

ЦИФРОВИЙ РАДІОМОНІТОРИНГ

УДК 551.508.85(551.576 + 551.577)

ФУНКЦІОНАЛЬНІ МОЖЛИВОСТІ МЕТЕОРОЛОГІЧНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО ПОЛЯРИМЕТРА

КОРБАН В.Х., ДЕГТЯРЬОВА Л.М., КОРБАН Д.В.

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

FUNCTIONALITIES OF METEOROLOGICAL RADAR POLARIMETER

KORBAN V.KH., DEGTJARJEVA L.N., KORBAN D.V.

Odessa National Academy of Telecommunications named after O.S. Popov

***Анотація.** У статті викладено принцип побудови метеорологічного радіолокаційного поляриметра з повним поляризаційним аналізом електромагнітної хвилі.*

***Abstract.** The article describes the principle of the meteorological radar polarimeter with complete polarization analysis of the electromagnetic wave.*

На сучасному етапі технічного переоснащення виробничих підрозділів МНС та Гідрометцентрів України багатофункціональними радіолокаційними автоматизованими комплексами збирання, оброблення, інтерпретації, представлення і передавання телекомунікаційними мережами інформації про надзвичайні ситуації природного й техногенного характеру важливу роль відіграє їх інформативність.

Одним із перспективних напрямів підвищення інформативності метеорологічних радіолокаторів можна розглядати метод поляризаційної селекції радіолокаційних сигналів, а технічний засіб його реалізації – радіолокаційний поляриметр.

І хоча поляризація електромагнітної хвилі за даними багатьох авторів [1–10] включає в себе максимум інформації про об'єкт, проте до цього часу для виявлення і розпізнавання небезпечних явищ, пов'язаних з купчасто-дошовими хмарами, використовуються тільки часткові поляризаційні параметри, такі як диференційна фаза, диференційна відбиваність, лінійне деполаризаційне відношення, коефіцієнт взаємної кореляції [10]. Деякі автори вважають, що вимірювання поляризаційних параметрів у еліптичному базисі мають певні переваги в порівнянні з вимірюваннями в лінійному або коловому [6, 10]. Але переконливих експериментальних доказів ефективного виявлення і розпізнавання метеоб'єктів у еліптичному базисі до цього часу нема. В деяких випадках використовуються спільні вимірювання диференційної відбиваності і коефіцієнта взаємної кореляції узгоджених компонент відбитого сигналу на ортогональних еліптичних поляризаціях колового деполаризаційного відношення і радіолокаційної відбиваності, лінійного деполаризаційного відношення і диференційної відбиваності [10]. При вимірюванні деполаризаційних відношень у лінійному і коловому базисах основними факторами, які зменшують точність поляризаційних вимірювань, є наявність паразитної крос-поляризованої компоненти у випроміненому сигналі, не ідентичність діаграм направленості антени на ортогональних поляризаціях, не ідеальність розв'язки поляризаційного перемикача та інше. З урахуванням часткових поляризаційних параметрів електромагнітної хвилі були розроблені відповідні методи поляризаційної селекції і радіолокаційна апаратура або поляризаційні приставки до мережних МРЛС. В США розроблений S – смуговий поляриметричний дослідний радіолокатор $S - POL$ [11, 12], а в Європі $NCAP - CP - 2$ и $POLDIRAD$ [13, 14, 15]. В таблиці 1 подані основні технічні характеристики поляриметричного радіолокатора $S - POL$, створеного як новий варіант сучасного метеорадіолокатора.

В Росії в Центральній аерологічній обсерваторії розроблений експериментальний зразок метеорологічного поляриметра. Він дозволяє вимірювати деполаризаційне відношення на 2-ортогональних поляризаціях, які перемикаються. Створені багатофункціональні радіолокаційні автоматизовані метеорологічні комплекси в США, а також в Англії, Німеччині, Франції, Австрії, Скандинавських країнах, які входять до Європейської радіолокаційної мережі, складаються з некогерентних і доплерів-

ських МРЛС [16, 17, 18, 19]. Їх створення відбувалося в рамках програми зі співробітництва в науці та технології COST (Cooperation in Science and Technology), комісії Європейського співтовариства (KEC) (commission of the European Communities). Проект COST-72 (1980–1986 рр.) був призначений радіолокаційному вимірюванню опадів [16, 17, 18]. У таблицях 2 і 3 наведено технічні характеристики метеорологічних радіолокаторів, розроблених до 1990 року, а в таблиці 4 – після 1990 року.

Таблиця 1 – Основні характеристики S-смугового поляриметричного дослідного радіолокатора S – POL

<i>Передавач (один) – клістрон</i>	
Частота	2,7 – 2,9 ГГц
Ширина імпульсу конічна	0,5 – 1 мкс
Частота прямування імпульсів	325 – 1200 Гц
Пікова потужність	1 МВт
Хитний імпульс	ε
Імпульс з фазовим зсувом	ε
Інтерференція	За ВЧ Mgmt. 5.2.3C
<i>Приймачі (два) – одночасно для горизонтальної і вертикальної поляризації</i>	
Потужність шуму	115 дБмВт
Коефіцієнт шуму	3,2 дБ
Динамічний діапазон	90 дБ
Ширина смуги	1 МГц
Цифрова проміжна частота	лінійна плаваюча точка
Мінімальна дБZ 50 км/1 км	– 10 дБ Z / – 44 дБ Z
Перемикання поляризації	механічна або феритова
Ізоляція механічного перемикача	49 дБ
Ізоляція феритового перемикача	28 дБ
<i>Антенa – параболічна з центральним опромінювачем</i>	
Підсилення	44,5 дБ
Діаметр	8,5 м
Ширина ДНА	0,91°
Перша бокова пелюстка	– 30 дБ
Ізоляція (ICPR)	– 35 дБ
Швидкість сканування	до 15 °/с на кожній осі
Вітрове навантаження при роботі	25 м/с (без ковпака)
<i>Система отримання даних NCAR VIRAQ</i>	
Кількість відрізків дальності (бін)	1500
Інтервал між відрізками	37,5 – 500 м
Кількість вибірок	32 – 512
Фільтр місцевих перешкод	тільки на одній поляризації
Часові відрізки I/Q	ε
Дисплей дослідника	NCAR Zebra
Зміні, що реєструються	$P_{HH}, P_{VV}, V, W, R(1)_{HV} , R(1)_{VH} , R(2) ,$ $NCP, r_{HV}, Z_H, Z_{DR}, LDR, \oint_{DR}, K_{DR}$
<i>Вид реєстрації</i>	
Exabyte, DORADE format	
<i>Транспортування</i>	
Судами в шести 20-футових контейнерах	
Підготовка місця – планування місця установки і під'їзних доріг	
Електроживлення – дизель-генератор	
Зв'язок – сотовий телефон	

В Росії в Центральній аерологічній обсерваторії розроблений експериментальний зразок метеорологічного поляриметра. Він дозволяє вимірювати деполаризаційне відношення на 2-х ортогональних поляризаціях, які перемикаються. Створені багатофункціональні радіолокаційні автоматизовані метеорологічні комплекси в США, а також в Англії, Німеччині, Франції, Австрії, Скандинавських країнах, які входять до Європейської радіолокаційної мережі, складаються з некогерентних і доплерівських МРЛС [16, 17, 18, 19]. Їх створення відбувалося в рамках програми з співробітництва в науці та технології COST (Cooperation in Science and Technology), комісії Європейського співтовариства (КЕС) (commission of the European Communities). Проект COST-72 (1980-1986 рр.) був призначений радіолокаційному вимірюванню опадів [16, 17, 18]. У таблицях 2 і 3 подано технічні характеристики метеорологічних радіолокаторів, розроблених до 1990 року, а в таблиці 4 – після 1990 року.

Проте інформативність радіолокаційної автоматизованої метеорологічної системи США і Європи, крім впровадження автоматизованого оброблення, представлення і передачі по телекомунікаційним мережам інформації споживачам, практично не підвищилась.

Відмінність форми, фазового стану гідрометеорних частинок, їх переважної орієнтації дозволяє в метеорологічних поляриметрах використовувати найбільш повний поляризаційний аналіз електромагнітної хвилі, розсіяної частинками хмар і опадів, тобто отримати максимум інформації про метеоб'єкт. Основою для аналізу і синтезу поляризаційних методів є опис поляризаційних властивостей хмар і опадів за допомогою матриці Мюллера або Стокса, коефіцієнти якої характеризують зміну поляризаційних параметрів радіохвилі в результаті розсіювання її частинками хмар і опадів [1]

$$\begin{bmatrix} I_{np} \\ Q_{np} \\ U_{np} \\ V_{np} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\epsilon\zeta\epsilon} \\ Q_{\epsilon\zeta\epsilon} \\ U_{\epsilon\zeta\epsilon} \\ V_{\epsilon\zeta\epsilon} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Для визначення 16 дійсних коефіцієнтів матриці достатньо метеозіль опромінити чотирма поляризаціями (наприклад, неполяризованою хвилею, хвилею лінійної вертикальної поляризації, лінійною з кутом нахилу електричного вектора під 45° та коловою). Тоді рівняння радіолокації хмар і опадів на відміну від існуючого в метеорологічній радіолокації запишеться у вигляді (2)

$$\begin{bmatrix} I_{omp} \\ Q_{omp} \\ U_{omp} \\ V_{omp} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(S'_0 + S''_0) & \frac{1}{2}(S'_0 - S''_0) & S'''_0 - \frac{1}{2}(S'_0 + S''_0) & S''''_0 - \frac{1}{2}(S'_0 + S''_0) \\ \frac{1}{2}(S'_1 + S''_1) & \frac{1}{2}(S'_1 - S''_1) & S'''_1 - \frac{1}{2}(S'_1 + S''_1) & S''''_1 - \frac{1}{2}(S'_1 + S''_1) \\ \frac{1}{2}(S'_2 + S''_2) & \frac{1}{2}(S'_2 - S''_2) & S'''_2 - \frac{1}{2}(S'_2 + S''_2) & S''''_2 - \frac{1}{2}(S'_2 + S''_2) \\ \frac{1}{2}(S'_3 + S''_3) & \frac{1}{2}(S'_3 - S''_3) & S'''_3 - \frac{1}{2}(S'_3 + S''_3) & S''''_3 - \frac{1}{2}(S'_3 + S''_3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

У рівнянні (1) поляризація електромагнітної хвилі на випромінення та прийом задається відомими параметрами Стокса, які пов'язані з амплітудами і фазами ортогональних компонент таким чином:

$$\begin{aligned} I &= E_x^2 + E_y^2, \\ Q &= E_x^2 - E_y^2, \\ U &= 2 E_x E_y \cos \Phi_{xy}, \\ V &= 2 E_x E_y \sin \Phi_{xy}. \end{aligned} \quad (3)$$

Таблиця 1 – Метеорологічні радіолокатори, розроблені до 1980 року

Основні параметри	МРЛ-2	МРЛ-5		WSR-74C	WSR-74S	Siemens Plessey 45C	Melody	Rodin
		Канал I	Канал II					
Смуга частот	X	X	S	C	S	C	S	C
Імпульсна потужність, кВт	215	250	800	250	500	250	700	250
Мінімально приймальна потужність, дБ/Вт	-132	-137	-140	-134	-134	-138	-136	-142
Частота повторення зондувальних імпульсів, Гц	300	250	250	259	162	300	250	330
Тривалість зондувального імпульсу, мкс	1; 2	1; 2	1; 2	3	1; 4	2	2	2
Робочий імпульс, км	300	300	300	400	400	256	300	300
Діаметр антени, м	3,0	4,5	4,5	2,7	3,6	3,7	4	3
Ширина діаграми направленості на рівні 3 дБ, град.	0,8	0,45	1,5	1,5	2,0	1	1,8	1,3

Таблиця 2 – Доплерівські метеорологічні радіолокатори, розроблені в період з 1980 по 1990 роки

Основні параметри	WSE-88D* (EEC, USA)		WSR-82D (EEC, USA)		Ericson Radar (Electronics, Sweden)		TDWR** (EEC, USA)	Mitsubishi (Japan)
	S	C	X	C	C	S	C	C
Смуга частот	S	C	X	C	C	S	C	C
Імпульсна потужність, кВт	550	250	180	250	250	250	250	250
Мінімально приймальна потужність, дБ/Вт	-136	-136	-136	-138	-136	-136	-136	-136
Частота повторення зондувальних імпульсів (Гц) в режимі: – інтенсивність – швидкість	250 600 – 934	250 700 – 1200	250 1500 – 2000	250 1200	250 900, 1200	250 900, 1200	250 1000, 1900	280 1120
Тривалість зондувального імпульсу (мкс) в режимі: – інтенсивність – швидкість	2 0,8–0,9	2 0,8–0,9	2 0,25–0,5	2 0,5	2 0,5	2 0,5	2 0,8–0,9	2 0,52
Робочий імпульс (км) в режимі: – інтенсивність – швидкість	450 120 (230)	450 120	256 60	400 125	300 125	480 120	480 120	400 128
Діаметр антени, м	3,7–8,2	1,8–6,1	0,9–2,4	4,3	4,2	4,2	6	3
Ширина діаграми направленості на рівні 3 дБ, град	2,1–1,0	2,1–0,7	2,5–1,0	1	0,8	1,6	0,55	1,4 – 1,5
Однозначно визначена доплерівська швидкість, м/с	± 50 (120 км) ±32 (230 км)	± 32	± 32	± 48	± 48	± 48	± 40	± 46
Z_{\min} (дБZ на відстані 50 км (поріг виявлення дорівнює рівню шумів)	- 8	-	-	-	-	-	-	-

* Weather Surveillance Radar – 1988 Doppler

** Terminal Doppler Weather Radar

Таблиця 3 – Допплерівські метеорологічні радіолокатори, розроблені після 1990 року

Основні параметри	Вимоги COST-73 для ДМРЛ малої потужності (1989 р.)	Meteor 500 C (Gematronik, Germany)	DWSR 8500 S	DWSR 2500 C	DWSR 2500 C/K	Вимоги до нового покоління ДМРЛ в Канаді (1998 р.)
			Enterprise Electronic Corporation, USA			
Смуга частот	C	C	S	C	C	C
Імпульсна потужність, кВт	250	250	850	250	250	250
Мінімально приймальна потужність, дБ/Вт	-144	-142 (2,0 мкс) -138 (0,8 мкс)	-143 (2,0 мкс) -140 (0,8 мкс)	-143 (2,0 мкс) -140 (0,8 мкс)	-143 (2,0 мкс) -140 (0,8 мкс)	-140
Частота повторення зондувальних імпульсів (Гц) в режимі:						
– інтенсивність	–	250	250	250	250	50
– швидкість	900, 1200	1200	623, 700, 934	786, 885, 1180	786, 885, 1180	1200
Тривалість зондувального імпульсу (мкс) в режимі:						
– інтенсивність	–	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0; 5; 10
– швидкість	0,5	0,83	0,8	0,8	0,8	0,8
Робочий імпульс (км) в режимі:						
– інтенсивність	–	500	480	480	480	–
– швидкість	120	125	120	120	120	120
Діаметр антени, м	4,2	4,2	8,2	4,2	4,2	6,1
Ширина діаграми направленості на рівні 3 дБ, град	0,9	1,0	1,0	1,0	1,0	0,65
Однозначно визначена доплерівська швидкість, м/с	± 48	± 48	± 25, ± 50, ± 75	± 16, ± 32, ± 48	± 16, ± 32, ± 48	± 48
Динамічний діапазон приймача, дБ	> 85	80	90	90	90	80
Рівень першої бокової пелюстки відносно головної, дБ	- 27	- 28 ... - 30	≥ -25	≥ -25	≥ -25	≥ -27
Z_{\min} (дБZ на віддалені 50 км (поріг виявлення дорівнює рівню шумів)	–	- 13,6	- 10,5	- 11,4	- 12,56	- 15,4

Реалізація повного поляризаційного аналізу електромагнітної хвилі, відбитої від хмар і опадів, здійснюється за допомогою радіолокаційного метеорологічного поляриметра, принцип побудови якого подано на рисунках 1–13.

Основними вузлами поляриметра є:

- двоканальний антенно-хвильовий тракт, у якому спеціальні високочастотні пристрої дозволяють регулювати певним чином поляризаційні параметри випромінених високочастотних сигналів і здійснювати незалежний прийом двох ортогональних компонент відбитої хвилі;
- система оброблення і реєстрації сигналів, які приймаються з метою визначення поляризаційних параметрів і реєстрації за допомогою спеціального реєструвального пристрою;
- система індикаторних пристроїв, що дозволяє візуально спостерігати за радіолокаційними сигналами, які приймаються одночасно за різними поляризаційними, фазовими і амплітудними параметрами.

Функціональна схема макета подана на рисунку 1. Високочастотні сигнали, які генеруються магнітним генератором 19, через феритовий циркулятор 18, призначений для надійного блокування передавача і захисту його від шкідливих відбивань, що виникають у складному хвильовому тракті, надходять на пристрій регулювання поляризаційних параметрів випромінених сигналів. Цей пристрій складається з керованого фазового подільника потужності 24 і фазообертачів 27, 28 лінійно поляризованих ортогональних передавальних каналів. За допомогою керованого фазового подільника потужності регулюються амплітуди випромінених ортогональних лінійно поляризованих компонент, а за допомогою фазообертачів – різниця фаз між ними. Кожний із фазообертачів дозволяє регулювати величину фазової затримки від 0 до 360° . Це забезпечує одержання еліптично поляризованих хвиль з будь-якими параметрами еліпса поляризації.

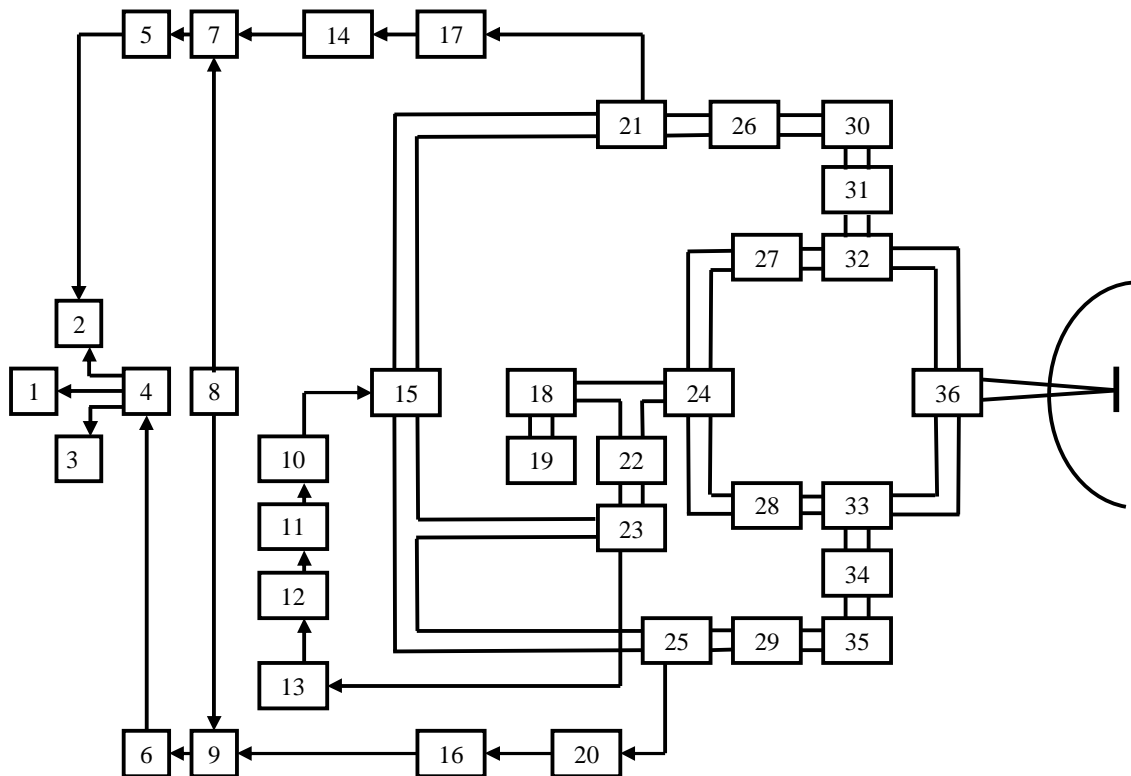


Рисунок 1 – Функціональна схема поляриметра

Робота керованого фазового подільника потужності відбувається так, що в залежності від установки його параметрів робиться перерозподіл потужності, яка проходить через нього, між двома вихідними хвильоводами так, що сума потужностей двох складових компонент завжди дорівнює потужності вхідної хвилі.

З виходу пристрою регулювання поляризаційних параметрів випромінених сигналів лінійні ортогонально поляризовані компоненти хвилі, які відповідають горизонтально і вертикально поляризованим складовим випромінених сигналів, через антенні перемикачі 32 і 33 проходять на поляризаційний селектор 36, де підсумовуються, в результаті чого в круглому хвилеводі утворюється еліптично поляризована хвиля із заданими параметрами еліпса поляризації. Сформульована таким чином електромагнітна хвиля за допомогою симетричного випромінювача 37, який знаходиться в фокусі параболічного відбивача, випромінюється в простір.

Частина високочастотної потужності магнетронного генератора через граничний атенуатор 22 надходить на балансний змішувач 23 каналу автоматичного настроювання частоти (АНЧ), де змішується з коливаннями гетеродина 15, виконаного на відбивальному клістроні. Канал АНЧ складається з підсилювача проміжної частоти 13, частотного дискримінатора 12, підсилювача низької частоти 11 і пікового детектора 10. В каналі АНЧ різниця частот магнетронного генератора і гетеродина перетворюється в керувальну напругу, величина якої пропорційна величині зміни проміжної частоти, а полярильність – на пряму відходу частоти від величини її номінального значення. Керувальна напруга подається на відбивальний електрод клістронного гетеродина, в результаті чого в круглому хвилеводі утворюється еліптично поляризована хвиля із заданими параметрами еліпса поляризації. Сформульована таким чином електромагнітна хвиля за допомогою симетричного випромінювача 37, який знаходиться в фокусі параболічного відбивача, випромінюється в простір.

Частина високочастотної потужності магнетронного генератора через граничний атенуатор 22 надходить на балансний змішувач 23 каналу автоматичного настроювання частоти (АНЧ), де змішується з коливаннями гетеродина 15, виконаного на відбивальному клістроні. Канал АНЧ складається з підсилювача проміжної частоти 13, частотного дискримінатора 12, підсилювача низької частоти 11 і пікового детектора 10. В каналі АНЧ різниця частот магнетронного генератора і гетеродина перетворюється в керувальну напругу, величина якої пропорційна величині зміни проміжної частоти, а полярильність – на пряму відходу частоти від величини її номінального значення. Керувальна напруга подається на відбивальний електрод клістронного гетеродина.

Радіолокаційні сигнали, відбиті від хмар і опадів, становлять собою частково поляризовану хвилю, яка може бути представлена сумою двох лінійно поляризованих ортогональних складових. Приймання цих складових робиться антеною за допомогою симетричного опромінювача, з виходу якого вони надходять на поляризаційний селектор, де діляться на два канали, що відповідають горизонтальній і вертикальній лінійній поляризаціям.

Ортогональні складові двома прямокутними хвилеводами через антенні перемикачі горизонтального 32 і вертикального 33 каналів, і відповідні фазообертачі 31 і 34, а також атенуатори 30 і 35 надходять на балансні змішувачі 21 і 25, де перетворюються в сигнали проміжної частоти. Елементи 26 і 29 є розрядниками захисту приймачів.

Сигнали проміжної частоти ортогональних каналів підсилюються за допомогою попередніх підсилювачів проміжної частоти 17 і 20, основних лінійних підсилювачів проміжної частоти 14 і 16, а потім піддаються другому перетворенню частоти до величини 4 МГц за допомогою змішувачів 7 і 9. Друге перетворення частоти призначено для забезпечення більш точного вимірювання фазових співвідношень, чого на основній проміжній частоті приймача в 30 МГц важко досягти. Гетеродин 8 другого перетворення виконаний на польових транзисторах.

Сигнали другої проміжної частоти обох каналів підсилюються відповідно лінійними підсилювачами 5 і 6. Потім надходять на схему оброблення й одержання нормованих параметрів Стокса 4, а з її виходу – на реєструвальний пристрій 1 та індикатори: кругового огляду 2 і індикатор «дальність-висота» 3.

Включені в приймальні ортогональні канали атенуатори 30 і 35 є вимірювальними пристроями, за допомогою яких вхідні сигнали ортогональних компонент послаблюються у відомому заданому співвідношенні, а потім порівнюються з шумами приймачів. Фазообертачі служать для «вирівнювання електричних довжин» приймальних каналів, вимірювання і калібрування відносної фази.

Канал регулювання поляризаційних параметрів антени на випромінювання. Регулювання поляризаційних параметрів антени в режимі випромінювання здійснюється шляхом зміни співвідношень між величинами потужностей в лінійно поляризованих ортогональних каналах та їх електричних довжин. У результаті цього перетворення характеристик ортогонально поляризованих каналів може бути сформована еліптично поляризована хвиля з будь-якими поляризаційними параметрами.

Розглянемо основні способи отримання випроміненої хвилі із заданими поляризаційними параметрами.

1 Амплітуди сигналів ортогональних лінійно поляризованих складових рівні $E_x = E_y$ і різниця фаз між ними $\Phi_{xy} = 0$. Цей випадок відповідає лінійно поляризованій хвилі з кутом орієнтації вектора поля хвилі $b = 45^\circ$.

2 Вертикальна компонента хвилі відсутня $E_y = 0$. Цей випадок відповідає горизонтальній лінійно поляризованій хвилі.

3 Горизонтальна поляризована компонента відсутня $E_x = 0$. Цей випадок відповідає вертикальній лінійно поляризованій хвилі.

4 Амплітуди ортогональних лінійно поляризованих компонент рівні $E_x = E_y$, а різниця фаз між ними знаходиться в інтервалі $-90^\circ \leq \Phi_{xy} \leq 90^\circ$. Цей випадок відповідає хвилям еліптичної поляризації.

5 Амплітуди ортогональних лінійно поляризованих компонент рівні $E_x = E_y$, а різниця фаз між ними дорівнює $\Phi_{xy} = \pm 90^\circ$. Цей випадок відповідає хвилям кругової поляризації.

6 Амплітуди ортогональних лінійно поляризованих складових між собою не рівні $E_x \neq E_y$, а різниця фаз між ними $\Phi_{xy} = \pm 90^\circ$. Це також відповідає еліптичній поляризації.

Регулювання поляризаційних параметрів антени в режимі випромінювання робиться за допомогою керованого фазового подільника потужності і фазообертачів, які регулюються. Керований фазовий подільник потужності виконаний на базі подвоєних хвилеводів, у яких знаходяться два щілинних мости і чотири фазообертачі. Він дозволяє перерозподіляти величину потужності магнетронного генератора, яка надходить на його вхід, між двома хвилеводами у певному співвідношенні без зміни фазового зсуву. Принцип його роботи заснований на складанні і відніманні двох хвиль шляхом зміни їх фазових співвідношень.

Енергія хвилі типу H_{10} надходить на вхід щілинного моста M_1 (рисунок 2, а) керованого фазового подільника потужності і збуджує на межі щілини дві рівні за амплітуди хвилі H_{10} і H_{20} , які в плечі 1 щілинного моста будуть у фазі, а в плечі 2 – в протифазі. Хвиля H_{20} випереджає за фазою на 90° хвилю H_{10} за рахунок різниці у фазовій швидкості перед входом в плече 4 і на -90° перед входом у плече 3. У результаті складання цих хвиль у плечах 3 і 4 утворюються хвилі H_{10} з однаковими амплітудами і різницею фаз в 90° . Подальші фазові співвідношення між хвилями H_{10} у верхньому і нижньому хвилеводах задаються діелектричними фазообертачами Φ_2 і Φ_4 , які вносять максимальний фазовий зсув в 180° . Фазообертачі Φ_1 і Φ_3 є компенсаторами фазового зсуву, який виникає в результаті неточності виготовлення електричних пластин.

Робота щілинного моста M_2 аналогічна роботі моста M_1 .

На рисунку 2 (а, б, в) показано механізм поділу потужності для трьох найбільш загальних випадків:

– рисунок 2,а відповідає випадку, коли Φ_2 і Φ_4 не вносять фазового зсуву, розділення потужності по двох виходах відбуватися не буде і вся високочастотна енергія буде проходити в плече 3 пристрою фазового подільника потужності;

– рисунок 2,б відповідає випадку, коли фазообертачі Φ_2 і Φ_4 створюють фазовий зсув у 90° ($\Phi_2 = 90^\circ$ і $\Phi_4 = 0^\circ$). У цьому випадку енергія ділиться нарівно і проходить в плечі 2 і 3 пристрою фазового подільника потужності;

– рисунок 2,в відповідає випадку, коли фазовий зсув дорівнює 180° ($\Phi_2 = 90^\circ$ і $\Phi_4 = 90^\circ$). У цьому режимі вся енергія магнетронного генератора проходить в плече 2 пристрою фазового подільника потужності.

З виходу пристрою фазового подільника потужності ортогонально поляризовані компоненти хвилі з відповідним співвідношенням амплітуд надходять на регульовані фазообертачі 27 і 28 (рисунок 1). Ці фазообертачі забезпечують установку їх фазового співвідношення і виконані на двох феритових циркуляторах, кожний з яких складається з одного щілинного моста, скрученого подвійного Т-моста і невзаємного феритового елемента (рисунок 3а). Послідовність переходів в циркуляторі 1-3-2-4. Плече 3 закорочується рухливим плунжером і енергія проходить по шляху 1-3-2, відбиваючись від плунжера. Переміщуючи плунжер на певну довжину, можна змінювати фазу сигналу, що проходить, в межах від 0 до 360°.

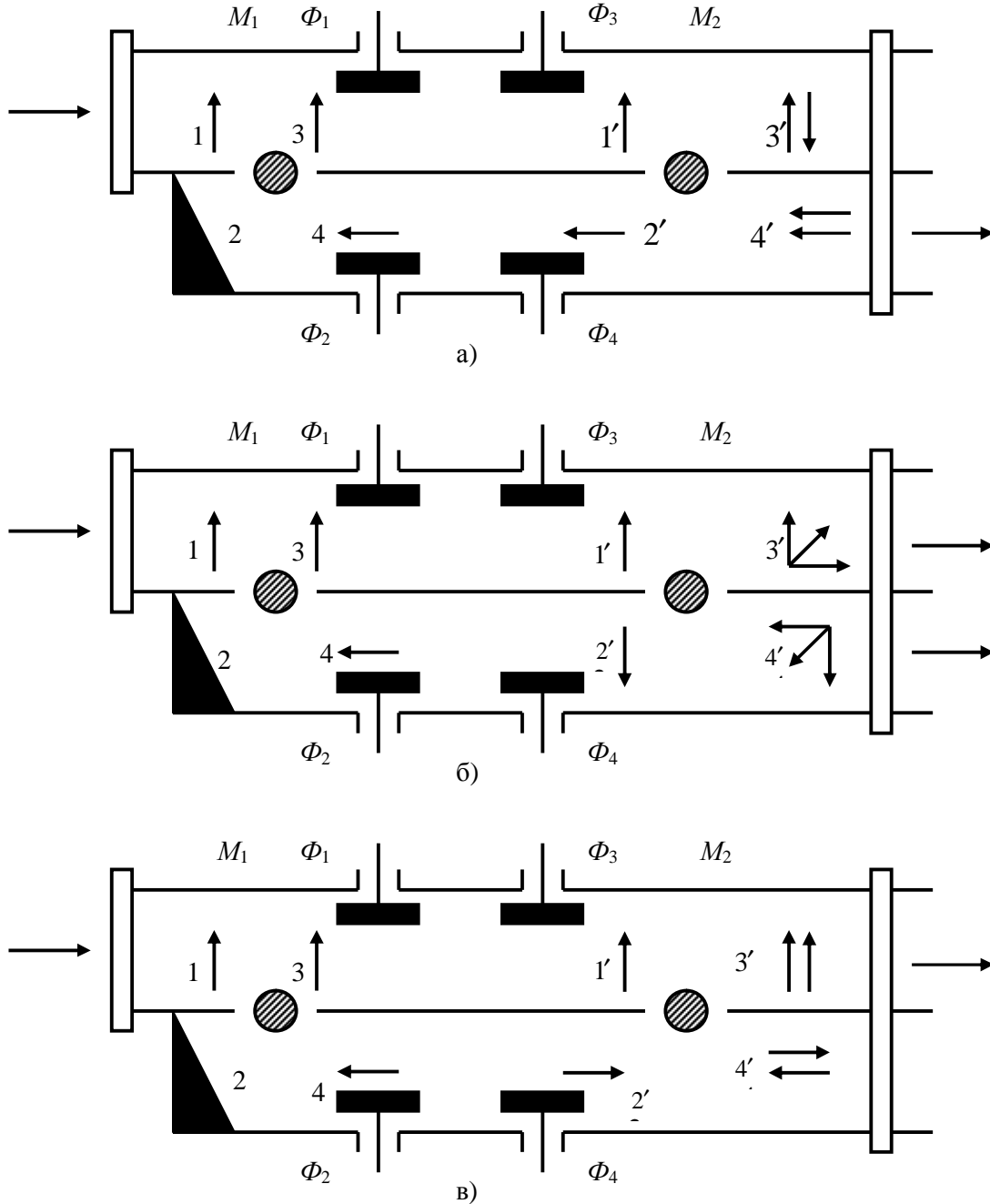


Рисунок 2 – Пристрій та векторні діаграми роботи керованого фазового подільника потужності

На рисунку 3 подано пристрій і векторні діаграми роботи фазообертача для випадку отримання лінійних вертикально поляризованої, горизонтально поляризованої, поляризованої під кутом 45° до горизонту, кругової і еліптично поляризованих хвиль. Плунжером \vec{I}_1 робиться вирівнювання елект-

ричних довжин двох ортогональних хвильових каналів від пристрою фазового подільника потужності до поляризаційного селектора, а плунжером \check{I}_2 - задаються фазові співвідношення між ортогональними лінійно поляризованими складовими випроміненої хвилі.

Рисунок 3 відповідає таким поляризаціям випроміненої хвилі:

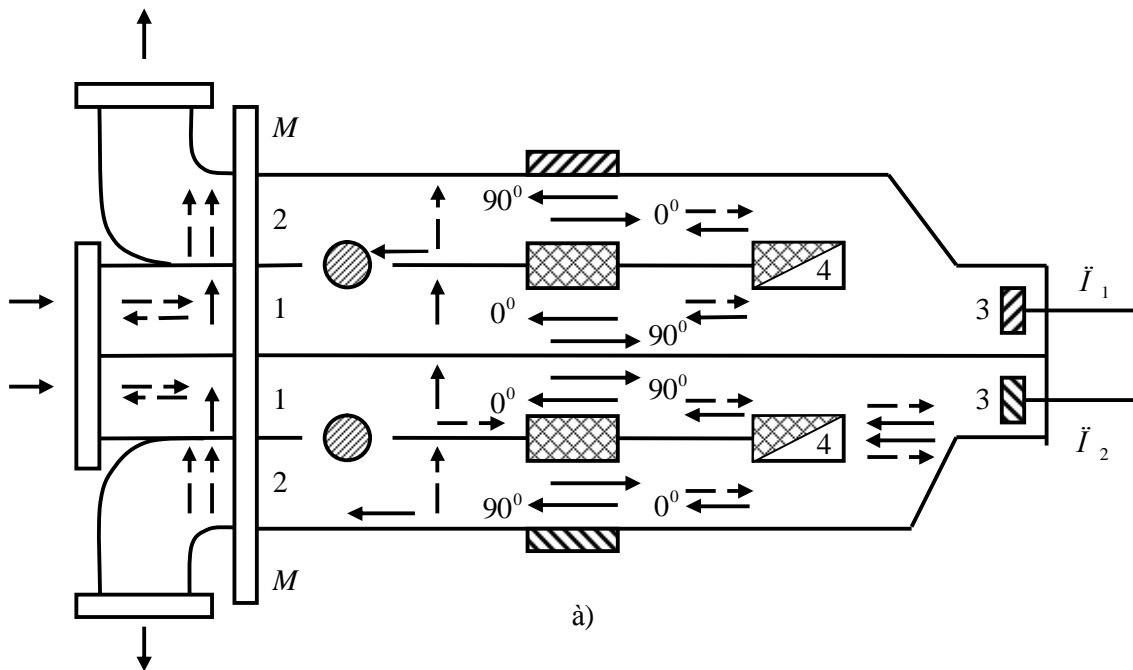
- а – лінійна вертикальна;
- б – лінійна горизонтальна;
- в – лінійна з кутом орієнтації вектора поля під кутом 45° до горизонту;
- г – колова;
- д – еліптична.

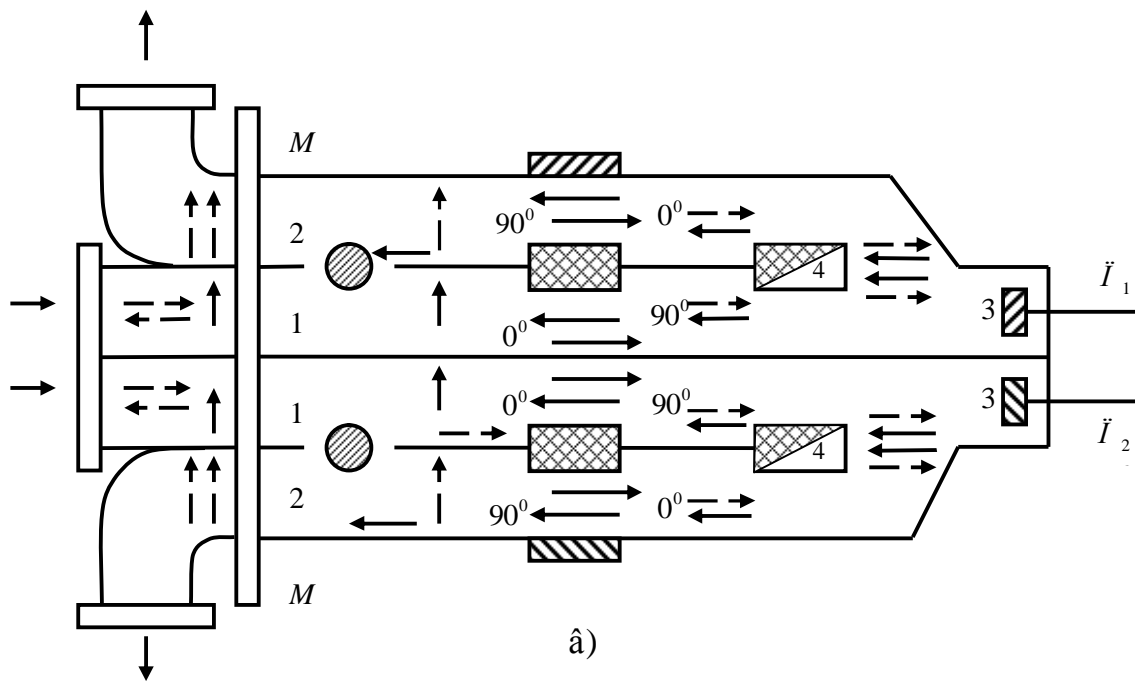
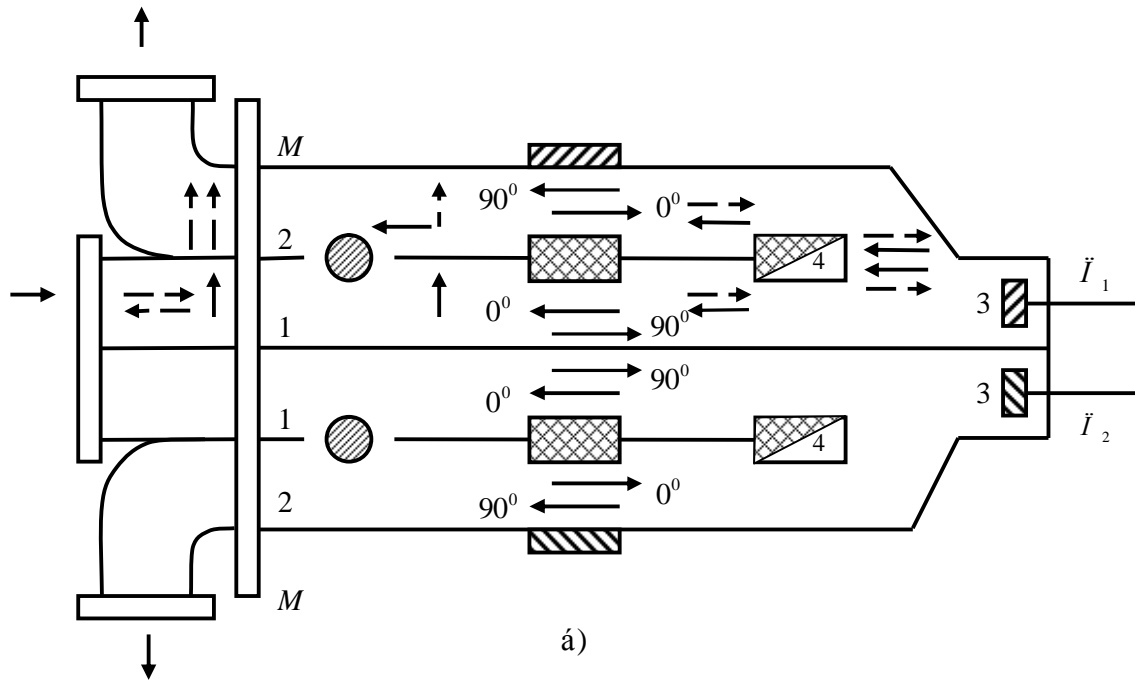
Фазовий зсув між ортогональними лінійно поляризованими компонентами хвилі, який забезпечується плунжером \check{I}_2 для випадків а, б, в дорівнює 0° , а для випадків г, д – відповідно 90° і 45° .

Задаючи різні фазові зсуви між лінійними ортогонально поляризованими компонентами, амплітудні співвідношення яких установлені за допомогою пристрою фазового подільника потужності, можна отримати електромагнітні хвилі з будь-якими поляризаційними параметрами.

З виходу фазообертачів, які регулюються, ортогональні лінійно поляризовані компоненти випроміненої хвилі з певними амплітудними і фазовими співвідношеннями надходять на поляризаційний селектор 3б (рисунок 1). Його вигляд і відповідні векторні діаграми наведені на рисунку 4.

Селектор виконаний на базі круглого хвильоводу. Його узгодження зі сторони основного каналу забезпечується за допомогою ступінчатого переходу, а зі сторони бокового каналу – за допомогою щілини певного розміру і розташованій у певному місці металічної пластини заданих розмірів, яка виконує роль відбивального поршня. Величина потужності хвилі E_{01} значно менше, ніж H_{11} при збудженні як зі сторони хвильоводу прямокутного розрізу, так і з сторони круглого хвильоводу.





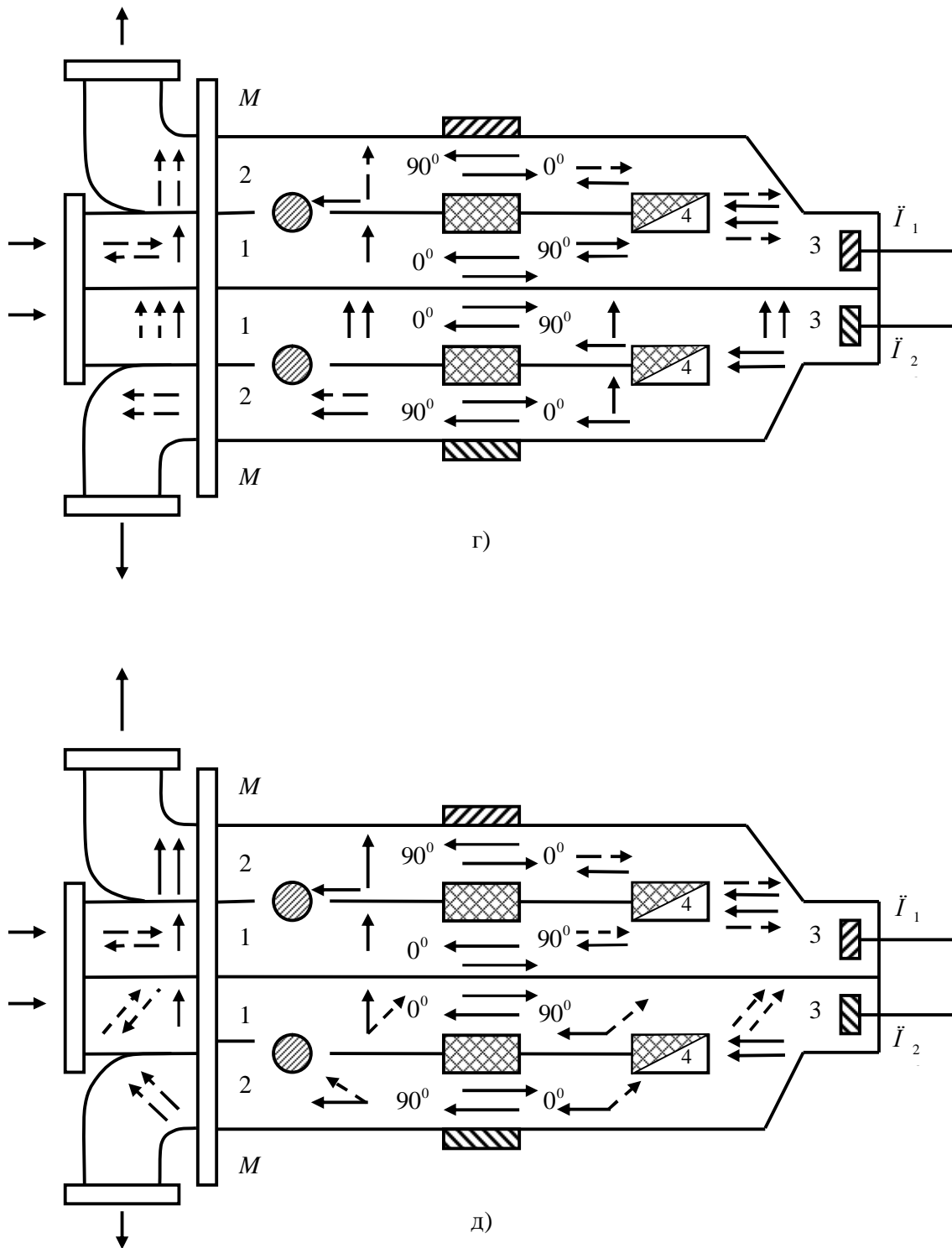


Рисунок 3 – Пристрій та векторні діаграми роботи фазообертача при поляризації випроміненої хвилі: а – лінійна вертикальна; б – лінійна горизонтальна; в – лінійна з кутом орієнтації вектора поля під кутом 45° до горизонту; г – колова; д – еліптична.

При розповсюдженні в круглому хвилеводі хвилі E_{01} її радіальні складові електричного поля не можуть збудити хвилю H_{10} в прямокутному хвилеводі у зв'язку з тим, що проекції векторів поля хвилі E_{01} на вісь, паралельну вузькій стінці хвилеводу, мають протилежні напрямки і взаємно знищуються. По принципу взаємності хвиля H_{10} , яка розповсюджується в прямокутному хвилеводі, не зможе збудити хвилю E_{01} у хвилеводі круглого перерізу.

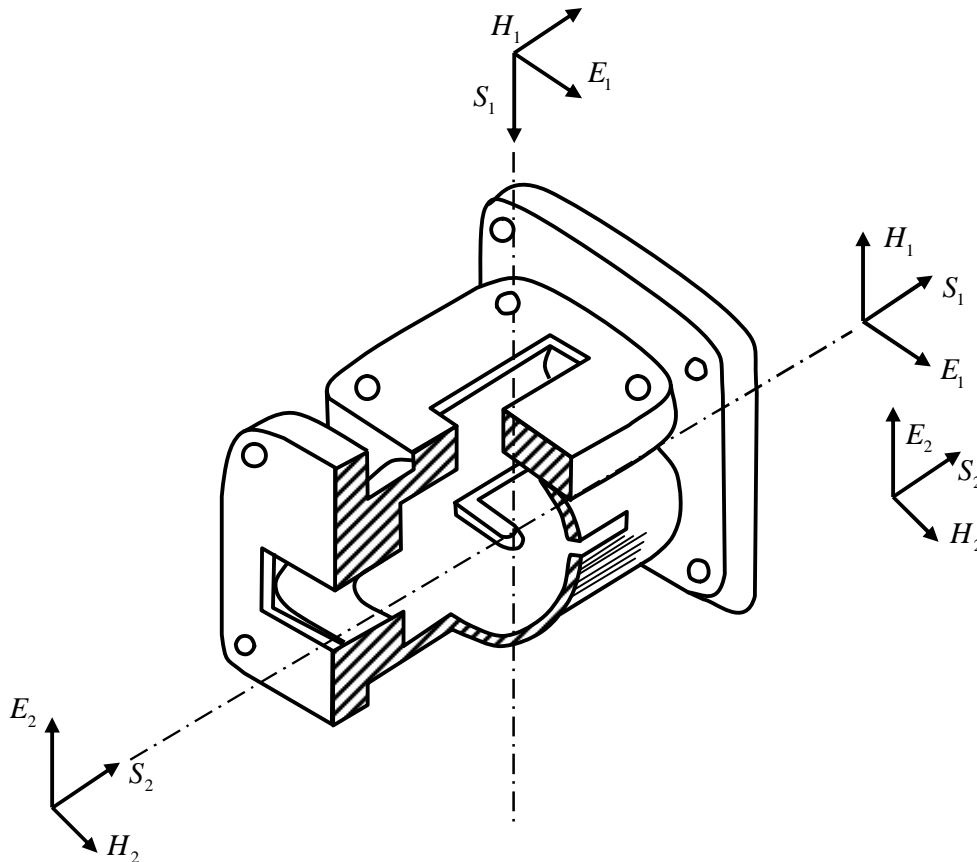


Рисунок 4 – Поляризаційний селектор

У випадку розповсюдження по круглому хвилеводу хвилі H_{11} іншої поляризації хвиля E_{01} також не буде виникати у зв'язку з тим, що, завдяки настроювальним штирям, не порушується структура профільних токів. Описаний селектор має такі параметри:

- коефіцієнт бігучої хвилі зі сторони прямого каналу 0,98;
- коефіцієнт бігучої хвилі ортогонального каналу 0,98;
- розв'язка між прямими і ортогональними каналами більше 25 дБ.

В поляризаційному селекторі лінійні ортогонально поляризовані компоненти хвилі із заданими певним чином амплітудними і фазовими співвідношеннями складаються. В результаті чого перетворюються в еліптично поляризовану хвилю з установленими поляризаційними параметрами. Змінюючи амплітудні і фазові співвідношення між цими складовими, можна отримувати випромінену хвилю з будь-якими параметрами еліпса поляризації, у тому числі всі види лінійно поляризованих хвиль і хвиль, поляризованих по колу.

Високочастотний канал прийому. Радіолокаційні сигнали, відбиті від хмар і опадів, у загальному випадку поляризовані еліптично. Прийом таких сигналів в експериментальній установці здійснюється в режимі повного прийому за допомогою так названої “всеполяризаційної антени”. З виходу антени 1 (рисунок 5) прийнята електромагнітна хвиля ділиться поляризаційним селектором 2 на дві

лінійні ортогонально поляризовані складові з певними амплітудами і різницею фаз між ними, які через відповідні циркулятори 3, 4, атенюатори 5, 6, фазообертачі 7, 8 і розрядники захисту приймачів 9, 10 надходять на змішувачі приймачів 11, 13 вертикального і горизонтального каналів.

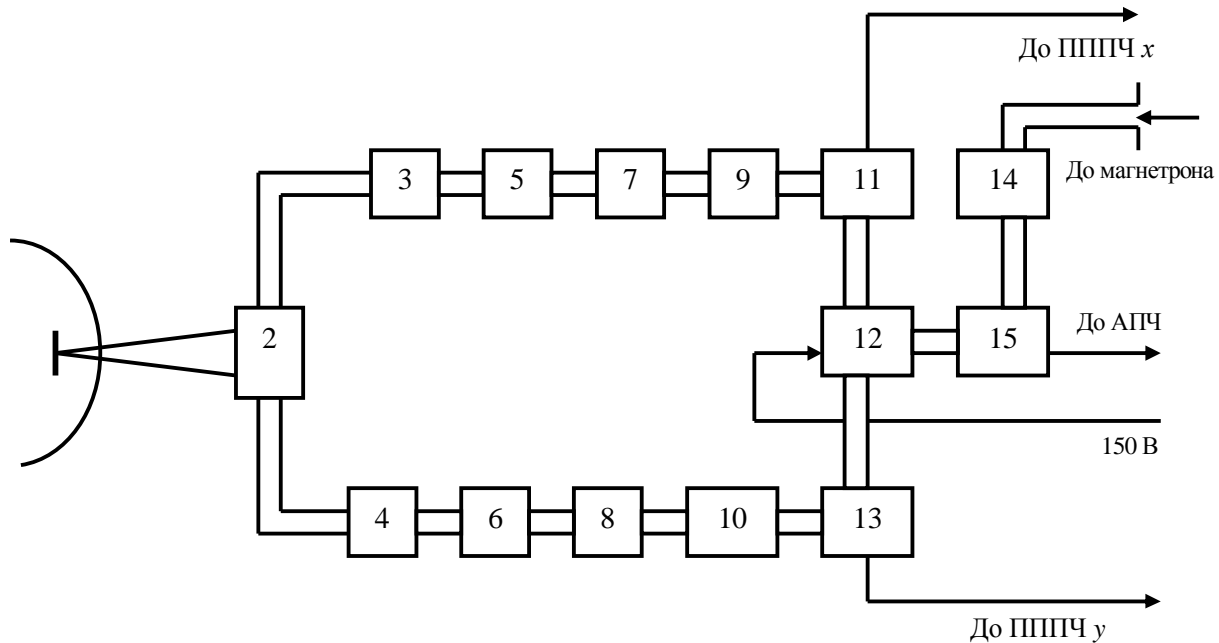


Рисунок 5 – Функціональна схема високочастотного каналу прийому поляриметра

Змішувачі ортогональних приймальних каналів зібрані за балансною схемою на кристалічних детекторах прямої і зворотної провідності. Балансна схема змішувача має таку перевагу, як можливість приглушувати шуми гетеродина, при цьому чутливість приймача підвищується на 2 дБ. Балансною частиною змішувача є щілинні мости, які мають високу широкосмуговість.

Кристалічні змішувачі за проміжною частотою (30 МГц) включені паралельно, а за постійною складовою послідовно. Чутливість балансної схеми змішувача підвищується за рахунок того, що шуми гетеродина і його несуча частота надходять в одне й те ж плече щілинного моста, в результаті чого на виході вони віднімаються. В той же час вхідні високочастотні сигнали і потужність гетеродина надходять в різні плечі щілинного моста і на виході буде їх підсумовування.

Як гетеродин 12 застосовується відбивальний клістрон, високочастотні коливання якого надходять до розподільного щілинного моста, в якому потужність гетеродина, що надходить, ділиться нарівно між двома змішувачами приймальних каналів і змішувачем каналу автонастроювання частоти.

Гетеродин і змішувачі розв'язані феритовими вентилями, що усуває проникнення сигналів гетеродина в антену, а сигналів, які приймаються, - в канал гетеродина.

Потужність гетеродина регулюється змінними атенюаторами ножового типу, які забезпечують затухання не менше 25 дБ при коефіцієнті стоячої хвилі не більше 1,4.

Змішувач каналу автонастроювання частоти 12 також зібраний за балансною схемою. В ньому також використані кристалічні детектори прямої і зворотної провідності. Потужність магнетрону, яка надходить в одне з пліч балансного змішувача каналу автонастроювання частоти, регулюється поглинальним атенюатором 14, затухання якого не менше 25 дБ при коефіцієнті стоячої хвилі не більше 1,4.

Вимірювання потужності сигналів, які приймаються, кожною з лінійних ортогонально поляризованих складових відносно рівня власних шумів приймальних пристроїв робиться за допомогою вимірювальних каліброваних атенюаторів 5,6.

Двоканальний антенно-хвильовий тракт. Антенно-хвильовий тракт включає в себе високочастотний і низькочастотний канали. Високочастотний канал складається з антени 1, прямокутних з'єднувальних хвильоводів 2, обертальних зчленувань 3, елементів керування поляризаційними

характеристиками антени 4, феритових циркуляторів 5 і поляризаційного селектора 6. Функціональна схема високочастотного каналу, яка складається з керованого подільника потужності (рисунок 6) і керованого фазообертача (рисунок 7).

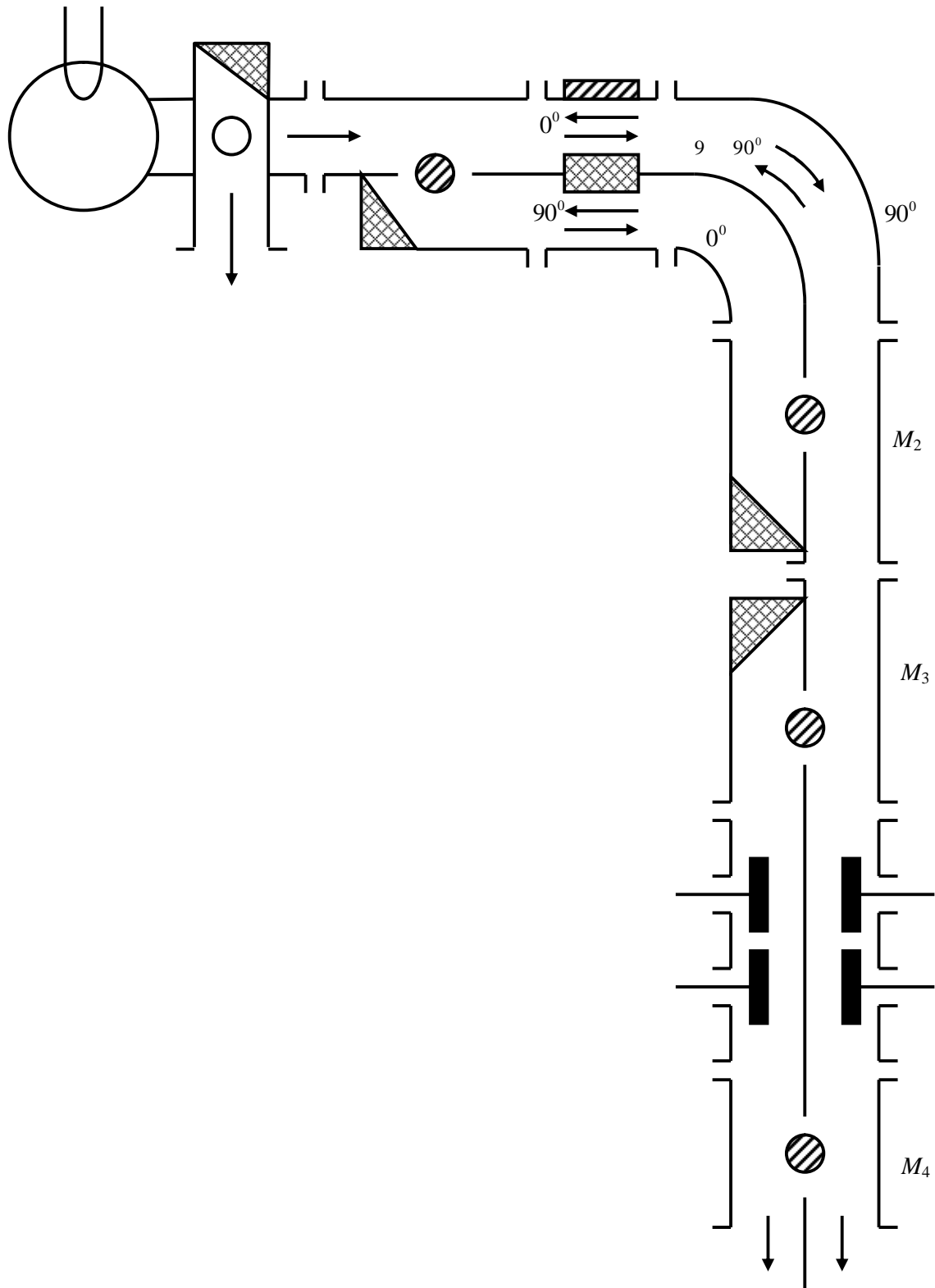


Рисунок 6 – Функціональна схема керованого подільника потужності

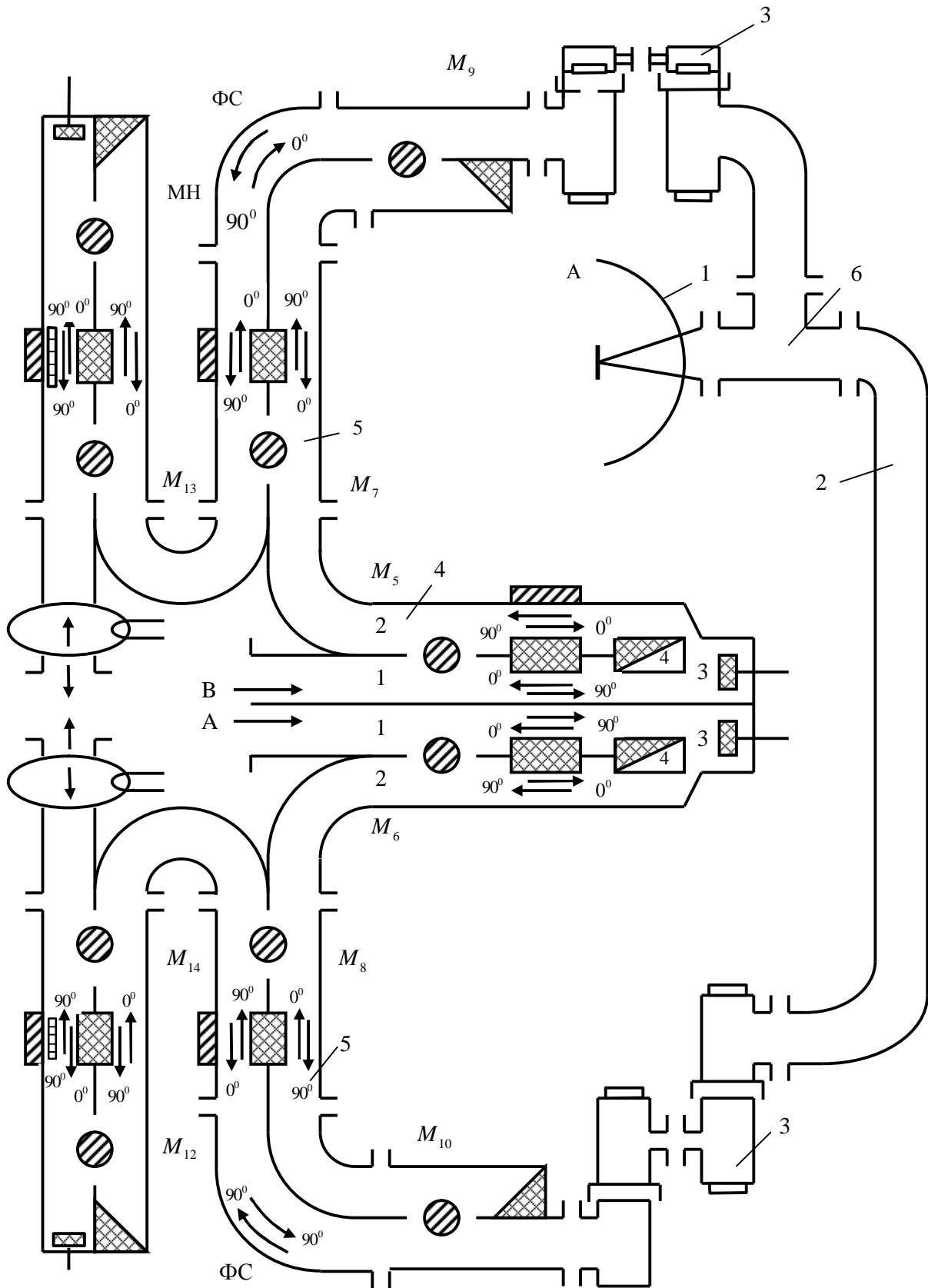


Рисунок 7 – Функціональна схема керованого фазообертача

Дзеркало антени становить собою поверхню у вигляді параболоїда діаметром 76 см, який створює вузький осесиметричний промінь. У фокусі параболічного відбивача знаходиться опромінювач з контррефлектором. Антена має взаємні поляризаційні властивості й її поляризаційні параметри в режимі випромінювання можуть регулюватися. В режимі прийому використовується та ж антена, що виключає помилки у вимірюванні різниці фаз лінійних ортогонально поляризованих компонент сигналів, які приймаються.

Поляризаційний селектор у режимі прийому ділить енергію еліптично поляризованої хвилі, що прийнята, на дві ортогональні лінійно поляризаційні компоненти, а в режимі випромінювання, навпаки, складає дві ортогональні лінійно поляризовані складові випромінених сигналів з метою отримання хвилі еліптичної поляризації.

Передача високочастотної енергії магнетронного генератора до антени в режимі випромінювання і від антени на входи приймачів у режимі приймання робиться за допомогою прямокутних хвилеводів стандартного розрзу. Магнетронний генератор і антена розв'язані феритовими циркуляторами.

Коефіцієнт біжної хвилі у хвилеводному тракці по кожному каналу 0,9. Коефіцієнт затухання в кожному каналі в режимі передачі 4 дБ, в режимі прийому 2 дБ.

Феритові циркулятори виконані на базі двох щілинних мостів з фазозсувною секцією у вигляді вигину, який знаходиться між феритовим елементом і щілинним мостом.

Низькочастотний канал антенно-хвилеводного тракту становить собою електромеханічну систему, що призначена для обертання антени в горизонтальній і вертикальній площинах. Система складається з приводного механізму обертання в горизонтальній і вертикальній площинах. Обертання робиться електродвигунами, які через редуктор з передаточним числом 1:300 пов'язані з осями антени. У вертикальній площині антена переміщується від 0° і 180° . В горизонтальній площині антена може обертатися в межах від 0° і 340° .

Обмеження руху антени в горизонтальній площині в межах 340° робиться кінцевими вимикачами з механічними упорами.

Синхронізація обертання антени в горизонтальній і вертикальній площинах з розгортками індикаторів ІКО та ІДВ здійснюється обертальними трансформаторами, ротори яких пов'язані з відповідними осями антени передаточним відношенням 1:1. Для індикації обертання антени використовуються сельсини, які зв'язані з осями антени через редуктор співвідношенням 32:1.

Принцип і реалізація другого перетворення частоти. З метою забезпечення більш точного вимірювання різниці фаз ортогональних лінійно поляризованих компонент сигналів, які приймаються, в приймальних пристроях робиться подвійне перетворення частоти (з першої проміжної частоти 30 МГц до другої проміжної частоти 4 МГц). На другій проміжній частоті робляться фазові вимірювання.

Сигнали першої проміжної частоти 30 МГц з виходів відповідних змішувачів надходять на попередні підсилювачі проміжної частоти. Діапазон зміни сигналів на їхніх виходах складає від 1 мкВ до 10 мВ. Попередні підсилювачі проміжної частоти становлять собою чотирьохкаскадні широкопasmові підсилювачі, виконані на маякових лампах за схемою “заземлений катод – заземлена сітка”. Перший каскад такого підсилювача зібраний за схемою “із загальним катодом”, а другий – за схемою “із загальною сіткою”. При такій схемі включення коефіцієнта підсилення першого каскаду за потужністю буде великим, а за напругою – малим, тому що вхідна провідність другого каскаду велика. Подана схема побудови попереднього підсилювача проміжної частоти зменшує вплив другого каскаду на загальний коефіцієнт шуму, який виявляється досить малим.

У зв'язку з тим, що підсилення за напругою першого каскаду підсилювача мале, його самозбудження виключене. Самозбудження другого каскаду також виключене, незважаючи на велике підсилення за напругою, тому що керувальна сітка лампи каскаду заземлена і паразитна ємність між виходом і входом каскаду досить мала. Для зменшення коефіцієнта шуму першого каскаду його ємність “сітка-катод” нейтралізована спеціальною індуктивністю.

Другий і третій каскади становлять собою резонансні підсилювачі. Четвертий каскад навантажений на коаксіальний кабель з вихідним контуром, до якого спеціальним коаксіальним кабелем підключений основний підсилювач проміжної частоти на 30 МГц.

Зміна коефіцієнта підсилення обох попередніх підсилювачів проміжної частоти робиться одно-

часно вручну і за допомогою зміни напруги зміщення на керувальних сітках третього і четвертого каскадів. Підвищення стійкості роботи каскадів досягається включенням в анодні і розжарювальні ланцюги спеціальних розв'язуючих фільтрів.

З виходу попереднього підсилювача сигнали проміжної частоти 30 МГц ортогональних лінійно поляризованих компонент надходять на входи відповідних основних підсилювачів проміжної частоти на 30 МГц, які працюють в лінійному режимі підсилення. Ці підсилювачі мають по сім каскадів, зібраних на транзисторах за схемою із заземленою базою і нейтралізацією внутрішнього зворотного зв'язку.

Кожний каскад складається з підсилувального елемента-транзистора, коливального контура, включеного в колекторний ланцюг транзистора, фільтрових осередків, включених в ланцюги колекторного живлення, кільця лінії затримки і ключової схеми. Режим роботи транзистора визначається струмами ланцюга зміщення і ланцюга колектора.

Контур кожного каскаду утворюється з первинної обмотки високочастотного трансформатора, ємності, яка шунтує обмотку, вихідної ємності трансформатора, вхідної ємності, перерахованої в первинний ланцюг і ємності монтажу. Опором, що шунтує первинну обмотку високочастотного трансформатора, підбирається необхідна смуга пропускання каскадів, а, отже, і всього підсилювача. Для усунення небезпеки самозбудження каскадів застосовується нейтралізація внутрішнього оброблення зв'язку, яка компенсує напругу проміжної частоти, що проникає з виходу каскаду на його вхід.

Для створення лінійного автоматично масштабувального режиму роботи каскадів підсилювача проміжної частоти з виходу аналого-цифрової масштабної системи автоматичного регулювання підсилення подаються імпульси амплітудою 7 В на запуск каскадів, включених в емітерні ланцюги транзисторів підсилювача. Зміна коефіцієнта підсилення відбувається в момент замикання ключів. Вторинне перетворення частоти робиться за допомогою змішувачів, виконаних на польових транзисторах.

Канал отримання параметрів Стокса і різниці фаз ортогональних компонент. Функціональна схема пристрою для отримання параметрів Стокса і різниці фаз ортогональних лінійно поляризованих компонент сигналів, які приймаються, подана на рисунку 8. Схема включає в себе такі каскади:

- каскад формування параметрів I ;
- каскад формування параметрів Q ;
- каскад формування параметра U ;
- каскад формування параметра V ;
- каскад формування різниці фаз ортогональних компонент.

Формування параметра I здійснюється шляхом квадратичного детектування і наступного складання сигналів ортогональних компонент. Параметр Q формується методом квадратичного детектування ортогональних складових сигналів з їх наступним відніманням. Каскади формування параметрів U і V за побудовою однакові. Ці параметри отримуються шляхом перемноження сигналів ортогональних складових з відносним зсувом за фазою на $\pm 45^\circ$ за допомогою спеціальної фазозсувної цілі.

Напруга, що пропорційна різниці фаз між ортогональними складовими сигналів, які приймаються, формується шляхом обмеження сигналів з наступним фазовим детектуванням.

Робота вимірювального каналу відбувається таким чином. Відбиті від хмар і опадів сигнали лінійно поляризованих ортогональних компонент після їх подвійного перетворення в частоту 4 МГц і відповідного підсилення надходять на входи всіх п'яти каналів одночасно.

Канали формування параметрів I і Q складаються з квадратичних детекторів 3 і 4, буферних підсилувальних каскадів 10 і 11, суматора 22, схеми віднімання 24.

Амплітудно-квадратичні детектори виконані на інтегральній збірці польових транзисторів. Застосування польових транзисторів, виконаних в одному корпусі і на одній підложці, дозволяє отримати в такій схемі більш високі метрологічні характеристики. Температурний і часовий дрейфи параметрів польових транзисторів не призводять до суттєвої різниці величин амплітуд продетектованих сигналів, оскільки польові транзистори мають досить ідентичні параметри і знаходяться в однакових умовах відносно до дестабілізуювальних факторів.

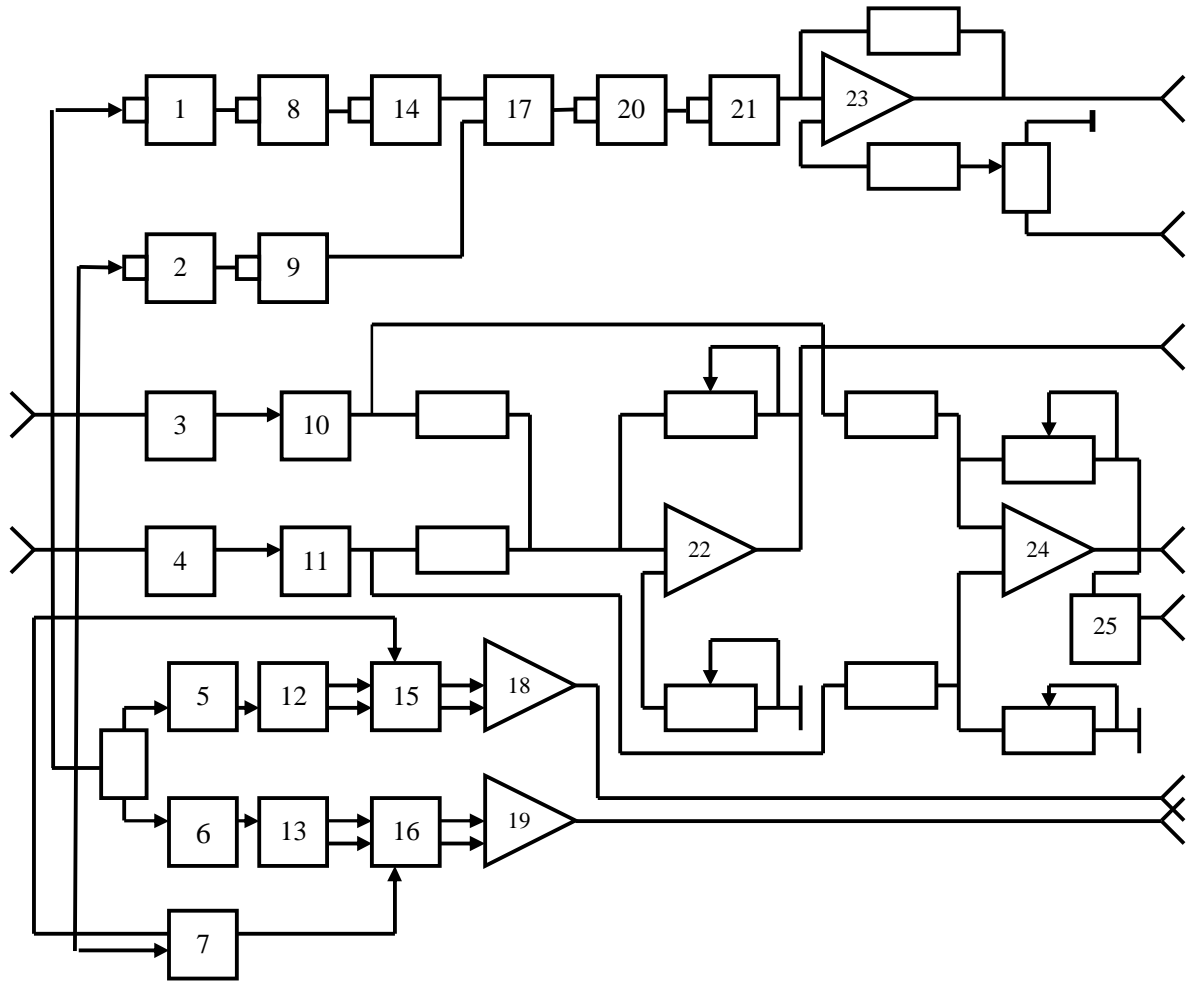


Рисунок 8 – Функціональна схема пристрою отримання параметрів Стокса і різниці фаз ортогональних компонент

Детектори розв'язані з каскадами складання і віднімання відповідними буферними підсилювачами, які також зібрані на польових транзисторах, що значно знижує рівень шумів.

З виходів пристроїв, які підсумовують і віднімають, відеосигнали, що відповідають параметрам I і Q , надходять на схему стробування і реєстрації, а також на індикатори. Канали формування параметрів U і V включають в себе підсилювачі-фазообертачі 5, 6 і 7, парафазні підсилювачі 12 і 13, каскади помноження 15 і 16, і підсилювачі постійного струму 18 і 19.

Вхідні сигнали надходять на підсилювачі-фазообертачі, які створюють між ними постійний фазовий зсув 90° . Підсилювачі-фазообертачі виконані на польових транзисторах, які мають високі вхідні опори. Фазозсувний ланцюг складається з конденсаторів і регульованого опору польових транзисторів.

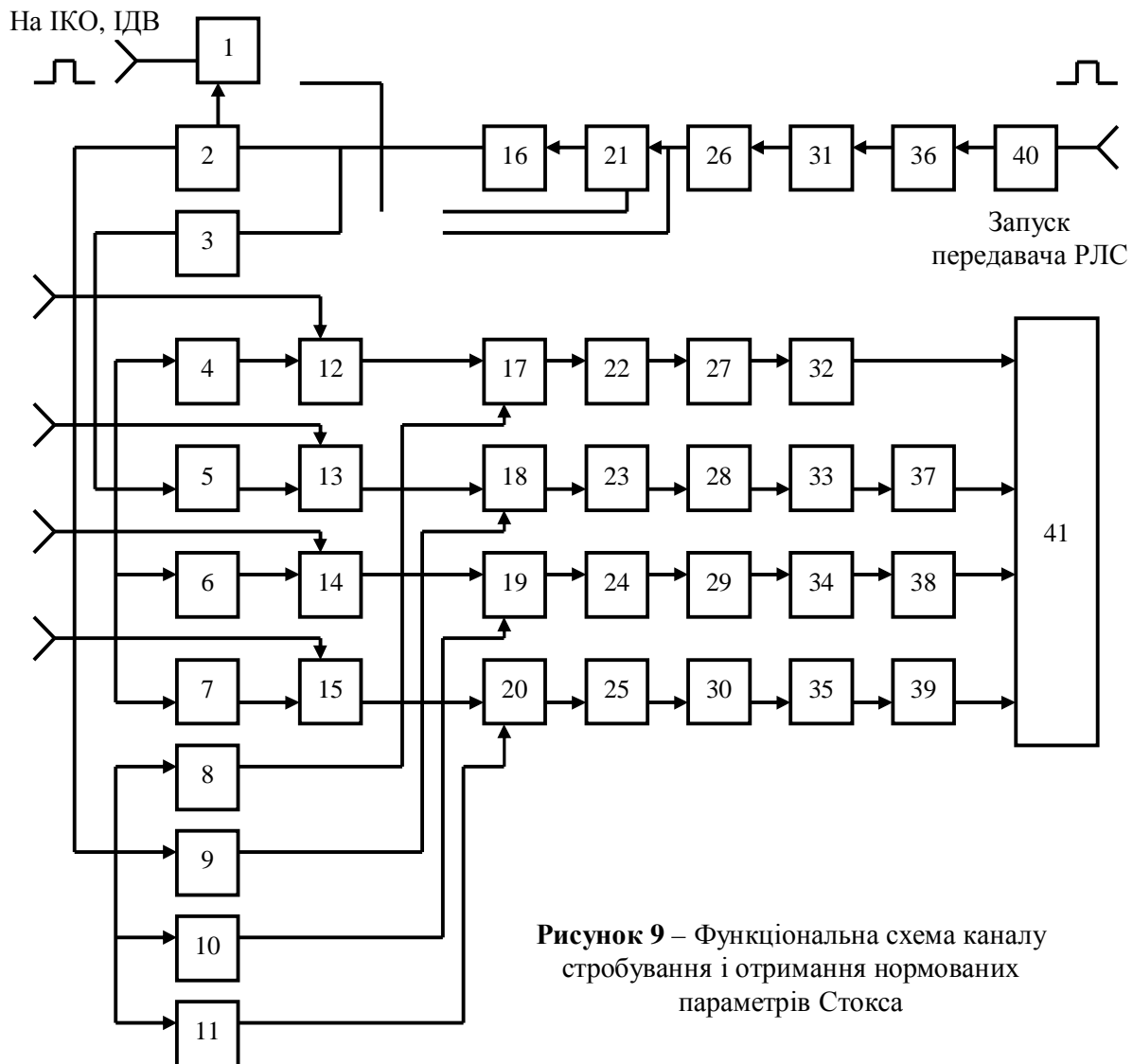
Одна із ортогональних складових безпосередньо подається на вхід множникового пристрою і є керувальним сигналом, а інша перетворюється у парафазних підсилювачах у двоcontactну опорну напругу з базовим зсувом у 180° , яка і надходить на другі входи множникового пристрою.

Множниковий пристрій сигналів ортогональних складових складається з двох польових транзисторів, виконуючих функцію ключів, на входи яких подаються опорні сигнали з парафазних підсилювачів, а виходи навантажені на резисторний подільник. На середню точку подільника надходить керувальний сигнал.

При співпаданні фази керувального сигналу з одним із опорних на виході диференційного підсилювача з'явиться вислідний сигнал, що дорівнює добутку амплітуд ортогональних компонент і синуса або косинуса різниці фаз між ними.

Фазоконтрастну картину радіолуни отримаємо за допомогою напруги, пропорційної різниці фаз між ортогональними складовими сигналами. Каскад формування різниці фаз складається з формувачів-обмежувачів 1, 2, 8, 9, 14, фазового детектора 17, інверторів 20, 21, диференційного підсилювача 23. Обмежувачі, фазовий детектор та інвертори, і диференційний підсилювач виконані на інтегральних мікросхемах. Різниця фаз ортогональних складових сигналів, які приймаються, перетворена в напругу, з виходу диференційного підсилювача надходить на індикатори і реєстратор.

Канал стробування вибраного об'єму метеоцілі, отримання нормованих параметрів Стокса і реєстрації. Функціональна схема каналу представлена на рисунку 9, а епюри напруг, що пояснюють роботу каналу, на рисунку 10.



Генератором стробувальних імпульсів є чекальний мультивібратор 36 з колекторним запуском і емітерним зв'язком. Перевага колекторного запуску полягає у тому, що фіксувальний діод запирається в процесі перекиду схеми. Отже, в інтервалі витримки джерело сигналів виявляється відключеним від одновібратора. Тому ні тривалість імпульсу запуску, ні надходження другого імпульсу в інтервалі не впливають на час витримки. Запуск мультивібратора робиться через фіксувальний діод імпульсами додатної полярності, які надходять зі схеми формування імпульсів запуску 40.

З виходу чекального мультивібратора прямокутні імпульси з регульованою тривалістю до 1500 мкс через емітерний повторювач 31 та інвертор 26 надходять на формувачі стробувальних імпульсів

1, 2, формувач імпульсів скидання 3 і одночасно на схему поділення частоти 16, 21, яка виконана на інтегральній мікросхемі. Поділення частоти генерованих мультівібратором імпульсів робиться у співвідношенні 1:2 і 1:4.

Схема формування стробувальних імпульсів має два канали: канал формування імпульсів заряду пікового детектора і канал формування імпульсів скидання. Обидва канали виконані на інтегральних мікросхемах.

Сформовані стробувальні імпульси тривалістю 0,5; 1 або 2 мкс через електронні ключі 4, 5, 6, 7 заряду пікових детекторів 17, 18, 19, 20 надходять на схеми співпадання 12, 13, 14, 15, зібрані на польових транзисторах. Одночасно на другі входи схем співпадіння надходять відеоімпульси, які відповідають певним параметрам Стокса. В момент співпадіння в часі стробувальних і відеоімпульсів відбувається заряд емоностей пікових детекторів до величини амплітуди відеоімпульсів.

Скидання пікових детекторів здійснюється імпульсами скидання, що надходять з каналу формування імпульсів скидання через ключові каскади 8, 9, 10, 11. Вони теж виконані на транзисторах. Вихідна постійна напруга пікових детекторів, підсилена підсилювачами постійного струму 22, 23, 24, 25, які виконані на мікромодулях, через інвертори 27, 28, 29, 30 і емітерні повторювачі 32, 33, 34, 35, подається на канал формування нормованих параметрів Стокса. Канал формування нормованих параметрів Стокса складається з трьох ідентичних подільників 37, 38, 39, вихід яких підключений до реєстратора 41.

Аналого-цифрова масштабна-часова система автоматичного регулювання підсилення. Діапазон змін радіолокаційних сигналів, які приймаються, що надходять на вхід системи поляриметра, знаходяться в межах від 1 мкВ до 10 мВ. При коефіцієнті підсилення приймача 100 000 діапазон зміни вихідних сигналів приймального тракту складає величину від 0,1 до 1 000 В. Такі високі рівні вихідного сигналу перевантажують підсилювальні каскади приймального пристрою, призводять до переключення. Для отримання лінійного режиму роботи підсилювачів проміжної частоти 30 МГц у всьому діапазоні зміни вхідних сигналів розроблена аналого-цифрова масштабна система автоматичного регулювання підсилення з фіксацією кожного рівня через 10 дБ. Функціональна схема системи подана на рисунку 11, а діаграми рівнів масштабованого підсилювача проміжної частоти на рисунку 12.

На вхідний компаратор 3 з виходу логарифмічних підсилювачів 1, 2 надходять відеосигнали з максимальною амплітудою 2 В. Діоди комутують проходження на вхід компаратора тієї компоненти, величина якої в даний момент більша.

Швидкісний трьохрозрядний паралельний перетворювач складається з компараторної 3, шифраторної 4 і дешифраторної 5 частин. В схемі перетворювача використано сім компараторів мікромодулів. Шкала перегворення визначається опорною напругою –5 В.

Опорна напруга ділиться на сім рівнів подільником, який складається з резисторів. Всі неінвертувальні входи компараторів з'єднані, і на них подається сигнал з виходу комутувальних діодів. Компаратори включаються по черзі знизу вгору в міру того, як буде збільшуватися вхідний сигнал. Крок квантування складає приблизно 300 мВ. Чим більша напруга вхідного сигналу, тим більша кількість компараторів включена. При вхідній напрузі 2 В включені всі сім компараторів.

Найбільший номер включеного компаратора переводиться шифратором 4 в трьохрозрядний код. В схемі вихідна "одиниця" має низький рівень. У компаратора є протифазні виходи в шифраторі, тому число послідовних ключів невелике, що значно знизило затримку в проходженні сигналу. Час спрацювання складає 30 мс.

Шифратор і дешифратор побудовані на інтегральних мікросхемах. На світлодіодній матриці 6 висвічуються цифри, що відповідають заданому рівню вхідного сигналу.

Вихідні сигнали компараторів, які відповідають певним рівням вхідних сигналів, надходять на ключові каскади 17, 18, які задають 7 ступенів регулювання коефіцієнтів підсилення підсилювача проміжної частоти через 10 дБ.

Одночасно вихідні сигнали компараторів через струмові ключі 20, 21 і пристрій стробування 22 подаються на реєстратор 23. З метою підвищення рівня вхідної напруги аналогових струмових ключів до 8 В включені проміжні ключові каскади 9-15.

На вхід кожного підсилювача проміжної частоти надходить керувальний сигнал з аналого-цифрової масштабна-часової системи автоматичного регулювання підсилення і відбитий від хмар і опадів. Причому останній випереджає керувальний на 2,5 мкс. Часова компенсація робиться за допомогою 2-х ліній затримки 7, 8 на поверхових акустичних хвилях.

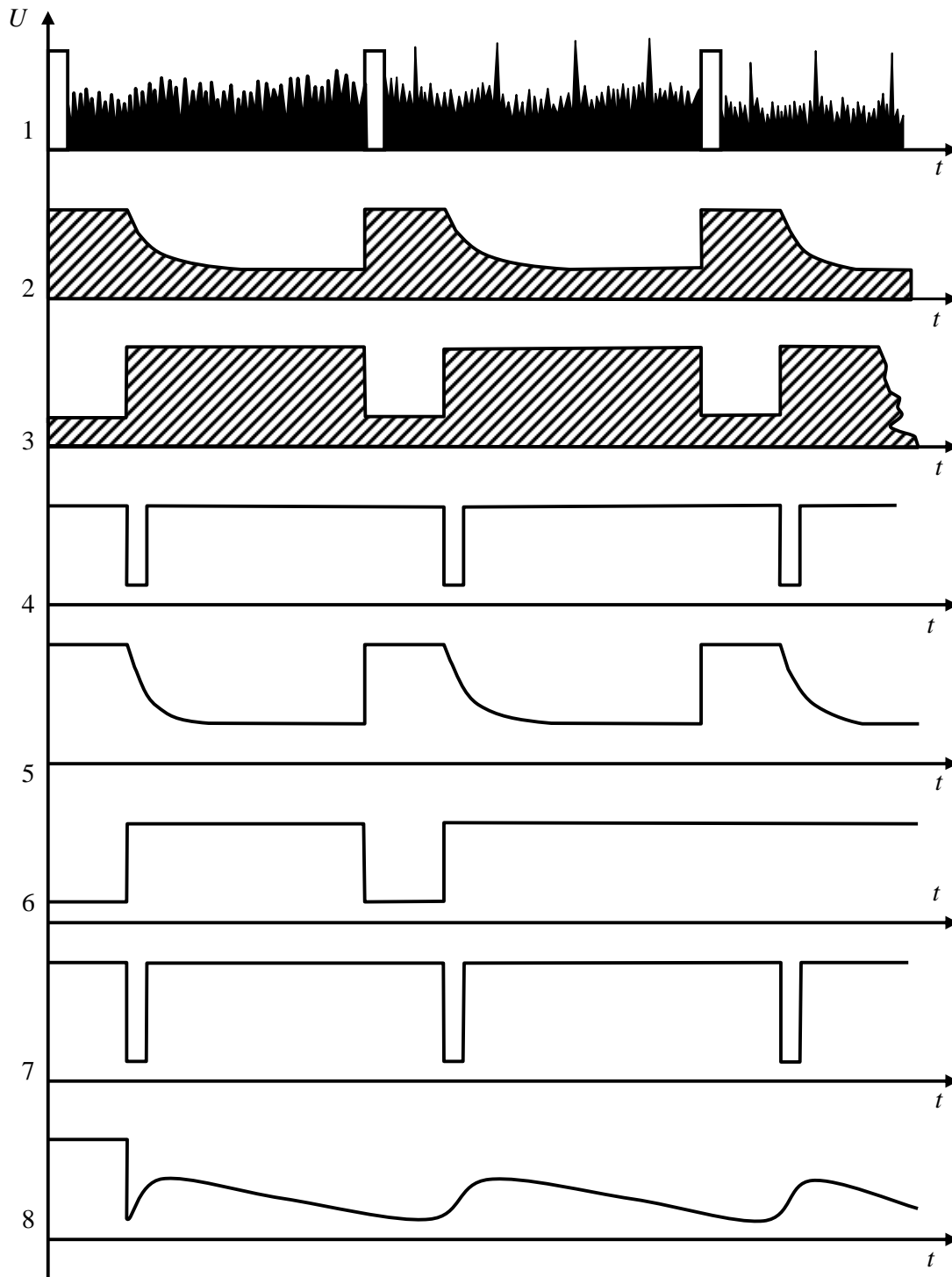


Рисунок 10 – Епюри напруг, що пояснюють роботу каскаду стробування

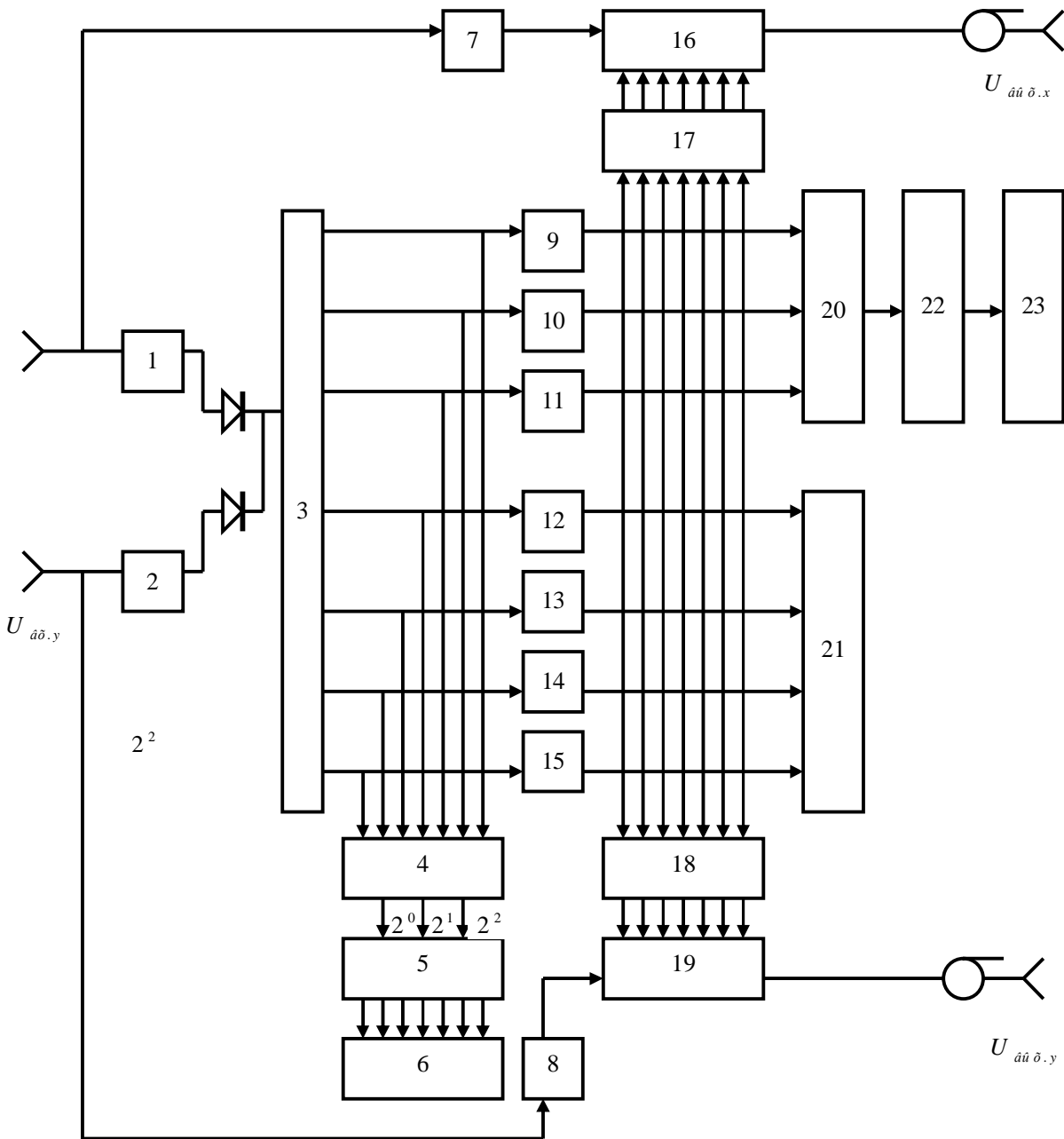


Рисунок 11 – Функціональна схема аналого-цифрової масштабноï системи

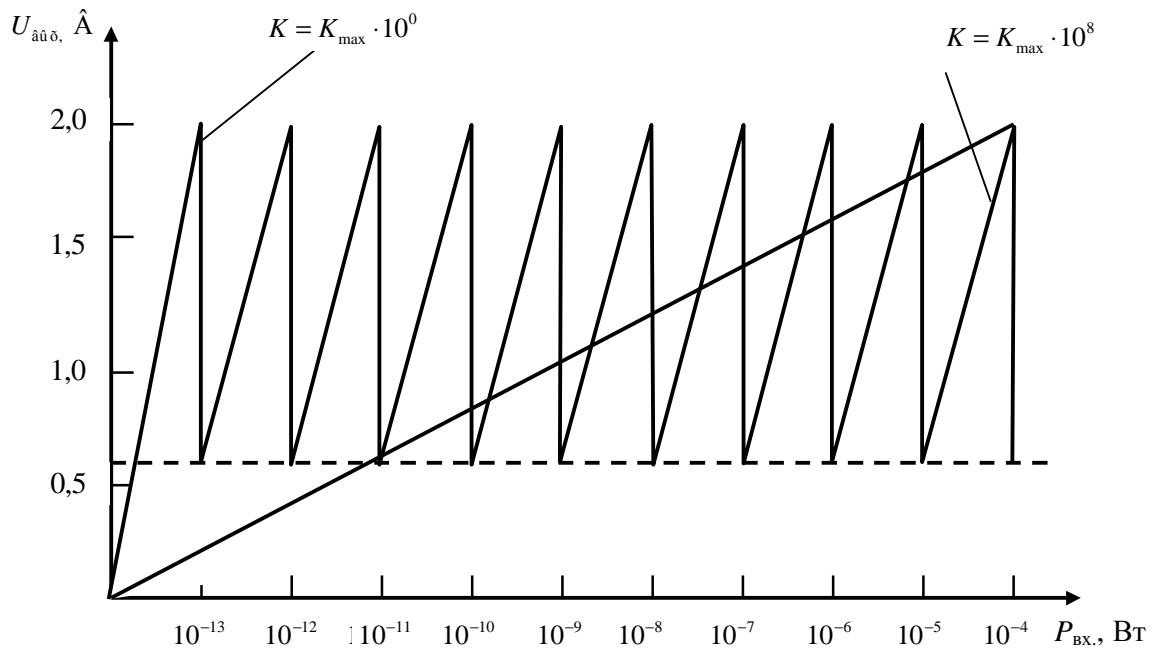


Рисунок 12 – Діаграми рівнів масштабованого підсилювача проміжної частоти

ВИСНОВКИ

1 Метеорологічні радіолокаційні поляриметри з повним поляризаційним аналізом параметрів луно-сигналів хмар і опадів є найбільш перспективними та інформативними з точки зору їх високих здатностей до розпізнавання небезпечних явищ надзвичайного характеру.

2 Технічна реалізація схеми побудови високочастотних вузлів проста і не потребує високої точності їх виготовлення, тому що вимірювання ортогональних компонент робиться одночасно за двома каналами, а різниця фаз – за проміжною частотою.

3 Аналіз отриманої радіолокаційної інформації може робитися як безпосередньо за нормованими параметрами Стокса з просторово-часовою фільтрацією, так і за коефіцієнтами поляризаційної матриці.

4 Розглянутий радіолокаційний поляриметр становить собою більш удосконалений технічний засіб, який реалізує нові методи інтерпретації та оброблення результатів радіолокаційних спостережень за розвитком небезпечних явищ погоди.

ЛІТЕРАТУРА

1. Потехин В.А. К вопросу о поляризационной селекции радиолокационных сигналов / Потехин В.А., Глухов А.Н., Родимов А.П. // Радиотехника и электроника, 1969. – Вып. 3. – Т. 14. – С. 434–440.
2. Поздняк С.И. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн / Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. – М.: Сов. Радио, 1974. – 479 с.
3. Степаненко В.Д. Радиолокация в метеорологии / Степаненко В.Д. – Л.: Гидрометеиздат, 1974. – 343 с.
4. Гусев К.Г. Поляризационная модуляция / Гусев К.Г., Филатов А.Д., Соколов А.П. – М.: Сов. Радио, 1974. – 288 с.
5. Диневич Л.А. Возможности методики определения градоопасности облаков с использованием деполаризационных характеристик отражённого сигнала / Диневич Л.А., Шупяцкий А.Б. // Труды 5-го Всесоюзного совещания по радиометеорологии. – Гидрометеиздат, 1981. – С.57–63.
6. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов / Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. – М.: Сов. Радио, 1966. – 440 с.

7. Канарейкин Д.Б. Морская поляриметрия / Канарейкин Д.Б., Потехин В.А., Шишкин И.Ф.. – Л.: Судостроение, 1968.–328 с.
8. Капитонов В.А. Спектрально-поляризационный метод исследования облаков и осадков. В кн. “Радиофизические исследования атмосферы” / Капитонов В.А.. – Л.: Гидрометеиздат, 1977. – С.244–250.
9. Корбан В.Х. Применение электромагнитных волн специальных поляризаций для распознавания радиолокационных целей / Корбан В.Х. // Междунар. науч.-техн. конф. “Современная радиолокация”: Тезисы конф. – К., 1994. – С. 124–126.
10. Рожков А.В. Поляризационные методы в метеорологической радиолокации. Зарубежная радиоэлектроника. Спец. выпуск / Рожков А.В. – М.: Зарубежная радиоэлектроника, 1993. – С.18–28.
11. Базлова Т.А. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети / Базлова Т.А., Бочарников Н.В., Брылев Г.Б., Кузнецов Л.И. и др. – СПб.: Гидрометеиздат, 2002. – 331 с.
12. Довиак З. Допплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения / Довиак З., Зрнич Д.. – Л.: Гидрометеиздат, 1988. – 512 с.
13. Keeler R.J. Data quality enhancements for an open systems – NEXRAD / Keeler R.J. – COST 75, 1999. – P. 124–135.
14. Hagen M. Estimation of rainfall rate from measurements of polarimetric radar parameters by the C-band multiparameters with a C-band Doppler radar through consideration of orographically induced partial beam Screening. / Hagen M., Hacker S., Meischner P. – COST 75, 1999. – P. 511 –519.
15. Searchilli G., Gorgucci E., Chandrasckar V. Applications of secfconsistency principle to multiparameter radar measurements in rainfall / Searchilli G., Gorgucci E., Chandrasckar V. – COST 75, 1999. – P.786 –795.
16. Collier C.G. The development of a Weather Radar network in Western Europe. / Collier C.G. // Seminar on “Weather Radar Networking”. – COST-73. – 1989. – P. 3 –16.
17. Divjak M. Radar measurement of precipitation in non-optimal conditions / Divjak M. COST-75, 1999. – P. 150–158.
18. Joss J. Ways of using und correcting for errors in conventional radar reflectivity data / Joss J. // Seminar on “Weather Radar Networking”. – COST-73. – 1989. – P. 175 –184.
19. Joe P. Signal processing and digital JF on the Canadian Doppler radar network / Joe P., Crozies C., Scott J., Falla M., Passarelli R.Jr., Siggia A.. – COST-75, 1999. – P. 544 –556.