K_{22} \times \\
&\times \left(|T_{\partial}|^2 \cdot |T_{12}|^2 - |T_3|^2 \cdot |T_8|^2 \right)
\end{aligned} \tag{6.18}$$

Після виключення вимикача $S1$ та регулювання атенуаторів $A4$ та $A5$ до одержання нульового показника індикатора $PA1$, маємо $U'_6 = 0$, що можливо при $|T_{\partial}|^2 \cdot |T'_{12}|^2 = |T_3|^2 \cdot |T'_8|^2 = |T|^2$, тобто коефіцієнти передачі НВЧ трактів $|T_{\partial}|$ і $|T_3|$ від входів першого та другого НВЧ вимикачів $U2$ та $U3$ до входу в НВЧ детекторну секцію $U4$ стають однаковими (відкаліброваними) за рахунок встановлення нових значень коефіцієнтів передачі $|T'_8|$ та $|T'_{12}|$ змінних атенуаторів $A4$ та $A5$.

Після проведення калібровки вмикається вимикач $S1$. На виході диференціального підсилювача $A9$ формується підсилена напруга різниці

$$U_7 = \frac{1}{2} \cdot |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot |T|^2 \cdot S_{\partial 1} \cdot S_{\partial 2} \cdot S_{\partial 3} \times \\ \times K_{19} \cdot K_{22} \cdot K_{24} (1 - |\Gamma|^2) - U_0, \quad (6.19)$$

де K_{24} – коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача А9; U_0 – опорна напруга джерела зразкової напруги G3.

Напруга U_7 заряджає інтегратор А10, вихідна напруга якого керує коефіцієнтом передачі НВЧ атенюатора А1. Процес регулювання коефіцієнта передачі НВЧ атенюатора А1 продовжується до тих пір, поки напруга U_7 не стане рівною нулю. В цьому випадку рівняння (6.19) набуває вигляду

$$U_7' = U_7 - U_0 = \frac{1}{2} \cdot |E_a|^2 \cdot m^2 \cdot |T_4|^2 \cdot |T|^2 \cdot S_{\partial 1} \cdot S_{\partial 2} \cdot S_{\partial 3} \times \\ \times K_{14} \cdot K_{19} \cdot K_{22} \cdot K_{24} (1 - |\Gamma|^2) = 0, \quad (6.20)$$

звідки знаходимо встановлене значення коефіцієнта передачі НВЧ атенюатора А1

$$|T_4'|^2 = \frac{2U_0}{|E_a|^2 m^2 |T| S_{\partial 1} S_{\partial 2} S_{\partial 3} K_{14} K_{19} K_{22} K_{24} (1 - |\Gamma|^2)}. \quad (6.21)$$

Із послідовності відеоімпульсів з амплітудами U_{m3} і U_{m4} першого ФНЧ Z1 виділяється також стала складова напруги

$$U_8 = K_{16} \frac{U_{m4} + U_{m3}}{2} = \frac{1}{2} |E_a|^2 m^2 |T_4'|^2 |T|^2 S_{\partial 1} S_{\partial 2} S_{\partial 3} \times \\ \times K_{14} K_{19} K_{22} K_{24} K_{16} (1 + |\Gamma|^2), \quad (6.22)$$

де K_{16} – коефіцієнт передачі першого ФНЧ Z1.

Напруга U_8 підсилюється підсилювачем А8, перетворюється АЦП в машинний код обчислювально-керуючого блоку СРУ, значення якого з урахуванням (6.21) набуває вигляду

$$N' = \frac{K_{17} K_{18}}{K_{16}} \cdot U_0 \cdot \frac{1 + |\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2}, \quad (6.23)$$

де K_{17} – коефіцієнт підсилення А8; K_{18} – коефіцієнт перетворення АЦП.

Якщо коефіцієнт перетворення АЦП вибрати за умовою

$$K_{18} = \frac{K_{16}}{K_{17}}, \quad (6.24)$$

то величина перетвореної АЦП вихідної напруги (6.23) в код стає рівною

$$N = U_0 \cdot \frac{1 + |\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2} = U_0. \quad (6.25)$$

Наявність різницевої величини $1 - |\Gamma|^2$ в знаменнику виразу (6.25) збільшує чутливість діагностичного пристрою. Так при $|\Gamma| \rightarrow 0$, знаменник у (6.25) починає швидко зменшуватися, що призводить до різкого зростання вихідного сигналу N АЦП і, відповідно, чутливості пристрою до діагностичного параметру P та до збільшення його роздільної спроможності.

Із виразу (6.25) видно, що величина КСХН(P) як функція діагностичного параметра P та глибини зондування $d(f)$ дорівнює

$$\text{КСХН}(P, d) = \frac{1}{U_0} N,$$

і не залежить від інтенсивності НВЧ опромінювання, яка характеризується величиною $|E_a|^2$, нестабільності параметрів НВЧ, ВЧ, НЧ елементів (K_{14} , K_{19} , K_{16} , K_{17} , K_{18} , K_{22} , K_{24} , $S_{\partial 1}$, $S_{\partial 2}$, $S_{\partial 3}$, $|T_5|$, $|T|$). Завдяки подвійному вибірковому підсиленню по ВЧ і НЧ та подвійному синхронному детектуванню ВЧ і НЧ сигналів можливо досягти високих коефіцієнтів підсилення відбитого від об'єкту сигналу та співвідношення сигнал/шум підсилювально-перетворювальних каналів. Неминуче розстроювання ВЧ підсилювача також не впливає на результат вимірювання, бо ВЧ радіоімпульси зондуючого та відбитого сигналів підсилюються по черзі одним і тим же розстроюваним підсилювачем A_6 .

Одержані статистичні масиви даних P_i та d_j за допомогою інших пристроїв — рентгенівської апаратури, томографів і паралельно одержані масиви статистичних даних КСХН дозволяють розрахувати та побудувати криві регресії — КСХН(P) та КСХН(d) і зберегти їх як калібровочні графіки в пам'яті СРУ. Глибина проникнення d зондуючого сигналу в об'єкт діагностування регулюється ЦАП шляхом зміни частоти НВЧ генератора

G1, а сама частота реєструється ПЕОМ CPU. Криві регресії КСХН(P) та КСХН(d), а також $d(f)$ дають можливість за розрахованими значеннями КСХН(P, d) визначити діагностовано параметри P_i , їх локалізацію в об'ємі внутрішнього органу або у всьому об'ємі тіла живої істоти, відобразити ці дані на екрані дисплея.

Дослідження показали, що зондування внутрішніх органів людини в діапазоні частот від 0,5 до 37,5 ГГц дозволяє виявляти зміни діагностуючого параметра на глибині до 5 см з похибкою 0,5...1%.

6.5.4. Пристрій для стабілізації якості харчових продуктів

Забезпечення відповідної якості продуктів та збільшення терміну їх зберігання є однією із основних проблем харчової промисловості. Стан збереження продуктів оцінюють зміною кислотного числа, наявністю мікробної заселеності та складом поживних речовин (білків, вуглеводів і вітамінів) по відношенню до початкових значень цих показників необробленого продукту.

Значне збільшення кислотного числа та мікробної заселеності, зменшення білків, вуглеводів та вітамінів погіршує харчову цінність продуктів або призводить до їх непридатності в харчуванні людини. Збільшення терміну зберігання досягається за рахунок використання різноманітних методів консервації (стабілізації) продуктів, основними із яких є теплова та хімічна обробка продуктів, які, однак, в більшості випадків не зберігають початковий склад компонентів продукту, що є суттєвим їх недоліком.

Так, наприклад, термічна консервація зменшує кількість біологічно активних речовин (БАР) і не забезпечує збереження їх (вітамінів, ферментів та білків) в повному обсязі, оскільки денатурація більшості білків настає в діапазоні температур від 45°C до 50°C та потребує значних енергетичних затрат для своєї реалізації.

Консервація за допомогою фумарової кислоти рекомендована зокрема у виробництві комбікормів, але вона не може використовуватись в технологіях консервації харчових продуктів, оскільки змінює хімічний склад продуктів.

Вченими України розроблений пристрій консервації необроблених продуктів, у якому використовується міліметровий діапазон електромагнітного випромінювання та радіометрична система, яка забезпечує вимірювання поглинання продукту, визначення частоти максимального поглинання, що забезпечує консервацію продукту із збереженням його початкової якості та збільшенням терміну зберігання.

Міліметровий діапазон хвиль ($3 \cdot 10^{10} \dots 3 \cdot 10^{11}$ Гц) притаманний біологічним об'єктам та органічним структурам, — клітинам і молекулам. Біологічні макромолекули та надмолекулярні системи мають власні частоти коливань, які знаходяться в мм-діапазоні хвиль. Так взаємне пізнавання ферментів та субстрату, їх зближення, створення ферментно-субстратних комплексів характеризуються часовими проміжками $10^{-8} \dots 10^{-9}$ с, що відповідає частотам $10^8 \dots 10^9$ Гц, біомембрани та молекули води мають характеристичні частоти в діапазоні $10^9 \dots 10^{10}$ Гц. Органічні сполуки $-\text{COO}^-$, $-\text{NH}_3^+$ та ін., які відіграють важливу роль у функціонуванні білкових молекул — $10^{10} \dots 10^{11}$ Гц, локальні мікрохімічні зміни в активних центрах молекул та клітин характеризуються частотою $10^{10} \dots 10^{11}$ Гц. Під дією частот мм-діапазону в біологічних структурах виникає резонансне нетеплове поглинання. Максимум поглинання визначається умовою резонансу, коли частота зовнішнього поля співпадає з частотою власних коливань біологічних структур.

Розглядаючи продукти, що підлягали тільки механічній обробці, як органічні залишки біологічних структур, макромолекул і надмолекулярних систем, що мають власні характеристичні частоти в діапазоні мм-хвиль, можна чекати на прояв стабілізуючого впливу електромагнітного випромінювання в залежності від дози енергії, яка поглинається продуктом.

Найбільший стабілізуючий ефект (С) відповідає частоті максимального поглинання продукту f_p . Потужність, що поглинається продуктом можна визначити виразом

$$P_{\Pi} = P_G - P_V, \quad (6.26)$$

де P_G – потужність сигналу на виході генератора $G1$; P_V – відбита потужність, що вимірюється приймачем $A3$; P_{Π} – потужність, що поглинається продуктом.

З урахуванням (6.26) стабілізуючий ефект C буде максимальний, коли:

$$C \equiv P_{\Pi} = P_G - P_V = \max. \quad (6.27)$$

На рис. 6.18 наведена функціональна схема пристрою для стабілізації продукту. Пристрій містить в собі генератор міліметрового діапазону $G1$, хвилевід $A1$, підключений до входу напрямленого відгалуджувача $A2$, перший вихід якого сполучено з опромінюючою антеною $X1$, а другий із приймачем $A3$, вихід якого через квадратний детектор $U1$ сполучений із індикатором PA , об'єкт опромінення (продукт) 1 , контейнер 2 та робоча металева камера 3 . Продукти, що консервуються, розміщують в зоні дії міліметрового електромагнітного випромінювання і екранований від навколишнього простору.

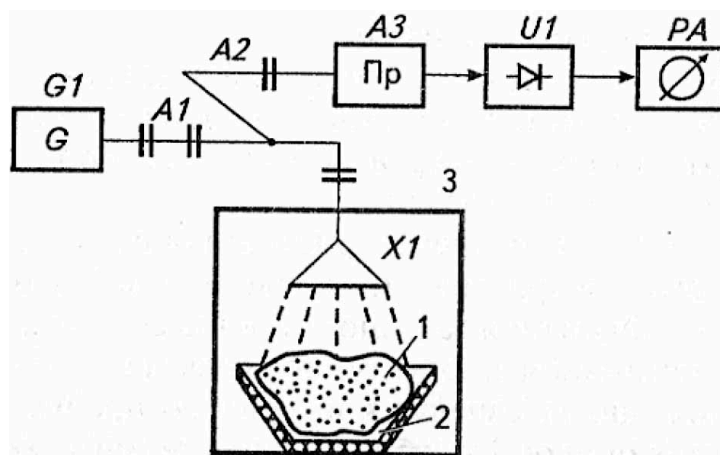


Рис. 6.18. Структурна схема установки стабілізації якості продуктів.

Пристрій працює наступним чином. На виході генератора мм-діапазону $G1$ установлюють мінімальну частоту робочого діапазону генератора f_{\min} та вихідну потужність 8-12 мВт, щоб забезпечити в зоні продукту інтенсивність сигналу 5-10 мВт/см², яка не викликає розігрів продукту. Під антену $X1$ в контейнері 2 розміщують продукт 1 , що консервується та за допомогою вимірювального приймача $A3$ фіксують значення відбитої потужності P_V . За формулою (6.26) розраховують потужність що поглина-

ється продуктом – P_{Π} . Надалі змінюючи частоту генератора від f_{\min} до f_{\max} визначають резонансну частоту максимального поглинання. На визначеній f_r проводять опромінення розфасованої партії продуктів, періодично перевіряючи значення поглинання P_{Π} . Під дією міліметрового випромінювання на резонансних частотах проходить стабілізація ферментно-субстратних комплексів продукту, що забезпечує збереження його початкових характеристик, консервує та збільшує термін зберігання.

Для оптимізації інтенсивності випромінювання доцільно порівнювати потужність опромінюючого сигналу з рівнем власного опромінювання, тобто використати комбіновану радарну РС.

Перевірка пристрою для консервації продуктів проводилась на партії пшеничних зародків в лабораторіях Науково-дослідного центру квантової медицини “Відгук” МОЗ України та Українського державного університету харчових технологій на чотирьох партіях пшеничних зародків.

Одна із партій була висушена інфрачервоною сушкою при 80°C . Три партії були покладені на зберігання при температурі $+20^{\circ}\text{C}$ і одна при 0°C .

Аналіз експериментальних даних показав, що кислотне число обробленої партії пшеничних зародків електромагнітним випромінюванням мм-діапазону хвиль нетеплової інтенсивності наприкінці терміну зберігання відрізняється від показника кислотного числа контрольних партій і має значення менші від контрольної партії яка зберігалась при $t = +20^{\circ}\text{C}$ на 41,4%, та від контрольної партії, що зберігалась при $t = 0^{\circ}\text{C}$, на 23,8%, а також висушених під дією інфрачервоних випромінювань на 19,6 %, окрім того, відмічено зниження кількісного та видового складу мікрофлори.

Таким чином, проведені дослідження показали, що опромінювання пшеничних зародків хвилями мм-діапазону нетеплової інтенсивності стабілізує якість і подовжує термін їх зберігання.

Запропонований пристрій для консервації забезпечує збереження поживних речовин (білків, вуглеводів та вітамінів), практично на рівні значень необробленого продукту із зменшенням енергозатрат на декілька порядків.

6.6. Радіохвильові методи визначення вмісту жиру в молоці

Радіохвильовий метод визначення жирності молока оснований на пропусканні електромагнітних НВЧ хвиль через контрольований зразок певного об'єму і визначення змін характеристик цих хвиль.

Проте, результат контролю залежить від нестабільності джерела НВЧ коливань і впливу ряду зовнішніх діючих факторів (температури, вологості і т.п.). Тому як вимірювану величину доцільно використовувати відносний параметр, значення якого не залежить від інтенсивності опромінювання контрольованого об'єкта (коефіцієнти пропускання і відбиття).

Відомо, що коефіцієнт відбиття електромагнітної хвилі, яка падає на межу розділення повітря-контрольоване середовище (молоко), визначається кутом падіння хвилі, її поляризацією і електрофізичними властивостями середовища. Властивості середовища (молока) визначаються його складом, в першу чергу кількістю жиру. Оскільки діелектрична проникність води $\epsilon_в$ набагато більша за діелектричну проникність жиру $\epsilon_{ж}$ (на частоті 2450 МГц $\epsilon_в \approx 80$, а $\epsilon_{ж} \approx 2,5$), то відбивальні властивості молочного середовища різної жирності мають суттєві відмінності.

Вимірюючи коефіцієнт відбиття хвилі від поверхні молока при сталій температурі, можна одержати достатню інформацію про жирність молока. Найбільш точні результати при вимірюванні жирності молока одержують, коли хвиля падає нормально до поверхні. Тоді похибки орієнтації поверхні контрольованого середовища відносно падаючого потоку електромагнітної енергії мало впливають на розмір потоку відбитої енергії.

Коли відбиті хвилі накладаються на падаючі, у просторі між джерелом НВЧ випромінювання і контрольованим об'єктом створюються стоячі хвилі. Дослідження показали, що найбільш точні результати одержують при використанні як вимірювану величину відношення максимуму напруги стоячої хвилі до мінімуму її напруги: U_{\max}/U_{\min} . Тут U_{\max} відповідає пучності стоячої хвилі, а U_{\min} її вузлу. Ці величини на відміну від інших відносних величин (коефіцієнти поглинання і відбиття) мають найбільш бли-

з'язку до лінійної залежності від жирності молока в діапазоні від 3% і вище (рис. 6.19а).

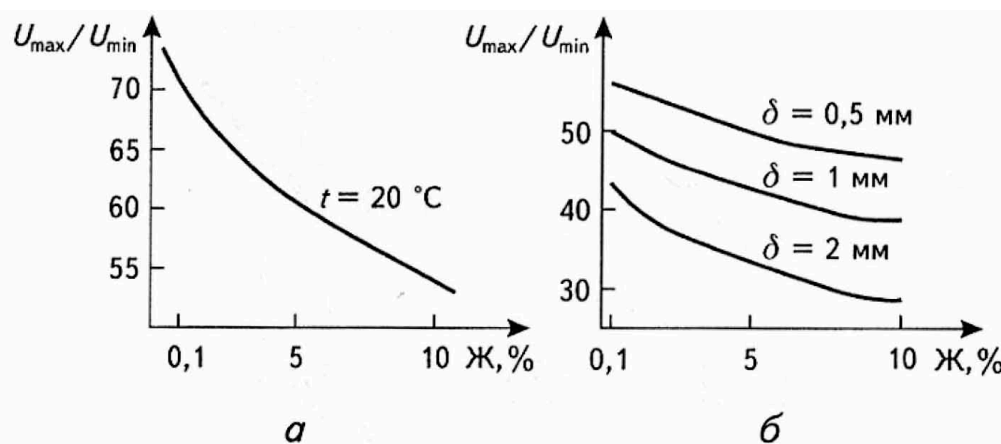


Рис. 6.19. Залежність параметрів стоячої хвилі від жирності молока (а) та від товщини стінок молокопроводу (б)

Зовнішні впливи пропорційно змінюють як U_{\max} , так і U_{\min} , тому відношення U_{\max}/U_{\min} практично залишається сталим при зміні зовнішніх впливових факторів.

Перспективним є спосіб визначення жирності молока без попереднього відбору і підготовки проб: прямо в потоці через шар матеріалу, з якого виготовлений молокопровід. Жирність молока визначають за співвідношенням максимального і мінімального значень стоячої електромагнітної хвилі НВЧ, відбитої від межі розділення: повітря-поверхня контрольованого середовища, в даному випадку, молока (рис. 6.20а).

НВЧ коливання, що виробляються генератором 1, через атенюатор 2 і чотириплечий НВЧ міст 3 направляються антеною 6 на поверхню досліджуваного молока 9 і, відбившись від неї, знову приймаються антеною 6 і пропускаються через плече 4 моста на НВЧ детектор 8. Продетектований сигнал, що характеризує жирність молока, реєструється приладом 7. Балансування моста здійснюється атенюатором 10.

Для експресної реєстрації на віддалі результатів вимірювання і можливості застосування цього методу в автоматичних поточних лініях, застосовується механізм 5 прямохідно-зворотного ходу антени відносно повер-

хні молока (рис. 6.20б). В результаті коливальних зміщень антени *б* на реєстру вальний прилад *7* після детектування з частотою коливань антени поступає модульована напруга, з амплітудою, пропорційною відношенню U_{\max}/U_{\min} , яке однозначно визначає жирність молока.

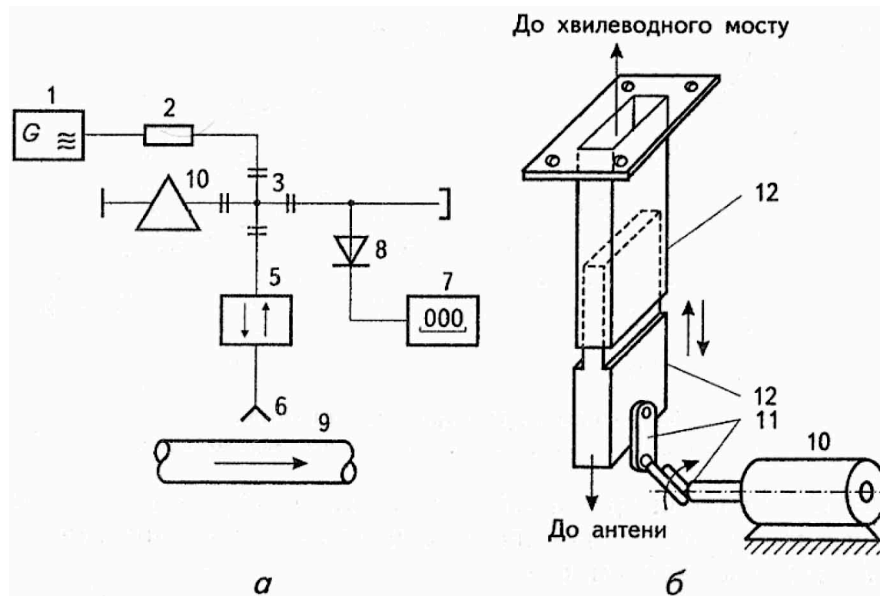


Рис. 6.20. Схема НВЧ вимірювача жирності молока (а) з механізмом коливальних зміщень антени (б)

Джерелом похибок тут є змінність товщини стінок молокопроводу. На рис. 6.19б приведена залежність вимірюваної величини відношення U_{\max}/U_{\min} від товщини δ стінок (0,5-2 мм) на довжині хвилі, що дорівнює 3 см. Врахування впливу товщини стінок молокопроводу на вказану залежність треба застосовувати при градуюванні вимірювальних приладів. Шкали градуються в діапазоні жирностей від 0,1 до 12%. Подальше удосконалення приладу доцільно проводити шляхом виключення із схеми електромеханічних вузлів і підвищення чутливості до концентрації жиру. Крім того, нестабільність НВЧ потужності, що генерується, і змінність параметрів детектора також впливають на покази реєструючого приладу, що знижує точність вимірювання.

Розглянемо більш сучасну схему (рис. 6.21) періодичного порівняння вимірювання жирності молока, в якій забезпечується можливість отриман-

ні пропорційної залежності між напругою, що вимірюється, і жирністю молока незалежно від нестабільності НВЧ потужності і непостійності параметрів схеми.

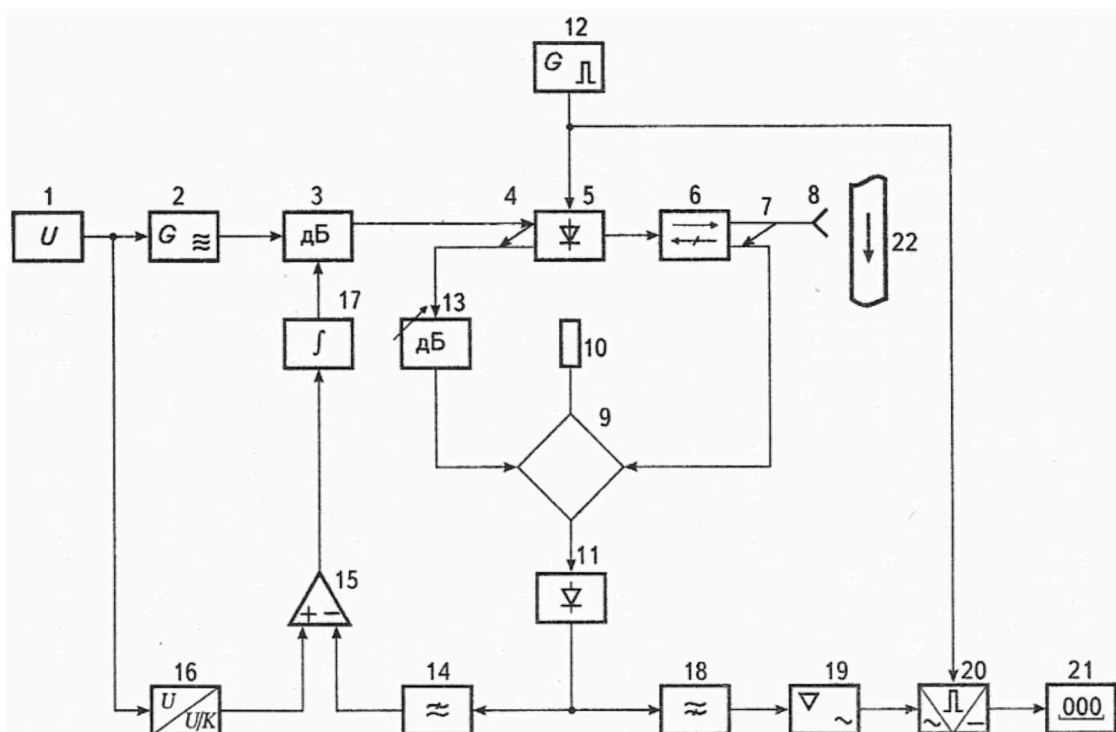


Рис. 6.21. Одноканальний НВЧ вимірювач жирності молока періодичного порівняння.

Вимірювач містить блок живлення 1, до якого під'єднаний НВЧ-генератор 2. Коливання від генератора 2 через послідовно з'єднані регульований НВЧ атенюатор 3, направлений відгалужувач 4, відкритий НВЧ ключ 5, вентиль 6, направлений відгалужувач 7 надходять на приймально-передаючу антену 8. НВЧ коливання, що випромінювання по нормалі до поверхні молокопроводу 22 частково поглинаються молоком, а частково відбиваються від межі розділу повітря-молоко. Відбиті НВЧ коливання приймаються антеною 8 і через направлений відгалужувач 7 надходять на один з входів подвійного хвилеводного моста 9. Частина коливань поглинається у погодженому навантаженні 10, а частина надходить у НВЧ детектор 11.

Вихідну напругу НВЧ детектора 11 можна представити у вигляді

$$U_1 = S_{11}K_3K_9K_7(\Gamma_0 - \Delta\Gamma)P_0, \quad (6.29)$$

де K_3 – коефіцієнт передачі автоматично регульованого атенюатора 3; P_0 – НВЧ-потужність генератора 2; Γ_0 – коефіцієнт відбиття знежиреного молока; $\Delta\Gamma$ – зміна коефіцієнта відбиття, пропорційна кількості жиру в молоці; K_7 – коефіцієнт передачі направлено відгалужувача 7; K_9 – коефіцієнт передачі подвійного хвилеводного моста 9; S_{11} – чутливість НВЧ детектора 11.

Роботою ключа 5, виконаного, наприклад, на $p-i-n$ -діоді, керує прямокутна напруга генератора 12 низької частоти. Позитивні і негативні імпульси змінної напруги генератора 12 відкривають або закривають $p-i-n$ -діод НВЧ ключа 5. Якщо діод відкритий, то НВЧ коливання поступають на приймально-передаючу антену 8. Якщо діод закритий, то НВЧ коливання повністю відбиваються від нього і через направлений відгалужувач 4 надходять на регульований НВЧ атенюатор 13 і далі спрямовуються на інший вхід подвійного хвилеводного моста 9.

Вихідна напруга НВЧ детектора 11 при цьому приймає значення

$$U_2 = S_{11}K_9K_{13}K_4K_3P_0, \quad (6.30)$$

де K_{13} – коефіцієнт передачі регульованого атенюатора 13; K_4 – коефіцієнт передачі направлено відгалужувача 4.

При періодичному відкриванні і закриванні з низькою частотою ключа 5 на виході НВЧ детектора 11 формується послідовність відеоімпульсів з амплітудами U_1 і U_2 . Постійна складова послідовності відеоімпульсів

$$U_3 = \frac{U_1 + U_2}{2} = \frac{1}{2} S_{11}K_3K_7[K_7(\Gamma_0 - \Delta\Gamma) + K_{13}K_4]P_0 \quad (6.31)$$

виділяється фільтром 14 нижніх частот і надходить на один із входів диференційного підсилювача 15. На інший вхід диференційного підсилювача надходить частина напруги від блока живлення 1 через подільник напруги 16. Вихідна напруга диференційного підсилювача заряджає інтегратор 17, вихідна напруга якого регулює коефіцієнт передачі K_3 НВЧ атенюатора 3. Процес автоматичного регулювання коефіцієнта передачі K_3 продовжу-

ється до тих пір, поки напруга на входах диференційного підсилювача 15 не зрівняються. В режимі, що встановився

$$U_3 = \frac{1}{2} S_{11} K_3 K_9 K_{14} [K_7 (\Gamma_0 - \Delta\Gamma) + K_{13} K_4] = U_0, \quad (6.32)$$

де U_0 – постійна складова на виході подільника напруги 16; K_{14} – коефіцієнт передачі фільтра 14 нижніх частот.

З отриманої рівності випливає, що коефіцієнт передачі K_3 НВЧ атенюатора 3 приймає значення

$$K_3 = \frac{2U_0}{S_{11} K_9 K_{14} [K_7 (\Gamma_0 - \Delta\Gamma) + K_{13} K_4] P_0}. \quad (6.33)$$

Змінна складова послідовності відеоімпульсів

$$U_4 = \frac{U_1 - U_2}{2} = \frac{1}{2} S_{11} K_3 K_9 [K_7 (\Gamma_0 - \Delta\Gamma) - K_{13} K_4] P_0, \quad (6.34)$$

виділяється фільтром 18 верхніх частот. Ця напруга підсилюється підсилювачем 19 низької частоти і випрямляється фазочутливим випрямлячем 20, який управляється від генератора низької частоти:

$$U_5 = K_{18} K_{19} U_4, \quad (6.35)$$

де K_{18} – коефіцієнт передачі фільтра 18 верхніх частот; K_{19} – коефіцієнт підсилювача 19 низької частоти.

Змінна складова U_4 з врахуванням усталеного значення коефіцієнта передачі НВЧ атенюатора (6.33) приймає вигляд

$$U_4 = \left[\frac{K_7 (\Gamma_0 - \Delta\Gamma) - K_{13} K_4}{K_7 (\Gamma_0 - \Delta\Gamma) + K_{13} K_4} \right] \frac{U_0}{K_{14}}. \quad (6.36)$$

В схемі вимірювача жирності застосовуються одно типові направлені відгалужувачі відбитих коливань 4 і 7. Тому можна вважати, що $K_4 = K_7$. Коефіцієнт відбиття передачі НВЧ атенюатора встановлюють в процесі калібрування по знежиреному молоку при відсутності змінної складової ($U_4 = 0$). Цьому відповідає відношення $K_{13} = \Gamma_0$. Тоді вимірювана напруга буде мати вигляд

$$U_5 = K_{18} K_{19} \frac{-\Delta\Gamma U_0}{(2\Gamma_0 - \Delta\Gamma) K_{14}}. \quad (6.37)$$

Якщо вибрати фільтри 14 і 18 з однаковими коефіцієнтами передачі ($K_{14} = K_{18}$) і врахувати, що при жирності молока до 12% $\Delta\Gamma \ll \Gamma_0$, то

$$U_5 = \frac{-K_{19}\Delta\Gamma U_0}{2\Gamma_0}.$$

Таким чином, вихідна напруга, що реєструється приладом 21, пропорційна відносній зміні коефіцієнта відбиття $\Delta\Gamma/\Gamma_0$ НВЧ коливань від молокопроводу. При цьому напруга, що реєструється, не залежить від рівня НВЧ потужності, що генерується (P_0), чутливості НВЧ детектора (S_{11}) і параметрів вимірювальної схеми (K_3 , K_4 , K_7 і K_9). Вплив товщини стінок молокопроводу на Γ_0 враховується при калібровці вимірювача відповідною зміною коефіцієнту передачі атенюатора 13. Результат вимірювання визначається не за абсолютною зміною коефіцієнта відбиття Γ_0 , а його відносним значенням $\Delta\Gamma/\Gamma_0$, тому значно знижений вплив змін температури і інших чинників, що можуть вливати на результати вимірювання.

Жирність молока оцінюється через відношення кількості молочного жиру до об'ємної кількості молока і являє собою відносну величину. Тому і відносна зміна коефіцієнта відбиття $\Delta\Gamma/\Gamma_0$ зв'язана лінійною залежністю з жирністю молока, як відносною величиною. При цьому нульові покази реєструючого приладу відповідають нульовій жирності молока.

Експериментальні дослідження, проведені з молоком різної жирності (0,1-12 %), на довжині хвилі вільного НВЧ випромінювання 3 см і частоті перемикання 1 кГц на трьох діапазонах вимірювання показали, що лінійна залежність має місце в межах жирності від 0,1 до 3,6% при абсолютній похибці не більш, ніж 0,05%. В діапазоні 3,6-6% похибка стає трохи більшою, але не перевищує 0,1%. В діапазоні 6-12% виявляється методична похибка від впливу $\Delta\Gamma$ на Γ_0 у знаменнику виразу напруги і похибка збільшується до 0,2%.

Зміна діапазону вимірювання в даному НВЧ вимірювачі жирності молока здійснюється зміною коефіцієнта підсилення K_{19} підсилювача 19 низької частоти без змін у інших елементах схеми.

6.7. Методи і засоби виділення та оцінки біоінформаційного випромінювання біооб'єктів

Біологічні об'єкти такі як людина, тварина, риба та рослина випромінюють електромагнітні хвилі (ЕМХ) у міліметровому діапазоні довжин хвиль (діапазоні надзвичайно високих частот – 30...300 ГГц). Джерелом ЕМХ є рівноважні теплові процеси, які підтримують температуру багатьох біологічних об'єктів вище температури навколишнього середовища. Випромінювальна здатність B нагрітих тіл в діапазоні надвисоких частот визначається законом Релея-Джинса.

$$B = \frac{2f^2 K T \beta}{c^2}, \quad (6.38)$$

де f – частота; K – постійна Больцмана; T – температура; β – коефіцієнт випромінювання (сірості); c – швидкість світла у вакуумі.

Іншим джерелом ЕМХ є нерівноважні процеси, які викликаються метаболічними та іншими фізіологічними процесами у клітинах організму. Інтенсивність такого біоінформаційного випромінювання пов'язана з активністю інформаційного обміну між окремими органами та системами організму в цілому.

Радіотеплове випромінювання, яке формується рівноважними процесами, має шумовий характер, а його інтенсивність у відповідності із законом Релея-Джинса пропорційна температурі об'єкта T_0 . При температурі біологічних об'єктів 35-45°C потужність радіотеплового випромінювання мала і знаходиться в межах 10^{-12} ... 10^{-13} Вт. Біоінформаційне (нетеплове) випромінювання на клітковому рівні, яке визначається нерівноважними процесами, є когерентним та регулює життєдіяльність як окремих клітин, так і організму в цілому. Малі розміри клітин, зокрема їх мембран, у порівнянні з довжиною випромінюючих ЕМХ (міліметри), призводить до того, що щільність енергії ЕМХ вже на малій відстані від біооб'єкту знижується на багато разів, до того ж це зниження супроводжується стохастизацією випромінювання. За рівнем інтенсивності біоінформаційне випромінюван-

ня слабше за радіотеплове ($10^{-13} \dots 10^{-14}$ Вт) та важко розрізняється на його фоні.

Напругу теплових шумів, характеризуючи її як випадковий стаціонарний (наприклад, вузькосмуговий) процес, можна записати у вигляді

$$U_T(t) = u_T(t) \cos[\omega t + \varphi(t)]. \quad (6.39)$$

В той же час за наявності нерівноважних процесів в об'єктах (наприклад, в плазмі, біооб'єктах) формуються детерміновані сигнали типу:

$$U_\omega(t) = u_\omega \cos[\omega t + \varphi], \quad (6.40)$$

які є інформаційними та характеризують властивості об'єктів.

Реєстрація слабких детермінованих сигналів на фоні більш сильних шумових сигналів є складною технічною задачею, вирішення якої можливе з використанням високочутливих радіометричних систем. Сумарне випромінювання об'єкта можна представити у вигляді суперпозиції детермінованого та шумового сигналу

$$U_\Sigma(t) = U_\omega(t) + U_T(t). \quad (6.41)$$

Кореляційна функція адитивної суміші цих сигналів має вигляд

$$R_{T\omega}(\tau) = \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} [U_\omega(t) + U_T(t)] \times [U_\omega(t + \tau) + U_T(t + \tau)] dt \quad (6.42)$$

де t_C – час спостереження; τ – затримка сигналів.

Після перемноження отримуємо

$$\begin{aligned} R_{T\omega}(\tau) = & \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_\omega(t) \cdot U_\omega(t + \tau) dt + \\ & + \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_\omega(t) \cdot U_T(t + \tau) dt + \\ & + \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_T(t) \cdot U_\omega(t + \tau) dt + \\ & + \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_T(t) \cdot U_T(t + \tau) dt. \end{aligned} \quad (6.43)$$

В рівнянні (6.43) друга та третя складова є взаємокореляційні функції детермінованого та шумового сигналу, а перша та четверта — автокореляційні функції цих же сигналів. У відповідності із властивостями кореляційного процесу взаємокореляційні функції не створюють постійної складової за відсутності кореляції, а автокореляційні формують постійну складову сигналу на виході схеми вимірювання.

Таким чином, рівняння (6.43) з урахуванням наведених особливостей кореляційного процесу можна записати у вигляді

$$R_{T\omega}(0) = \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_\omega(t) \cdot U_\omega(t + \tau) dt + \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_T(t) \cdot U_T(t + \tau) dt. \quad (6.44)$$

В свою чергу

$$R_\omega(0) = \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_\omega(t) \cdot U_\omega(t + \tau) dt = P_{\omega.cер}, \quad (6.45)$$

$$R_T(0) = \lim_{t_C \rightarrow \infty} \frac{1}{2t_C} \int_0^{+t_C} U_T(t) \cdot U_T(t + \tau) dt = P_{T.cер}. \quad (6.46)$$

Рівняння (6.45) та (6.46) описує середню потужність детермінованого та відповідно шумового сигналу за час спостереження t_C , з урахуванням чого вираз (6.44) можна записати, як:

$$P_{T\omega.cер} = P_{T.cер} + P_{\omega.cер}. \quad (6.47)$$

Таким чином, потужність випромінювання фізичного тіла при наявності адитивної суміші детермінованого та шумового сигналу є сума потужностей цих сигналів.

У випадку $P_{T.cер} < P_{\omega.cер}$ виявлення детермінованої інформаційної складової (P_ω) є простою технічною задачею, оскільки в координатах ($P_{T\omega.cер}$, f) сумарна потужність на частоті резонансу (нерівноважному процесі) значно збільшується, що вільно реєструється радіометричним вимірювачем. Прикладом реєстрації подібного співвідношення потужностей

є вимірювання селективного НВЧ-випромінювання потужних потоків плазми та мікрохвильового випромінювання плазми неонові лампочки.

Однак, за співвідношення $P_{T.сер} > P_{\omega.сер}$, що характерно для об'єктів із низькими температурними градієнтами по відношенню до навколишнього середовища (наприклад, біооб'єктів), реєстрація потужності детермінованого сигналу є складною технічною задачею, оскільки середня потужність $P_{T\omega.сер}$ в координатах $(P_{T\omega.сер}, f)$, практично є постійною величиною, яка визначається рівнем $P_{T.сер}$. Реєстрацію детермінованої компоненти ($P_{\omega.сер}$) можна виконати за допомогою високочутливої радіометричної кореляційної системи, змінюючи затримку в межах $0 < \tau < \tau_{max}$. Оскільки автокореляційна функція шумового сигналу асимптотично зменшується за інтенсивністю, то τ_{max} вибирають такою, щоб на фоні зменшення $P_{T.сер}$ зареєструвати постійне значення автокореляційної функції детермінованого (гармонічного) сигналу рис. 6.22.

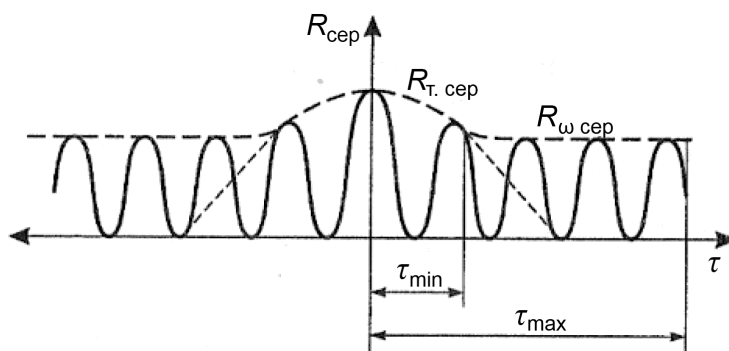


Рис. 6.22. Графік розподілу автокореляційної функції випадкового та детермінованого сигналів

Іншою можливістю реєстрації детермінованого сигналу є виділення потужності теплової компоненти із сумарного сигналу та вимірювання залишку, що представляє собою інформаційний сигнал, однак подібне розділення є складною технічною задачею. Оскільки $P_{T.сер} > P_{\omega.сер}$ нам представляється перспективним дещо модернізований варіант оцінки рівня $P_{\omega.сер}$,

який заключається у поетапному вимірюванні потужності сумарного випромінювання $P_{T\omega.cер}$, потім виділенні та вимірюванні $P_{T.cер}$ з наступним вирахуванням $P_{\omega.cер}$ за формулою

$$P_{\omega.cер} = P_{T\omega.cер} - P_{T.cер}. \quad (6.48)$$

Теплова компонента, яка описується законом Релея-Джинса в межах перетину одного розміру хвилеводу, наприклад, 3,6x1,8 мм, що відповідає діапазону частот 53-78 ГГц є практично однаковою за інтенсивністю. На наш погляд таку постійність вихідної потужності можна використовувати в якості нормуючого параметра. Відношення $P_{\omega.cер}/P_{T.cер}$ в цьому випадку буде характеризувати індивідуальні особливості біоб'єкта. Експериментальні дослідження підтвердили високу інформативність цього співвідношення, яке корелює із фізіологічним станом організму.

Пристрій для вимірювання відношення $P_{\omega.cер}/P_{T.cер}$ (рис. 6.23) працює таким чином.

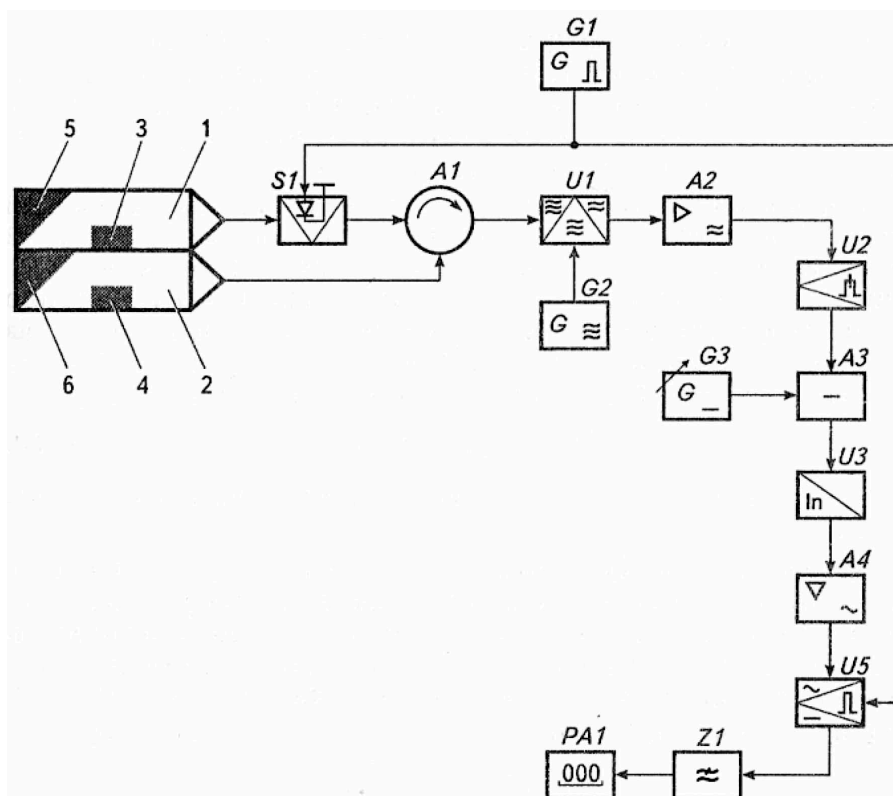


Рис. 6.23. Пристрій для аналізу емісійних властивостей живого білка

Радіотеплове і біологічне випромінювання від робочого хвилеводного давача 1, в якому розміщений біологічний зразок 3, що аналізується, надходить в смузі НВЧ на вхід керованого *p-i-n*-ключа *SI*, до виходу якого під'єднаний першим входом циркулятор *A1*. Радіотеплове випромінювання опорного хвилеводного давача 2 з імітаційним зразком 4 з неживого білку, який знаходиться в безпосередньому тепловому контакті з робочим здавачем, надходить на другий вхід циркулятора *A1*. Керований ключ *SI* виконаний на *p-i-n*-діодах і працює за принципом повного відбивання, коли на його керуючий вхід подана напруга.

Періодична зміна режиму керованого ключа (відбиває – пропускає) здійснюється прямокутними імпульсами модулюючої напруги, що утворюється низькочастотним мультівібратором *G1*. В напівперіод модулюючої напруги низької частоти, коли ключ *SI* пропускає випромінювання, на вхід змішувача *U1* надходить шумовий сигнал з дисперсією

$$\bar{U}_{11}^2 = K_1(\bar{U}_{21}^2 + \bar{U}_3^2 + \bar{U}_4^2), \quad (6.49)$$

де \bar{U}_{21}^2 – дисперсія радіотеплового випромінювання зразка, що аналізується; \bar{U}_3^2 – дисперсія біоінформаційного випромінювання живого білка; \bar{U}_4^2 – дисперсія власних шумів змішувача, наведених до його входу; K_1 – коефіцієнт передачі хвилеводного тракту.

В цьому стані керованого ключа *SI* шумовий сигнал з виходу опорного хвилеводного давача 2 минає через циркулятор *A1*, відкритий керований ключ *SI* і надходить до робочого хвилеводного давача 1, в якому поглинається навантаженням 5.

В наступний напівперіод модулюючої напруги, коли керований ключ *SI* закритий і повністю відбиває випромінювання, шумовий сигнал з виходу робочого хвилеводного давача 1 відбивається і поглинається навантаженням 5. В той же час вихідний сигнал опорного хвилеводного давача 2 проходить через циркулятор *A1*, відбивається від закритого керованого ключа *SI* і знов через циркулятор *A1* надходить на вхід змішувача *U1*. Дисперсія вхідного сигналу змішувача приймає значення

$$\bar{U}_{12}^2 = K_1(\bar{U}_{22}^2 + \bar{U}_4^2), \quad (6.50)$$

де \bar{U}_{22}^2 – дисперсія радіотеплового випромінювання імітаційного зразка.

При періодичній роботі керованого ключа $S1$ з частотою Ω низькочастотного мультівібратора $G1$ на вході змішувача $U1$ формується модульований за амплітудою сигнал, який складається з пакетів шумових сигналів з дисперсіями (6.49) і (6.50). З урахуванням реального співвідношення складових сигналів (6.49) і (6.50), коли $\bar{U}_4^2 \gg \bar{U}_{21}^2 = \bar{U}_{22}^2 > \bar{U}_3^2$, глибина модуляції вхідного сигналу змішувача $U1$ мала і представляється виразом

$$m_1 = \frac{\bar{U}_{11}^2 - \bar{U}_{12}^2}{\bar{U}_{11}^2 + \bar{U}_{12}^2} = \frac{\bar{U}_3^2}{2(\bar{U}_4^2 + \bar{U}_{21}^2)}. \quad (6.51)$$

За допомогою сигналу ВВЧ гетеродину $G2$ спектр мікрохвильового випромінювання переноситься на проміжну рівничну частоту ω_0 , на яку настроєний підсилювач $A2$ проміжної частоти. Ширина спектру $\Delta\omega$, що переноситься, визначається смугою пропускання $\Delta\omega_0$ підсилювача проміжної частоти з центральною частотою $\omega_0 \gg \Omega$. В один напівперіод роботи керованого відгалужувача $S1$ ($\pi/\Omega \gg \pi/\omega_0$) дисперсія вузькосмугового шумового сигналу на виході підсилювача $A2$ проміжної частоти

$$\bar{U}_{51}^2 = K_1 S_1 K_2 [\bar{U}_{21}^2(\omega_0) + \bar{U}_3^2(\omega_0) + \bar{U}_4^2(\omega_0)], \quad (6.52)$$

а в інший напівперіод

$$\bar{U}_{52}^2 = K_1 S_1 K_2 [\bar{U}_{22}^2(\omega_0) + \bar{U}_4^2(\omega_0)], \quad (6.53)$$

де S_1 – крутість гетеродинного перетворення частоти; K_2 – коефіцієнт підсилення підсилювача проміжної частоти.

Пакети сигналів проміжної частоти ω_0 з дисперсіями (6.52) і (6.53) почергово надходять на амплітудний детектор $U2$ з квадратичною характеристикою. На виході детектора формуються відеоімпульси з амплітудами, пропорційними дисперсії сигналів, що детектуються

$$U_{61} = K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 [\bar{U}_{21}^2(\omega_0) + \bar{U}_3^2(\omega_0) + \bar{U}_4^2(\omega_0)], \quad (6.54)$$

$$U_{62} = K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 [\bar{U}_{22}^2(\omega_0) + \bar{U}_4^2(\omega_0)], \quad (6.55)$$

де S_2 – крутість перетворення квадратичного детектора.

Відеоімпульси U_{61} і U_{62} по чергово впливають на один вхід блоку віднімання $A3$, на інший вхід якого надходить постійна напруга від джерела $G3$. Постійна напруга U_7 джерела $G3$ встановлюється з умови компенсації власних шумів $U1$, які впливають на глибину модуляції (6.51),

$$U_7 = K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 \bar{U}_4^2(\omega_0). \quad (6.56)$$

При виконанні умови (6.56) амплітуди відеоімпульсів на виході блоку $A3$ приймають значення

$$U_{81} = K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 K_3 [\bar{U}_{21}^2(\omega_0) + \bar{U}_3^2(\omega_0)], \quad (6.57)$$

$$U_{82} = K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 K_3 \bar{U}_{22}^2(\omega_0), \quad (6.58)$$

де K_3 – коефіцієнт передачі блоку віднімання.

Після функціонального перетворення відеоімпульсів в логарифматорі $U3$ їхні амплітуди приймають остаточний вигляд

$$U_{91} = S_3 \ln \left\{ K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 K_3 [\bar{U}_{21}^2(\omega_0) + \bar{U}_3^2(\omega_0)] \right\}, \quad (6.59)$$

$$U_{92} = S_3 \ln \left[K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 K_3 \bar{U}_{22}^2(\omega_0) \right], \quad (6.60)$$

де S_3 – крутість логарифмічного перетворення.

Глибина амплітудної модуляції послідовності відеоімпульсів збільшується і з урахуванням рівності $\bar{U}_{21}^2 = \bar{U}_{22}^2$ приймає значення

$$m_2 = \frac{U_{91} - U_{92}}{U_{91} + U_{92}} = \frac{\ln \left[\frac{\bar{U}_{21}^2(\omega_0) + \bar{U}_3^2(\omega_0)}{\bar{U}_{21}^2(\omega_0)} \right]}{\ln \left\{ \left(K_1^2 S_1^2 K_2^2 S_2 K_3 \right)^2 [\bar{U}_{21}^2(\omega_0) + \bar{U}_3^2(\omega_0)] \bar{U}_{21}^2(\omega_0) \right\}}. \quad (6.61)$$

Підсилювач $A4$ низької частоти з послідовності відеоімпульсів (6.60) виділяється і посилюється змінна складова частота Ω з амплітудою

$$U_{10} = K_4 \frac{U_{91} - U_{92}}{2} = \frac{1}{2} S_3 K_4 \ln \frac{\bar{U}_{21}^2(\omega_0) + \bar{U}_3^2(\omega_0)}{\bar{U}_{21}^2(\omega_0)}, \quad (6.62)$$

де K_4 – коефіцієнт підсилення підсилювача $A4$ низької частоти.

Вираз (6.62) можна представити у вигляді

$$U_{10} = \frac{1}{2} S_3 K_4 \ln \left[1 + \frac{\bar{U}_3^2(\omega_0)}{\bar{U}_{21}^2(\omega_0)} \right],$$

що можна розкласти в степеневий ряд

$$U_{10} = \frac{1}{2} S_3 K_4 \left[\frac{\bar{U}_3^2(\omega_0)}{\bar{U}_{21}^2(\omega_0)} - \frac{\bar{U}_3^4(\omega_0)}{\bar{U}_{21}^4(\omega_0)} + \dots \right]. \quad (6.63)$$

Потужність біоінформаційного випромінювання значно менш потужності радіотеплового випромінювання ($\bar{U}_3^2 = \bar{U}_{21}^2$). Тому другим і наступними членами ряду (6.63) можна зневажити. Тоді напруга

$$U_{10} = \frac{1}{2} S_3 K_4 \frac{\bar{U}_3^2(\omega_0)}{\bar{U}_{21}^2(\omega_0)}. \quad (6.64)$$

Напруга U_{10} випрямляється синхронним детектором $U5$, який управляється прямокутною напругою мультівібратора $G1$, і згладжується фільтром $Z1$ нижніх частот. Вихідна постійна напруга вимірюється електронним вольтметром $PA1$.

З виразу (6.64) слідує, що показання індикатора вольтметра $PA1$ пропорційні відношенню потужностей біоінформаційного і радіотеплового випромінювань

$$\alpha = K_0 \frac{\bar{U}_3^2(\omega_0)}{\bar{U}_{21}^2(\omega_0)}, \quad (6.65)$$

де α – показання вольтметра $PA1$; $K_0 = \frac{S_3 K_4}{2}$ – коефіцієнт пропорційності.

Відношення потужностей

$$\eta = \frac{\bar{U}_3^2}{\bar{U}_{21}^2}, \quad (6.66)$$

і є мірою емісійних властивостей живого білка, бо це відношення не залежить від маси зразка, що досліджується, а визначається інтенсивністю біохімічних процесів в живих організмах і рослинних тканинах.

Незалежність емісійного коефіцієнта η від маси пояснюється тим, що потужність як біоінформаційного так і радіотеплового випромінювань пропорційна кількості матеріалу, що аналізується. Крім того, відношення потужностей, що вимірюється, не залежить від передавальних властивостей хвилеводних здавачів і з'єднуючих хвилеводів (K_1), непостійності крутості гетеродинного перетворення спектру сигналів, що порівнюються (S_1), нестабільності коефіцієнта підсилення виборчого підсилювача проміжної частоти (K_2), чутливості амплітудного детектора (S_2) і коефіцієнта передачі від'ємника (K_3).

Коефіцієнт пропорційності K_0 залежить тільки від стабільності низькочастотних блоків схеми і визначається в процесі калібровки по зразкам мікроорганізмів, емісійна спроможність яких оцінюється по результатам біохімічних досліджень. Імітаційний зразок готується з біологічної тканини такої ж маси, як і зразок, що досліджується. Знеживлення білка в імітаційному зразку здійснюється його нагрівом до температури $80...90^\circ$, при якій відбувається зварювання білка.

Додаткове виділення тепла, пов'язане з біохімічними процесами в матеріалах і тканинах з живим білком, призводить до деякого підвищення температури робочого давача. Завдяки гарному тепловому контакту давачів 1 і 2 температури робочого і опорного здавачів врівноважуються. Так саме компенсується вплив непостійності зовнішньої температури на рівень радіотеплового випромінювання зразка, що досліджується і імітаційного зразка. Компенсуючи напруга (6.56) встановлюється при порожніх хвилеводних давачах 1 і 2 по відсутності різницевої напруги на виході від'ємника АЗ.

В ряді випадків для оцінки стану живого організму необхідно безпосередньо визначати біоінформаційну складову загального електромагнітного випромінювання біооб'єктів.

На рис. 6.24 наведена функціональна схема пристрою, що реалізує вимірювання біоінформаційної складової електромагнітного випромінювання розглянутим чином.

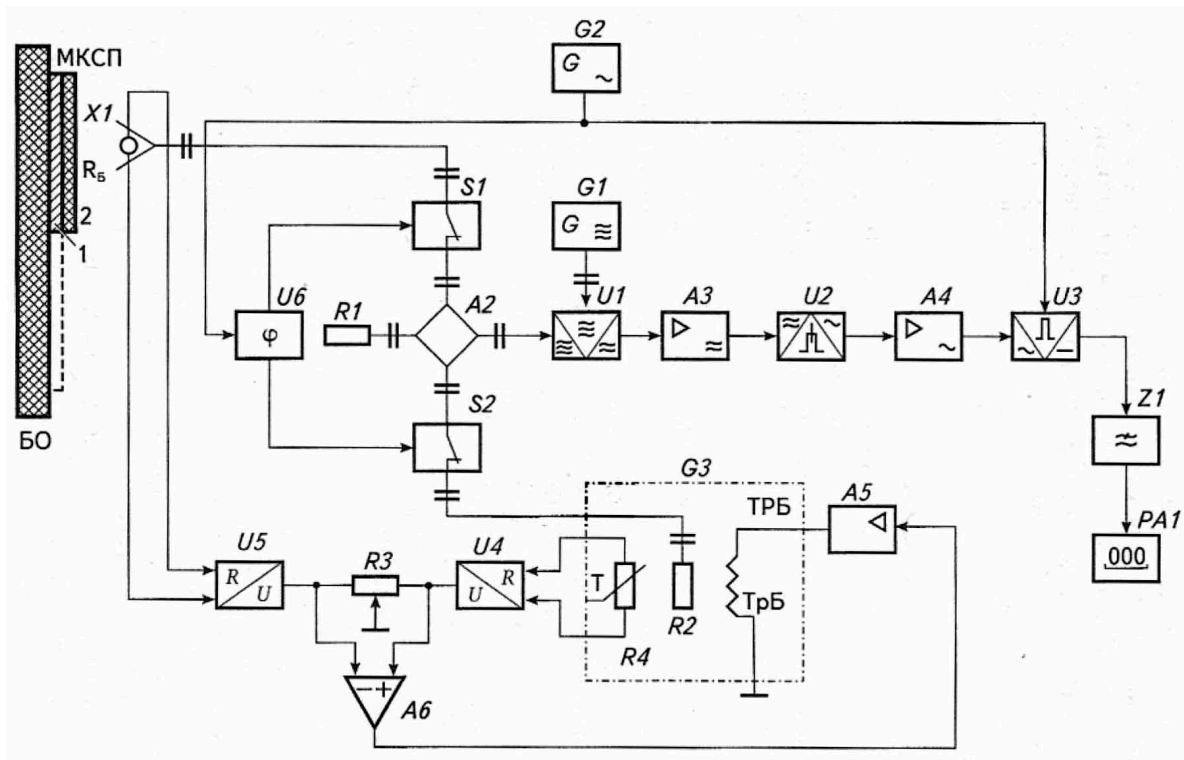


Рис. 6.24. Радіометрична система для вимірювання біоінформаційної складової ЕМВ

Пристрій містить у собі приймальну НЗВЧ-антену $X1$, у фокусі якої розташований приймач $РБ$ інфрачервоного випромінювання, наприклад, болометр. До виходу антени через автоматичний НЗВЧ-ключ $S1$ одним входом підключений подвійний хвилеводний трійник $A2$, другий вхід якого через автоматичний НЗВЧ-ключ $S2$ з'єднаний з хвилеводним навантаженням $R2$ генератора шуму, який розташований у термостаті (ТРМ). Один вихід подвійного хвилеводного трійника з'єднаний з узгодженим навантаженням $R1$, а до другого виходу під'єднані послідовно з'єднані змішувач $U1$, підсилювач $A3$ проміжної частоти, квадратичний детектор $U2$, підсилювач $A4$ низької частоти, синхронний детектор $U3$, фільтр $Z1$ нижніх частот та індикатор $PA1$. Другий вхід синхронного детектора з'єднаний з виходом генератора $G2$ низької частоти, а другий вхід змішувача з'єднаний з виходом НЗВЧ-гетеродина $G1$. Вимірювальний перетворювач $U5$ опору у напругу своїми входами з'єднаний з болометром, а своїм виходом через реохорд $R3$ з'єднаний з виходом другого вимірювального перетворювача

U4 опору у напругу, який під'єднаний до датчика температури *R4*, наприклад, терморезистора, та який знаходиться в тепловому контакті з хвилеводним навантаженням генератора шуму. Рухомий контакт реохорда заземлений, а його потенціальні затискачі з'єднані з входами диференційного підсилювача *A6*, вихід якого через підсилювач *A5* потужності з'єднаний з входом термоелектричної батареї (*ТРБ*), яка знаходиться у тепловому контакті з хвилеводним навантаженням генератора шуму. Вхід фазорозщеплювача *U6* під'єднаний до виходу генератора низької частоти, а його паразитні виходи з'єднані з другими входами автоматичних НЗВЧ-ключів.

Металокерамічний селективний перетворювач *МКСП*, який складається з металевої *1* та керамічної *2* пластини розташований на біологічному об'єкті *БО*, який досліджується.

Суть вимірювання полягає в наступному.

Біоінформаційне випромінювання об'єкту, яке генерується клітинами і регулює діяльність живих організмів, виникає внаслідок метаболічних та інших фізіологічних процесів і виявляється у НЗВЧ-діапазоні (міліметровому діапазоні довжин хвиль). Радіотеплове випромінювання, що визначається температурою об'єкта, діє в широкому діапазоні частот, включаючи оптичний діапазон.

Таким чином, сумарну потужність випромінювання біологічного об'єкту можна записати у вигляді

$$P_{\Sigma} = P_{T_0} + P_R + P_{\omega}, \quad (6.67)$$

де: P_{T_0} , P_R – потужність відповідно інфрачервоної та радіошумової компоненти теплового випромінювання в діапазоні мм-хвиль; P_{ω} – потужність біоінформаційної компоненти випромінювання в діапазоні мм-хвиль.

Шкіра людини та тварини за випромінювальною здатністю відрізняється від абсолютно чорного тіла і відноситься до класу сірих тіл, у яких коефіцієнт випромінювання менше одиниці, але для всіх довжин хвиль однаковий. Ця властивість й покладена в основу запропонованого способу.

Для виділення та вимірювання біоінформаційної складової електромагнітного випромінювання приймання сигналу від об'єкту відбувається у два етапу.

На першому етапі на ділянку об'єкту, що досліджується розміщують металокерамічний селективний перетворювач металевою пластиною в сторону об'єкта. За рахунок наявності скін-ефекту в металевій пластині всі три електромагнітні компоненти (P_{T_0} , P_R , P_ω) описані рівнянням (6.67) повністю відбиваються від пластини.

Завдяки доброму тепловому контакту металокерамічного селективного перетворювача з об'єктом та високій теплопровідності металевої пластини забезпечується нагрівання керамічної пластини перетворювача до температури об'єкта T_0 .

Нагріта до температури об'єкту керамічна пластина, що має коефіцієнт сірості та випромінювальну здатність близькими до показників шкіри об'єкту, починає випромінювати електромагнітну енергію як в міліметровому діапазоні (НЗВЧ), так і в інфрачервоному діапазоні. На виході металокерамічного селективного перетворювача формується сигнал, потужність якого можна записати у вигляді

$$P'_\Sigma = P_{T_0} + P_R, \quad (6.68)$$

в якому відсутня біоінформаційна компонента P_ω .

Випромінювання мм-діапазону приймають НЗВЧ-антенною, а інфрачервоне випромінювання — приймачем ІЧ-випромінювання, який розташований на антені. Прийнятий НЗВЧ-антенною сигнал P_R порівнюють за потужністю з НЗВЧ-сигналом P_G , що генерується тепловим генератором шуму і яка пропорційна його температурі.

За потужністю прийнятого ІЧ-випромінювання формують електричну напругу, яка пропорційна температурі металокерамічного селективного перетворювача, а за температурою теплового генератора шуму формують другу пропорційну електричну напругу. Із порівнюючих напруг отримують різницеву напругу, якою підстроюють температуру генератора шуму до досягнення рівності напруг, які порівнюються. Потім додатково зміню-

ють співвідношення електричних напруг, що порівнюються, до отримання рівності НЗВЧ-сигналів, які поступають від антени та генератора шуму. При досягненні рівності потужностей НЗВЧ-сигналів можна вважати, що радіотеплове випромінювання металокерамічного селективного перетворювача, а таким чином, і радіотеплове випромінювання біологічного об'єкту зкомпенсовано НЗВЧ-випромінюванням теплового генератора шуму надзвичайновисоких частот. При цьому результат компенсації не залежить від коефіцієнта випромінювання керамічної пластини металокерамічного селективного перетворювача, оскільки температура генератора шуму визначається потужністю інфрачервоного випромінювання, яке як і потужність НЗВЧ-випромінювання в однаковій мірі визначаються цим коефіцієнтом.

На другому етапі з об'єкту, що досліджується зсувається металокерамічний селективний перетворювач і приймання випромінювання ведуть безпосередньо від поверхні біологічного об'єкту. Оскільки випромінювальна здатність об'єкту, в цьому випадку дещо відрізняється від випромінювальної здатності керамічної пластини перетворювача, потужність випромінювання при тій же температурі об'єкту T_0 зміниться. Але ці зміни будуть однакові як в НЗВЧ-діапазоні, так і в ІЧ-діапазоні. Тому умови компенсації радіотеплової складової випромінювання об'єкту сигналом НЗВЧ-генератора шуму також не порушаться.

Одночасно з радіотепловим випромінюванням НЗВЧ-антенною буде прийматися біоінформаційна складова випромінювання об'єкту. Тому потужність прийнятого НЗВЧ-випромінювання перевищить компенсуючу потужність випромінювання генератора шуму. Різниця потужностей порівнюючих випромінювань, яка вимірюється, і є мірою біоінформаційної складової випромінювання біологічного об'єкту.

Пристрій працює наступним чином.

Металокерамічний селективний перетворювач, який розміщений на ділянці об'єкту, що досліджується представляє собою з'єднані між собою металеву та керамічну пластини з високою теплопровідністю. Металева пластина виготовляється, наприклад, із міді, а керамічна – наприклад, із

берілевої кераміки. Вибір матеріалів можна проводити скориставшись випромінювальною здатністю мінералів наближеної до здатності шкіри людини. Антенною $X1$ приймається НЗВЧ-випромінювання, а болометром R_b , який розташований всередині антени та використовується як приймач інфрачервоного випромінювання, приймається теплове ІЧ-випромінювання від керамічної пластини металокерамічного селективного перетворювача. Сигнал антени $X1$ через автоматичний НЗВЧ-ключ $S1$ поступає на один із входів подвійного хвилеводного трійника $A2$, на другий вхід якого через автоматичний НЗВЧ-ключ $S2$ поступає сигнал хвилеводного навантаження $R2$ генератора шуму, розташованого в термостаті. Ключі виконані на $p-i-n$ -діодах та працюють в протифазі, що забезпечує по чергу проходження НЗВЧ-сигналів та генератора шуму на вході змішувача $U1$, на другий вхід якого поступає сигнал від НЗВЧ-гетеродина $G1$.

Коливання різницевої (проміжної) частоти виділяються та підсилюються підсилювачем $A3$ проміжної частоти та детектуються квадратичним детектором $U2$. При нерівності потужностей сигналів антени $X1$ та генератора шуму $R2$ на виході квадратичного детектора $U2$ виділяється змінна складова напруги частоти комутації автоматичних НЗВЧ-ключів $S1$ і $S2$. Змінна напруга підсилюється підсилювачем $A4$ низької частоти та випрямляється синхронним детектором $U3$, який керується напругою генератора $G2$ низької частоти. Цей же генератор керує роботою автоматичних НЗВЧ-ключів $S1$ і $S2$ через фазорозщеплювач $U6$. Випрямлена напруга упосереднюється фільтром $Z1$ нижніх частот та вимірюється індикатором $PA1$.

Під впливом температури опір болометра R_b змінюється та перетворюється в електричну напругу за допомогою вимірювального перетворювача $U5$ опір – напруга. Температура, терморезистора $R4$, що знаходиться в тепловому контакті з хвилеводним навантаженням $R2$ генератора шуму та використовується як датчик температури зміною опору перетворюється також в електричну напругу аналогічним вимірювальним перетворювачем $U4$. Реохордом $R3$ з руховим та заземленим контактом та диференціальним підсилювачем $A6$ формується напруга, пропорційна різниці вихідних напруг перетворювачів $U5$ і $U4$. Різницева напруга підсилюється за потужні-

стю підсилювачем $A5$ та поступає на термоелектричну батарею, яка також знаходиться в тісному тепловому контакті з хвилеводним навантаженням $R2$. Якщо температура металокерамічного селективного перетворювача на ділянці біологічного об'єкту, яка досліджується 1 не дорівнює температурі хвилеводного навантаження $R2$ термостатованого генератора шуму, то різниця напруга за допомогою термобатареї нагріває або охолоджує це навантаження в залежності від напрямку струму через спаї термоелементів батареї. Таким чином автоматично зрівнюється температура об'єкту та температура навантаження генератора шуму.

Однак, через різну інтенсивність теплового випромінювання в ІЧ- і НЗВЧ-діапазоні та похибок перетворення температур встановлення рівності напруг перетворювачів $U5$ і $U4$ ще не означає повну рівність радіотеплового НЗВЧ-випромінювання об'єкту та радіотеплового випромінювання навантаження генератора шуму. Оператор переміщенням контакту реохорда $R3$ добивається нульового показання індикатора $PA1$, що означає рівність потужностей НЗВЧ-сигналів незалежно від рівня шумів НЗВЧ-тракту порівняння та похибок перетворення. В подальшому умова компенсації потужності сигналів зберігається автоматично при зміні опромінюючої здатності металокерамічного перетворювача або об'єкту.

Після досягнення компенсації металокерамічний селективний перетворювач зсувається. Рівність потужностей НЗВЧ-сигналів, які порівнюються порушується через появу біоінформаційної складової у випромінюванні біологічного об'єкту 1. Це призводить до появи низькочастотної складової на виході квадратичного детектора $U2$. Низькочастотна напруга підсилюється підсилювачем $A4$, синхронно детектується детектором $U3$ та після упосереднення фільтром $Z1$ нижніх частот вимірюється індикатором $PA1$, проградуєваним в одиницях потужності випромінювання.

Розрізняльна здатність пристрою до НЗВЧ-випромінювання визначається частотою генератора $G2$ та постійною часу фільтра $Z1$ нижніх частот. Так при частоті комутації 1000 Гц та постійній часу 1 сек комутаційний пристрій дозволяє виміряти біоінформаційне випромінювання потужністю

порядку $10^{-14} \dots 10^{-15}$ Вт при смузі пропускання підсилювача проміжної частоти в 50 МГц.

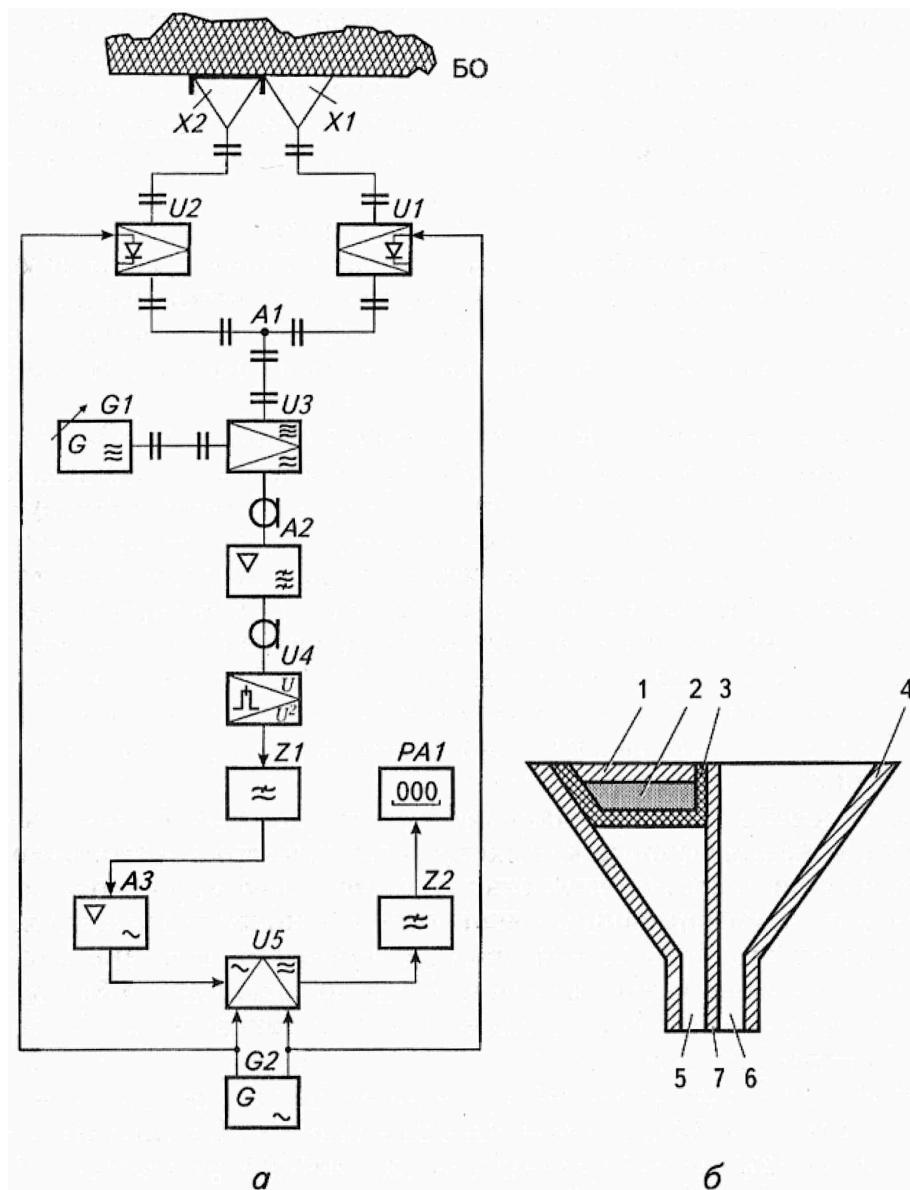


Рис. 6.25. Радіометрична система для автоматизованої оцінки біоінформаційної компоненти

До недоліків розглянутого радіометричного вимірювача слід віднести відсутність автоматизованої реєстрації біоінформаційної компоненти та низька швидкодія за рахунок поетапного вимірювання сумарної та теплової складової ЕМВ. Нижче пропонується радіометричний вимірювач, який безпосередньо вимірює біоінформаційну компоненту.

Пристрій (рис. 6.25а) містить в собі контактну антену $X1$ НВЧ-діапазону вимірювального каналу, імпульсний модулятор $U1$ вимірювального каналу, контактну антену $X2$ НВЧ-діапазону, закриту екраном опорного каналу, імпульсний модулятор $U2$ опорного каналу, хвилеводний трійник $A1$, змішувач $U3$, генератор $G1$ НВЧ-діапазону, що перестроюється за частотою, підсилювач $A2$ проміжної частоти, квадратичний детектор $U4$, перший фільтр $Z1$ нижніх частот, підсилювач $A3$ низької частоти, синхронний детектор $U5$, генератор $G2$ низької фіксованої частоти, другий фільтр $Z2$ нижніх частот, індикатор $PA1$.

Позицією BO позначена ділянка поверхні (шкіри) живого організму.

Екранована антена $X2$ опорного каналу (рис. 6.25б) виконана у вигляді конічного рупора 4 , в якому розташований зі сторони приймального кінця металеве діелектричного перетворювача спектру приймаючого випромінювання, у вигляді вкладиша, який складається із металевієї пластини 1 і діелектричної пластини 2 , радіопрозорого пасивного термостата 3 і вихідні хвилеводи на виході рупора 5 і 6 , та металевієї перетинки 7 , яка відокремлює між собою антени $X1$ і $X2$.

Пристрій працює наступним чином.

Антени $X1$ і $X2$ вимірювального і опорного каналів розташовують на поверхні (шкірі) досліджуемого організму BO , який генерує рівноважне (радіотеплове) випромінювання і нерівноважне (біоінформаційне) випромінювання. Біоінформаційна складова електромагнітного випромінювання генерується клітинами живого організму внаслідок метаболічних та інших фізіологічних процесів і регулює діяльність клітин, органів і всього організму в цілому. Радіотеплова складова випромінювання пропорційна абсолютній температурі організму і коефіцієнту випромінювальної здатності шкіри. В НВЧ-діапазоні присутні обидві складові електромагнітного випромінювання.

Потужність вихідного сигналу антени $X1$ НВЧ-діапазону пропорційна сумарній інтенсивності обох випромінювань

$$P_1 = S_1(I_T + I_\omega), \quad (6.69)$$

де I_T – інтенсивність радіотеплового випромінювання; I_ω – інтенсивність біоінформаційного випромінювання ($I_\omega < I_T$); S_1 – чутливість антени.

Вхід антени $X2$ закритий екраном і тому прямий прийом електромагнітного випромінювання об'єкту неможливий. Однак, внаслідок теплового контакту екрану антени зі шкірою організму відбувається його нагрівання до температури досліджуваної ділянки шкіри. Антена $X2$ опорного каналу починає приймати вторинне радіотеплове випромінювання із внутрішньої поверхні діелектричної пластини через радіопрозорий пасивний термостат. Вважаючи, що випромінювальна здатність екрану при відповідному виборі та обробці його поверхні близька до випромінювальної поверхні шкіри БО організму, потужність вихідного сигналу антени $X2$ пропорційна тільки інтенсивності радіотеплового випромінювання

$$P_2 = S_1 I_T. \quad (6.70)$$

Імпульсні модулятори $U1$ і $U2$ працюють в ключовому режимі (відкритий-закритий) і керуються протифазними напругами генератора $G2$ низької частоти. Коли модулятор $U1$, виконаний на $p-i-n$ -діодах відкритий, то аналогічний модулятор $U2$ закритий, і навпаки. Тому в один напівперіод низькочастотної напруги на вхід змішувача $U3$ через трійник $A1$ подається сигнал з потужністю

$$P_3 = K_1 S_1 (I_T + I_\omega + I'_R), \quad (6.71)$$

де I'_R – сумарна інтенсивність власних шумів змішувача $U3$, генератора $G1$ та підсилювача $A2$ проміжної частоти, приведена до входу змішувача при відкритому модуляторі $U1$; K_1 – коефіцієнт передачі трійника $A1$.

Відповідно в наступний напівперіод низькочастотної напруги на вхід змішувача $U3$ через трійник $A1$ впливає сигнал з потужністю

$$P_4 = K_1 S (I_T + I''_R), \quad (6.72)$$

де I''_R – інтенсивність власних шумів при відкритому модуляторі $U2$ опорного каналу.

Оскільки приймальні антени $X1$ і $X2$ працюють при однаковій температурі і мають однакові вихідні опори, то можна вважати, що інтенсивності власних шумів $I'_R = I''_R = I_R$.

В результаті змішування коливань прийнятих сигналів із суцільним спектром з коливаннями монохроматичного сигналу генератора $G1$ НВЧ-діапазону відбувається створення ансамблю коливань різницевих частот. Якщо частота генератора $G1$, яка виконує роль гетеродину, дорівнює f_1 , то різницеві частоти утворюються з коливань складових НВЧ-спектру прийнятих випромінювань в області частот

$$f_2 = f_1 + f_4, \quad (6.73)$$

$$f_3 = f_1 - f_4, \quad (6.74)$$

де f_4 – центральна частота вузькосмугового підсилювача $A2$ проміжної частоти.

При смузі пропускання Δf_4 підсилювача $A2$ проміжної частоти різницеві частоти f_{5i} будуть знаходитись в межах

$$\sum_{i=1}^n f_{5i} = f_4 \pm \frac{\Delta f_4}{2}, \quad (6.75)$$

де число n визначається шириною смуги пропускання підсилювача проміжної частоти.

Потужність сигналу проміжних частот (6.75), який складається з коливань різницевої частоти (6.75), буде визначатися станом модуляторів $U1$ і $U2$.

В один напівперіод роботи модуляторів потужність сигналу

$$P_6 = K_1 K_2 S_1 S_2 (I_T + I_\omega + I_R) P_5, \quad (6.76)$$

в другий напівперіод потужність сигналу

$$P_7 = K_1 K_2 S_1 S_2 (I_T + I_R) P_5, \quad (6.77)$$

де K_2 – коефіцієнт підсилення за потужністю підсилювача $A2$; S_2 – крутизна перетворення змішувача $U3$; P_5 – потужність генератора $G1$.

На виході квадратичного детектора $U4$ в сусідні напівперіоди перемикання модуляторів відповідно будуть утворювати відеоімпульси напруги

$$U_1 = S_3 P_6 = K_1 K_2 S_1 S_2 S_3 (I_T + I_\omega + I_R) P_5, \quad (6.78)$$

$$U_2 = S_3 P_7 = K_1 K_2 S_1 S_2 S_3 (I_T + I_R) P_5, \quad (6.79)$$

де S_3 – чутливість квадратичного детектора $U4$.

Із послідовності відеоімпульсів з напругами U_1 і U_2 підсилювачем $A3$ низької частоти виділяється та підсилюється змінна складова, амплітуда якої пропорційна напіврізниці напруг відеоімпульсів

$$U_3(t) = K_3 \frac{U_1 - U_2}{2} \text{sign} \sin \omega t, \quad (6.80)$$

де K_3 – коефіцієнт підсилення підсилювача $A3$ низької частоти; ω – кругова частота генератора $G2$ низької частоти.

Змінна напруга $U_3(t)$ випрямляється синхронним детектором $U5$ та згладжується фільтром $Z2$ нижніх частот. В якості опорної напруги синхронного детектора $U5$ використовуються протифазні напруги генератора $G2$ низької частоти, кожна з яких керує модуляторами $U1$ і $U2$.

Вихідна напруга фільтра $Z2$ нижніх частот з урахуванням (6.81) і (6.79) має вигляд

$$U_4 = \frac{1}{2} K_1 K_2 K_3 S_1 S_2 S_3 P_5 I_\omega. \quad (6.81)$$

Враховуючи, що коефіцієнти перетворення ланцюгів вимірювальної схеми постійні, в результаті маємо

$$U_4 = S_0 I_\omega, \quad (6.82)$$

де $S_0 = \frac{1}{2} K_1 K_2 K_3 S_1 S_2 S_3 P_5$ – чутливість пристрою до біоінформаційної складової електромагнітного випромінювання.

Таким чином, введення опорного каналу з джерелом вторинного радіотеплового випромінювання дозволяє безпосередньо вимірювати біоінформаційну складову випромінювання незалежно від інтенсивності I_T , теплового випромінювання досліджуваної ділянки шкіри об'єкту та рівня власних шумів I_R приймальної апаратури.

Перестроюючи частоту генератора $G2$ в НВЧ-діапазоні, вимірюють інтенсивність біоінформаційної складової на різних ділянках спектру міліметрового випромінювання. Деяку похибку в результаті вимірювання вносить відмінність коефіцієнту випромінювальної здатності шкіри людини або тварини від коефіцієнту випромінювання внутрішньої поверхні мета-

лівого екрану антени X_2 . Для виключення цієї похибки та підвищення достовірності вимірювань біоінформаційної складової антена X_2 виконана у формі конічного рупору (рис. 6.25б), в середині якого з боку опорного входу розташований металевий діелектричний перетворювач спектру приймаючого випромінювання. Перетворювач представляє собою двохшаровий вкладиш із металевий пластини та пластини із органічного діелектрика, з'єднаних між собою теплопровідним клеєм або іншим чином, яке забезпечує теплопередачу без втрат.

Справа в тому, що шкіра людини і тварини за випромінювальною здатністю відрізняється від абсолютно чорного тіла, у якого коефіцієнт випромінювальної здатності $\beta = 1$. Шкіра за своїми властивостями відноситься до класу сірих тіл, у яких $\beta < 1$, але випромінювальна здатність значно більша аналогічного показника металів. Дослідження показали, що найближчими до шкіри за коефіцієнтом β є діелектрики з органічних матеріалів. Підбір матеріалів за допомогою тепловізора показав, що слонова кістка в діапазоні міліметрових довжин хвиль володіє випромінювальною здатністю близькою до випромінювальної здатності шкіри (розходження не більше 8-10%). Тому в наведеному пристрої використана пластина зі слонової кістки.

За рахунок відбиваючих властивостей та прояву скін-ефекту в металевій пластині обидві складові електромагнітного випромінювання (I_T і I_ω) відбиваються та поглинаються. Для цього товщина металевий пластини вибирається в межах 0,1-0,01 мм. Для отримання доброго теплового контакту зі шкірою об'єкту перетворювач розміщують в приймальному кінці конічного рупору металевий пластини зовні з торцем антени. Товщина діелектричної пластини вибирається товщиною 0,8-1 мм, що забезпечує її прочність та швидкий нагрів від металевий пластини. Нагріта діелектрична пластина починає випромінювати міліметрові хвилі радіотеплового випромінювання тієї ж інтенсивності, що і живий організм. З другого боку слонова кістка є "мертвим" об'єктом і біоінформаційним випромінювання не має.

Дослідження показали, що біоінформаційна складова випромінювання може бути, як меншою, так і більшою за радіотеплове випромінювання. Інтенсивність біоінформаційного випромінювання залежить від стану здоров'я організму людини та є, в значній мірі, показником його життєздатності. Тому в медичній практиці рівень біоінформаційного випромінювання можна використовувати як діагностичний параметр, а в сільському господарстві як показник біологічної активності насіння та рослин.

6.8. Методи та пристрої для медико-біологічних досліджень

Можливість безконтактного і безболісного вимірювання температури всередині тіла людини і тварин має велике значення для медико-біологічних досліджень, а також в медичній практиці. Відомо, що багато захворювань супроводжуються місцевими змінами температури вражених ділянок тіла внаслідок запальних процесів або новоутворень. Вимірювання внутрішньої температури відкривають нові можливості в діагностиці захворювань і локалізації їх джерел всередині організму.

До останнього часу не існувало методів безкровного визначення температури внутрішніх органів. Теплобачення, основане на вимірюванні теплового інфрачервоного випромінювання тіла, дає істинну температуру тільки самого верхнього шару шкіри товщиною в доли міліметра. Однак, вона слабо відбиває поверхневу глибинну температуру живого організму.

За останній час у нас і за кордоном стали розроблятися методи визначення температури по вимірюванню інтенсивності теплового радіовипромінювання, що проникає з глибини тіла. Для вимірювань використовуються радіометри, які застосовуються багато років в радіоастрономії і спеціальна антена-зонд, яка повинна прикладати впритул до тіла людини. Теплове радіовипромінювання тіла людини іде із шару товщиною порядку глибини проникнення відповідної хвилі. Для будь-яких тканин людини глибина проникнення l приблизно дорівнює довжині хвилі в тканині, що досліджується, тобто

$$l = \lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon}, \quad (6.83)$$

де λ_0 – довжина хвилі у вакуумі; ε – діелектрична постійна тканин. Для жирової та кісткової — $\varepsilon \approx 6$, $l \approx 0,5\lambda_0$, для м'язової тканини $\varepsilon \approx 50$ і $l \approx 0,15\lambda_0$.

Роздільна здатність за поверхнею визначається розмірами антени-зонду, оптимальний діаметр якої порядку довжини хвилі в середовищі, тобто

$$D \approx \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon}. \quad (6.84)$$

Зона Френеля цієї антени в тканинах складає

$$2D^2 \sqrt{\frac{\varepsilon}{\lambda_0}} \approx \frac{2\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad (6.85)$$

тобто дорівнює подвійній глибині проникнення хвилі. Отже, практично реєстрація випромінювання йде з циліндра тканини, який має основу діаметром D і висоту порядку глибини проникання. Звідси видно, що застосування лінзових антен розміром набагато більше довжини хвилі в середовищі не дає фокусування і збільшення дозволяючої сили із-за великого поглинання крайніх променів у порівнянні з центральними. Буде працювати тільки центральна частина розміром, що дорівнює фокусній відстані, яка повинна бути порядку $l = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon}$.

Перші застосування радіометрії для вимірювання внутрішньої температури були проведені на довжині хвилі $\lambda_0 = 10$ см. Однак кількісно надійно могли вимірятись тільки відносні температури по тілу, причому в основному між симетричними місцями. Тому діагностичні дослідження велись лише для парних органів (грудних залоз).

На рис. 6.26 наведені характерні записи глибинної температури різних органів. Відомі результати попередніх досліджень 20 здорових та 80 хворих у клініці Нижегородського медичного інституту. Установлено, що як у здорових, так і у хворих внутрішня температура в різних частинах тіла суттєво різна. Показана залежність глибинної температури від стану циркуляції крові. Досліджено підвищення температури людського мозку під впливом прийому різних доз нікотинової кислоти. Вивчався вплив різних

фізіопроцедур на температуру деяких органів. Дослідження показало, що злякисні новоутворення шлунку викликали підвищення температури на $0,5-0,8^{\circ}\text{C}$ у порівнянні з нормою, максимальний розкид якої $\pm 0,4^{\circ}\text{C}$. При хворобах печінки (гепатит, холецистит) спостерігалось підвищення температури на $0,8-2^{\circ}\text{C}$.

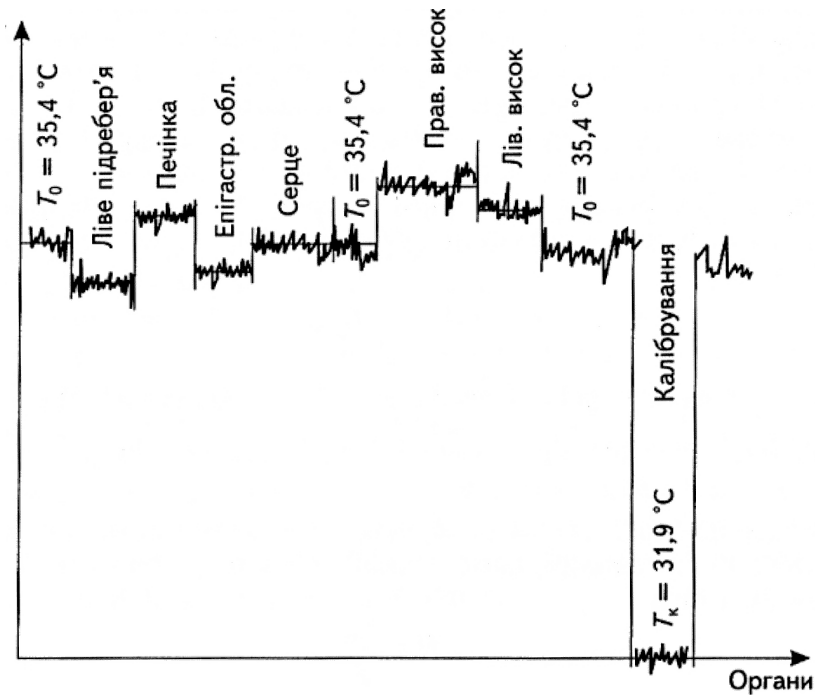


Рис. 6.26. Мікрохвильовий розподіл температури у внутрішніх органах людини

Відмічено підвищення температури головного мозку при пухлині і, навпаки при крововиливах.

Таким чином, досвід застосування радіометрії в медицині є обнадійливим і свідчить про великі можливості нового методу для медико-біологічних досліджень.

Проведені дослідження показали, перспективу створення системи радіотермометрів на різні довжини хвиль, які дозволяють виміряти розподіл температури в глибину тіла від поверхні всередину. Це дає можливість отримувати температурні поля людини у трьох вимірах.

В останній час отримали поширення методи абсорбційно-резонансної спектроскопії. Вони основані на резонансному поглинанні та випромінюванні електромагнітних квантів при енергетичних переходах молекулярно

атомних квантових систем (наприклад, електронний парамагнітний резонанс, оптична спектроскопія та ін.).

Відома також резонансно-хвильова НВЧ/НЗВЧ радіоспектроскопія, яка принципово відрізняється від названих — в її фізичній основі лежить знайдене явище резонансної взаємодії фізичних і біологічних середовищ з мм-хвилями, не пов'язане з резонансним квантовим поглинанням.

Радіоспектроскопія НВЧ-НЗВЧ є чутливою не тільки до складу, домішок і властивостям речовини, але і до процесів, що відбуваються в досліджуваних середовищах, до різних впливаючих на них факторів, таким як температура, статично магнітні і електричні поля, низькоінтенсивне лазерне і НВЧ-випромінювання, електроліз, лікувальні препарати і навіть контакт з різними тілами. Вона також надає можливість розпізнавати в біологічних середовищах слабовиражені процеси. Тому об'єктами дослідження служать водяні і біологічні середовища, розчини та різні рідини, гідродисперсні суміші твердих розчинів, організми людини і тварин.

Схема НВЧ/НЗВЧ спектрометра наведена на рис. 6.27.

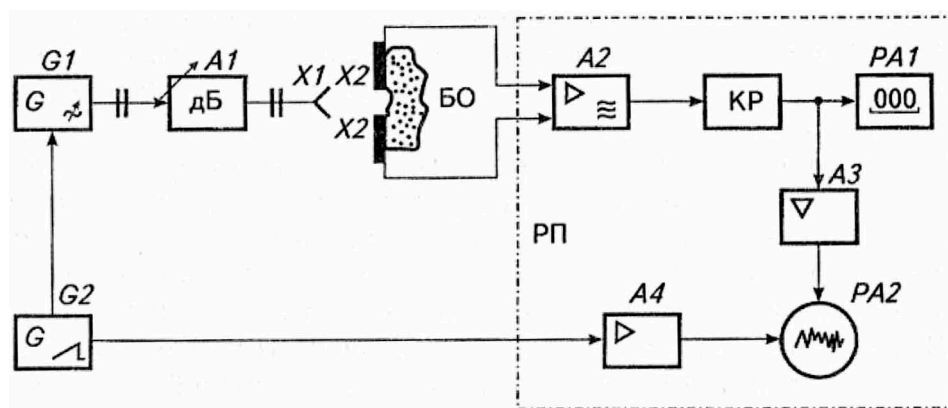


Рис. 6.27. Схема проведення НЗВЧ-НВЧ спектрально-хвильової діагностики біооб'єкта

Позначення на схемі: $G1$ – генератор мм-діапазону; $G2$ – генератор пилкоподібної напруги мм-діапазону; $A1$ – атенюатор; $X1$ – випромінююча антена; $X2$ – приймальна антена НВЧ-діапазону; BO – біооб'єкт; $A2$ – входний підсилювач радіометричного приймача (РП); $КР$ – канал перетворення

радіометра; $PA1$ – цифровий індикатор інтенсивності вхідного сигналу; $PA2$ – панорамний осцилографічний індикатор.

За допомогою пилкоподібної напруги генератора $G2$ вихідна частота генератора мм-діапазону $G1$ переналаджується в межах $f_{\min} \div f_{\max}$, що відповідає ширині розгортки осцилографічного індикатора. Резонансні явища, що виникають на частоті НЗВЧ-діапазону як відгук фіксується на частоті радіометричного приймача НВЧ-діапазону.

Наведемо типові приклади застосування даного методу спектроскопії в медичних цілях.

Радіоспектроскопія НВЧ/НЗВЧ була використана за описаною раніше методикою в діагностиці і лікуванні джерел патологій організму людини. Як показав трирічний досвід клінічної практики на базі Саратовського державного медичного університету (СДМУ), розроблений метод діагностики є достовірним навіть на субклінічних (до клінічних) і після клінічних фазах захворювання. Крім того, він чутливий до будь-яких видів терапевтичного впливу (НВЧ, НЗВЧ, УВЧ, УФ, УЗ, рентгенівського, лазерного, магнітного, електростатичного, гальванічного, хімічного та ін.), що дозволяє здійснювати контроль за динамікою лікування. В цьому сенсі він універсальний. Метод ненавантажений і неінвазивний. Діагностика основана на реєстрації резонансних частот молекулярних коливань структур організму в нормі і патології. Причому резонансні частоти біологічних середовищ організму в нормі близькі до водяних резонансних частот (50,3; 51,8; 65 ГГц). Відхилення резонансних спектрів, знятих з уражених систем, органів або тканин організму, від спектрів в нормі свідчить про наявність патології. Розроблений вид діагностики був названий авторами “спектрально-хвильовою діагностикою”.

Терапія НВЧ проводиться за описаною вище методикою на води резонансних частотах, які відповідають резонансам організму в нормі (50,3; 51,8; 65 ГГц), з діагностичним контролем реакції організму на НВЧ вплив в режимі моніторингу. Розроблений вид НВЧ-терапії названий “резонансно-хвильовою” НВЧ-терапією. З даних позицій всі системи, органи і тканини організму в нормі мають резонансні частоти, близькі до резонансних

частот води. Присутність індивідуальних резонансних частот в спектрах свідчить про виникнення патологічних змін в організмі.

На рис. 6.28, 6.29 приведені, для прикладу, конкретні спектри тканин організму людини в патології і нормі: а) до лікування (рис. 6.28); б) в кінці курсу лікування (норма) (рис. 6.29). Лінія 1 відповідає спектрам щитовидної залози з діагнозом “дифузний токсичний зоб” IV ступеня. Лінії 1 і 1' відповідають спектрам, знятим до і після лікування щитовидної залози в процесі одного (10-го) сеансу. Пониження частоти резонансних піків показує позитивну динаміку структурних змін в тканинах. За даними УЗД, об'єм щитовидної залози після 20 сеансів зменшився з 43 до 23 мл, чому відповідає спектр в нормі. Загальна еволюція спектрів демонструє тенденцію нормалізації морфофункціонального стану органу.

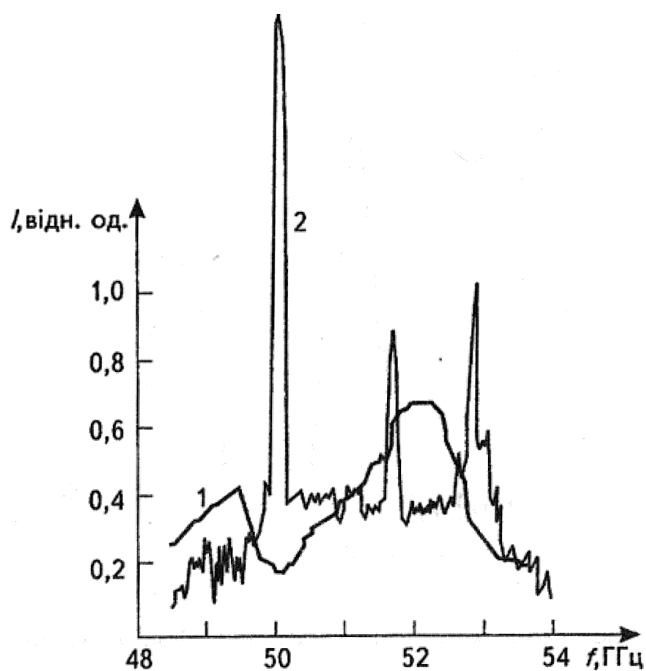


Рис. 6.28. Спектри організму тканин людини в патології

На рис. 6.28 наведений (для співставлення з нормою) спектр зі злоякісною пухлиною шлунку (лінія 2). Звертають на себе увагу гострі резонансні піки. Цей результат знову наводить на думку про можливу причину формування ракових тканин — участь дуже близької до нормальної гексаго-

нальної фази 1h кубічної модифікації молекулярної структури води 1c, яка відрізняється тільки симетрією.

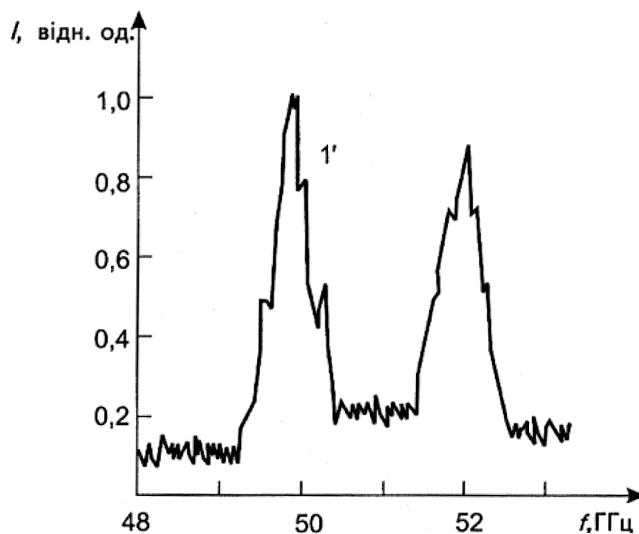


Рис. 6.29. Спектр організму людини після лікування

Цікаво проаналізувати радіофізичні деталі цього процесу. В патології, на початковій стадії, виділяються два типи відхилень в спектрах — в одному випадку амплітуда піків і добротність спектральних ліній малі $I/I_0 = 0,5$; $Q = 25...50$, в другому випадку високі $I/I_0 = 2...3$; $Q = 500...1000$ при нормі $I/I_0 = 1$; $Q = 100...200$ (рис. 6.29). Під добротністю середовища розуміємо відношення резонансної частоти до ширини лінії по рівню 0,5 ($Q = \nu_p / \delta_{0,5}$).

Виходячи з того, що амплітуда піків і добротність характеризує структурний порядок і степінь синхронізації молекулярних коливань біологічного середовища, можна зробити висновок: існують визначні інтервали оптимальних параметрів структуризації і синхронізації хвилевих процесів біологічного середовища, відхилення від яких, як в бік “за організованості”, так і в бік “дезорганізації” цього середовища відповідає патології.

Таким чином, отримані результати характеризують резонансну хвилюву НВЧ/НЗВЧ радіоспектроскопію як перспективний метод діагностики та терапії, який може знайти своє місце в практичній медицині.



Контрольні питання

1. Пояснити реакцію біооб'єктів на вплив електромагнітного поля НВЧ-діапазону.
2. Як поглинається електромагнітна енергія в біооб'єкті в залежності від довжини хвилі і електрофізичних параметрів тканин?
3. Чим визначаються діелектричні властивості біологічних тканин?
4. Привести залежність діелектричної проникливості різних типів тканин від частоти.
5. Пояснити залежність електропровідності тканин від частоти.
6. Як впливають на електропровідність вільна та зв'язана вола, білки та йони?
7. Описати механізм взаємодії ЕМП НВЧ з біологічними тканинами на молекулярному рівні.
8. Як впливає потужність опромінюючого сигналу на поглинаючу здатність тканин?
9. Приведіть схему вимірювання коефіцієнту відбиття біооб'єкта.
10. Як організувати вимірювання КСХН в залежності від опромінювання біооб'єкта сигналом змінної частоти?
11. Пояснити на які характеристики впливає мікрохвильове випромінювання при стабілізації якості харчових продуктів.
12. Як провести вимірювання концентрації жиру в молокопродуктах без-контактним методом?
13. Пояснити відмінності рівноважної та нерівноважної компоненти випромінювання біооб'єктів.
14. Розкажіть про методи вимірювання біоінформаційної компоненти.
15. Пояснити можливості НВЧ/КВЧ спектроскопії в області діагностики та терапії захворювання. Розказати принцип роботи схеми.

Список рекомендованої літератури

1. *Андреев Г. А.* Проблемы освоения СВЧ-диапазона. Серия: Радиоэлектроника и связь. – М.: Знание, 1982. – 64 с.
2. *Бензар В. К.* Техника СВЧ-влажнометрии. – Минск: Высшая школа, 1974. – 304 с.
3. *Березовский В. А., Колотилов Н. Н.* Биофизические характеристики тканей человека. Справочник. – К.: Наукова думка, 1990. – 224 с.
4. *Билько М. И., Томашевский А. К.* Измерение мощности на СВЧ. – М.: Радио и связь, 1986. – 167 с.
5. *Бова Н. Т., Лайтман И. Б.* Измерение параметров волноводных элементов. – К.: Техника, 1968. – 157 с.
6. *Брандт А. А.* Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – М.: Физматгиз, 1968. – 364 с.
7. *Вайнштейн Л. А.* Электромагнитные волны. – М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
8. *Викторов В. А., Лункин Б. В., Совлуков А. С.* Радиоволновые измерения параметров технологических процессов – М.: Энергоиздат, 1989. – 298 с.
9. *Головко Д. Б., Дубровний В. О., Скрипник Ю. О., Хімичева Г. І.* Високоточні вимірювання багатofункціональними термосенсорами. – К.: Либідь, 2000. – 304 с.
10. *Головко Д. Б., Скрипник Ю. О.* Методи і засоби частотно-дисперсійного аналізу речовин та матеріалів: Книга друга. Вимірювальні схеми та прилади. – К.: ФАДА, ЛТД, 2000. – 176 с.
11. *Головко Д. Б., Скрипник Ю. О.* Методи і засоби частотно-дисперсійного аналізу речовин та матеріалів: Книга перша. Фізичні основи. – К.: ФАДА, ЛТД, 2000. – 200 с.
12. *Зайцев А. Н., Иващенко П. А., Мьльников А. В.* Измерения на сверхвысоких частотах и их метрологическое обеспечение: Учеб. пособие для средних спец. учеб. заведений. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 240 с.

13. Измерения в электронике. Справочник под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоиздат, 1987. – 512 с.
14. *Искин В. Д.* Биологические эффекты миллиметровых волн и корреляционный метод их обнаружения. – Харьков: Изд-во «Основа» при Харьковском университете, 1990. – 244 с.
15. *Исмаилов Е. Ш.* Биофизическое действие СВЧ-излучений. – Энергоатомиздат. – М.: 1987. – 143 с.
16. Методы и средства сверхвысокочастотной радиометрии / [Куценко В. П., Скрипник Ю. А., Трегубов Н. Ф., Шевченко К.Л., Яненко А. Ф.]. – Донецьк: ШПШ «Наука і освіта», 2012. – 348 с.
17. *Куценко В. П.* Періодичне порівняння сигналів у НВЧ-радіометрії. – Донецьк: ШПШ «Наука і освіта», 2011. – 324 с.
18. Радиометричний НВЧ-контроль властивостей матеріалів / [Куценко В. П., Скрипник Ю.О., Трегубов М.Ф., Шевченко К.Л., Яненко О.П.]. – Донецьк: ШПШ «Наука і освіта», 2012. – 348 с.
19. *Сазонов Д. М.* Антенны и устройства СВЧ. – Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. – М.: Высшая школа, 1998. – 432 с.
20. *Ситько С. П., Мкртчян Л. Н.* Введение в квантовую медицину // К.: «Паттерн», 1994. – 146 с.
21. *Ситько С. П., Скрипник Ю. А., Яненко А. Ф.* Аппаратурное обеспечение современных технологий квантовой медицины.– К.: ФАДА, ЛТД, 1999. – 199 с.
22. *Скрипник Ю. А.* Модуляционные измерения параметров сигналов и цепей. – М.: Советское радио, 1975. – С. 320.
23. *Татур Т. А.* Основы теории электромагнитного поля: Справочное пособие. – М.: Высшая школа, 1989. – 271 с.
24. *Хитров Ю. А., Шестиперов В. А.* СВЧ в медицине // Обз. по электр. техн., Сер. 1. – Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 16. (998). – С. 79.
25. *Яненко О. П., Чухов В. В.* Метрологія медичної та біологічної апаратури: навч. посібн. – Житомир: ЖДТУ, 2015. – 286 с.

26. *Adey W.* Frequency and Power Windowing in Tissue Interaction with Wear Electromagnetic Fields // IEEE. – Vol. 68, № 1. – 1980. –P. 140–147..
27. *Sit'ko S. P., Skripnik Yu. A., Yanenko A. F.* Eigen microwave radiation of a Human body – registration and Some peculiarities // International Symposium «Electromagnetic Aspects of Selforganization in Biology» – Prague, 2000 – P. 82.
28. *Skripnic Yu. A., Yanenko A. F.* Extension of functional possibilities of mm-range modulation radiometers // Third international Kharkov symposium “Physics and engineering of millimeter and submillimeter waves.”– Kharkov,1998. – Vol. 2. – P. 703-705.
29. *Skripnik Yu. A., Yanenko A. F.* Radiometric system for investigation of radiation from biological objects // International Symposium «Electromagnetic Aspects of Selforganization in Biology» – Prague, 2000 – P. 80-81.