Б. А. ЛАЗУТКІН

РАДІОТЕХНІЧНІ ПРИСТРОЇ З КОМПЕНСАЦІЄЮ ЗАВАД

Б. А. ЛАЗУТКІН

РАДІОТЕХНІЧНІ ПРИСТРОЇ З КОМПЕНСАЦІЄЮ ЗАВАД

ВИДАВНИЦТВО „ТЕХНІКА"
Київ — 1972

6Ф2.I
Л17
УДК 621.396.67=83

Радиотехнические устройства с компенсацией помех. Л а з у т к и н Б.А. "Техніка",1972,116 стр. (на украинском языке).

Рассмотрена структура диаграмм направленности антенн радиотехнических устройств и пеленгационных характеристик систем автоматического сопровождения по направлению. Исследовано влияние боковых лепестков диаграмм направленности антенн и пеленгационных характеристик на основные технические показатели радиотехнических устройств. Описаны основные методы компенсации сигналов, действующих по боковым лепесткам диаграммы направленности, и боковых лепестков пеленгационных характеристик систем автоматического сопровождения. Показано,что использование устройств компенсации существенно улучшает основные технические характеристики радиотехнических устройств. Даны рекомендации по выбору устройств компенсации и приведены примеры расчета радиотехнических устройств с компенсаторами.

Рассчитана на широкий круг инженеров и техников, занимающихся разработкой, конструированием и эксплуатацией радиотехнической аппаратуры, а также может быть использована студентами и аспирантами радиотехнических специальностей.

Табл. I, іл.41, бібл.41.

Рецензент В.Ю.Лапій, канд.техн.наук

Редакція літератури з енергетики, електроніки, кібернетики і зв"язку

Завідуючий редакцією інж. З.В.Божко

3-4-3
137-72М

Передмова

У рішеннях XXIУ з"їзду КПРС велику увагу приділено науково-технічному прогресу і одному з найважливіших його напрямів - ще більшому використанню досягнень радіотехніки і радіоелектроніки в народному господарстві. Розв"язання ряду народногосподарських завдань немислиме без широкого використання дедалі більшої кількості різних радіотехнічних систем і пристроїв. Тому особливого значення набуває стійкість цих систем і пристроїв щодо взаємних, промислових і навмисних завад.

У пресі з"явилась велика кількість відомостей щодо завадозахищеності радіотехнічних систем і пристроїв. Ці відомості, в основному, наводяться в статтях, патентах і повідомленнях рекламного характеру, які висвітлюють далеко не все, що цікавить широке коло фахівців, і не завжди доступні читачеві. Автор ставить своїм завданням якоюсь мірою заповнити цю прогалину.

Робота присвячена дослідженню деяких методів компенсації завад, що грунтуються на просторовій і часовій селекції корисних сигналів і завад, у ній робиться спроба систематизувати розрізнені матеріали, присвячені цьому питанню, і викладаються

матеріали оригінальних досліджень, проведених автором.

Автор висловлює глибоку подяку рецензентові книги - канд.техн.наук, лауреатові Державної премії В.Ю.Лапію, а також канд.техн.наук В.М.Яковлеву і Ю.О.Комісарову за поради, що сприяли поліпшенню книги.

Відзиви та побажання просимо надсилати на адресу: 252601, Київ, 4, ГСП, Пушкінська, 28, видавництво "Техніка".

Розділ I

БІЧНІ ПЕЛЮСТКИ ДІАГРАМ НАПРЯМЛЕНОСТІ АНТЕН

1. Основні фактори, що визначають рівень бічних пелюсток

Вигляд діаграм напрямленості зумовлений призначенням радіотехнічного пристрою (РТП) і визначається в основному конструкцією антени. Наприклад, діаграми напрямленості антен радіолокаційних станцій (РЛС) повинні, як правило, забезпечити високу роздільну здатність і точність відліку кутових координат. В одноканальних РЛС для виконання цих вимог прагнуть дістати діаграму напрямленості у вигляді вузької пелюстки. Однак при обмежених розмірах антенної системи, крім головної пелюстки діаграми напрямленості, з"являються бічні пелюстки, які істотно погіршують технічні показники РЛС.

Слід зауважити, що діаграма напрямленості є комплексною функцією напряму на джерело радіохвиль. Модуль і аргумент цієї функції називають відповідно амплітудною і фазовою діаграмами напрямленості. Тому для пеленгації можна використовувати амплітудні, фазові або амплітудно-фазові відмінності сигналів, зумовлені зміною напряму на джерело цих сигналів. Фазові й амплітудно-фазові методи пеленгації використовують у багатоканальних РТП. При використанні фазового методу пеленгації на роздільну здатність і точність відліку кутових координат вигляд амплітудної діаграми напрямленості в принципі не впливає, проте з енергетичних міркувань прагнуть, щоб вона була якнайвужчою.

Далі (якщо не зроблено спеціальних застережень) під діаграмами напрямленості антен будемо розуміти їх амплітудні діаграми.

Однією з найважливіших вимог,що їх ставлять до діаграм напрямленості антен сучасних РТП, є мінімальний рівень бічних пелюсток. Розрахувати з достатньою точністю рівень бічних пелюсток для реальних антенних пристроїв - трудомістке, а часто і нездійсненне завдання. Складність його розв"язання зумовлена великою кількістю причин (іноді суперечливих), від яких залежить рівень бічних пелюсток. Основні фактори, що визначають рівень бічних пелюсток, такі: закон амплітудно-фазового розподілу поля в розкриві антени; вплив первинного опромінювача антени; неточність виконання антени; крайовий ефект; вплив обтікачів антен; вплив місцевих предметів.

Закон амплітудно-фазового розподілу поля в розкриві антени. Найвужча діаграма напрямленості відповідає рівномірному розподілу поля в розкриві антени, але рівень бічних пелюсток у цьому випадку буде найбільший. Зменшуючи амплітуду поля до країв розкриву, можна добитися зменшення бічних пелюсток, але при цьому ширина діаграми напрямленості збільшується, а коефіцієнт використання поверхні розкриву антени зменшується. Останнє призводить до зменшення коефіцієнта напрямленої дії (КНД) антени. Коли припустити, що рівень бічних пелюсток залежить тільки від закону розподілу поля в розкриві антени, то при знятті всяких обмежень на закон розподілу можна дістати діаграму напрямленості з яким завгодно низьким рівнем бічних пелюсток. Проте розподіл поля, який забезпечує низький рівень бічних пелюсток, дуже складний, з різкими піками на краях розкриву. Пікові значення поля дуже великі, а втрати енергії значні. Крім того, такі антенні пристрої дуже вузькосмугові.

Діаграма напрямленості антени описується комплексною функцією кута переходу радіохвиль. Модуль і аргумент цієї функції називають відповідно амплітудною і фазовою діаграмами напрямленості. На практиці під діаграмою напрямленості здебільшого розуміють амплітудну діаграму. До фазової ж діаграми напрямленості, як правило, ніяких вимог не ставлять. Проте, змінюючи фазову діаграму напрямленості антени при заданій амплітудній діаграмі напрямленості, можна спростити амплітудний розподіл поля по розкриву. Можна дістати вузьку діаграму напрямленості антени, модулюючи фазу поля в розкриві антени. У цьому випадку поблизу антени (за межами її фактичної площі) утворюється реактивне поле, яке взаємодіє з прийманою хвилею як уявна антена з більшим ефективним розкривом.

Такі антени, що мають дуже вузькі діаграми напрямленості при обмежених реальних розмірах розкриву, називають наднапрямленими. Практично ці антени досі не реалізовані, бо при модуляції фази поля у розкриві антени в сусідніх точках розкриву з"являються вирівнюючі струми. Теплові втрати при проходженні вирівнюючих струмів зменшують відношення сигнал/шум на виході антени. Тому виграш при зростанні ефективного розкриву антени зводиться нанівець програшем у відношенні сигнал/шум, а точність і роздільна здатність, що їх визначають з урахуванням ефективного розкриву і рівня шуму, лишаються незмінними. При виготовленні наднапрямлених антен треба забезпечити дуже високу точність, і, крім того, параметри таких антен нестійкі в часі. Тому тепер найбільшого поширення набрали антени з синфазною випромінюючою поверхнею. Вплив закону амплітудного розподілу поля по розкриву на основні характеристики антен з прямокутною і круглою синфазними випромінюючими поверхнями ілюструється таблицею [I,II].

Та

Функція розподілу амплітуди поля в отворі та її графічне зображення	Значення сталих		Рівень 1-ї бічної пелюстки щодо головної, дб	Коефіцієнт використання розкриву	Ширина пелюстк ловинно ністк
	δ	n			
			Для прямокутного розкриву		
$E(x)=1-(1-\delta)\lvert x\rvert^2$	1		- 13,2	1	50,8
	0,8		- 15,8	0,994	52,7
	0,5		- 17,1	0,970	55,6
	0		- 20,6	0,833	65,9
$E(x)=\cos^n(\pi x/2)$		1	- 23	0,810	85,9
		2	- 32	0,667	83,2
		3	- 40	0,557	95,1
		4	- 48	0,515	110,6
			Для круглого розкриву		
$E(y)=1(1-\delta)\lvert y\rvert^2$	1		- 17,6	1	58,9
	0,8		- 18,6	0,996	60,0
	0,6		- 19,8	0,980	61,9
	0,4		- 21,5	0,943	64,2
	0,2		- 23,5	0,87	67,0

вилгоє

Вплив первинного опромінювача. Більшість антен сучасних радіолокаційних станцій складається з двох елементів: елемента, що перетворює підводжувану енергію струмів високої частоти в енергію випромінювання при роботі на передачу, - опромінювача, роль якого при роботі антени на приймання визначається з принципу взаємності, і елемента, що формує задану діаграму напрямленості. Як такий елемент використовують рупори, лінзи, щілини і дзеркальні відбивачі. Другий елемент антени створює випромінюючий розкрив, що являє собою поверхню, через яку відбувається випромінювання.

У більшості застосовуваних тепер антен як другий елемент використовується дзеркало. Дзеркальні антени з конструктивного погляду порівняно прості і легко настроюються. Скінченність розмірів опромінювача призводить до зростання бічних пелюсток, зумовленого такими причинами: прямим випромінюванням опромінювача в задню півсферу; тіньовим ефектом; розсіюванням на опромінювачі енергії, відбитої від дзеркала.

Збільшення бічних пелюсток внаслідок прямого випромінювання первинного опромінювача залежить від його власної діаграми напрямленості і положення на фокальній осі антени. Тіньовий ефект спричиняється екрануванням частини площі розкриву антени опромінювачем. Його можна наближено врахувати, віднімаючи від основного поля поле, збуджуване на опромінювачі. Отже, результуючу діаграму напрямленості антени, враховуючи тіньовий ефект, можна розглядати як різницю діаграми антени з точковим опромінювачем і протифазної діаграми, створюваної екраном. Площа екрана звичайно набагато менша від площі розкриву антени, і його діаграма напрямленості буде значно ширшою від діаграми, яку створює розкрив антени.

Тому екрануючий вплив опромінювача можна наближено врахувати, віднявши сталу величину від діаграми антени з точковим опромінювачем (рис.1). З рисунка видно, що головна і парні бічні пелюстки результуючої діаграми напрямленості зменшуються, а непарні бічні пелюстки зростають.

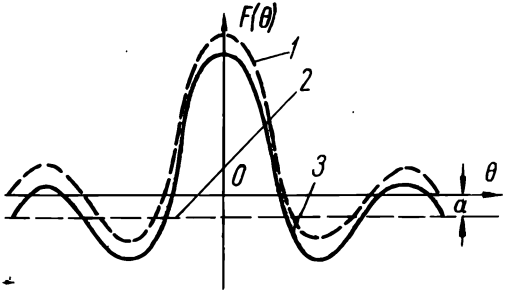


Рис.1. Діаграми напрямленості дзеркальної антени:
1 - з точковим опромінювачем; 2 - екрана;
3 - з урахуванням тіні опромінювача.

Відбита від опромінювача хвиля не є сферичною, і тому при повторному відбитті від дзеркала її енергія розсіюється в бік головної та бічних пелюсток. Вплив відбитої від опромінювача енергії і наступного повторного розсіювання цієї енергії дзеркалом антени на бічні пелюстки врахувати теоретично не вдається. Відомо тільки, що це явище призводить до збільшення бічних пелюсток. Кількісні ж характеристики дістають експериментально для кожної окремої антени.

Неточність виконання антени спричиняє фазові спотворення в розкриві. Фазові спотворення виникають внаслідок зміщення первинного опромінювача з фокуса, спотворень фронту

хвилі первинного опромінювача (наприклад, фронт хвилі первинного опромінювача не має сферичної або циліндричної форми) і неточностей, допущених при виготовленні дзеркала антени. Виготовляючи синфазні антени, звичайно вважають за потрібне забезпечити синфазність збудження розкриву з точністю $\pm\pi/4$. Ця умова, в свою чергу, означає, що максимально допустимий відступ дійсної поверхні дзеркала від розрахункового значення не повинен перевищувати величини $\lambda/16$. Вимоги щодо точності встановлення опромінювача антени менш жорсткі для довгофокусних антен.

Фазові спотворення можна поділити на дві групи: випадкові і систематичні. Характер систематичних спотворень досліджений досить добре. Їх причиною є монотонне відхилення дійсної поверхні дзеркала від розрахункової або зміщення опромінювача з фокуса. Звичайно ці помилки апроксимуються лінійним, квадратичним і кубічним відхиленням фази. При лінійних фазових спотвореннях $\Delta\varphi_л = \beta x$ діаграма напрямленості зміщується, лишаючись незмінною щодо форми. Функція, яка описує діаграму напрямленості в одній площині з урахуванням лінійних фазових спотворень, має такий вигляд [11]:

$$\Phi(\theta) = F(\theta - \beta), \qquad (1)$$

де β - максимальні фазові спотворення на краю розкриву. Наприклад, для антени з прямокутним синфазним розкривом при рівномірному розподілі амплітуди поля по розкриву

$$\Phi(\theta) = \frac{\sin\frac{2\pi}{\lambda}\cdot\frac{L}{2}\sin(\theta-\beta)}{\frac{2\pi}{\lambda}\cdot\frac{L}{2}\sin(\theta-\beta)}, \qquad (2)$$

де L - лінійний розмір прямокутного розкриву.

При квадратичних фазових спотвореннях $\Delta\varphi_{кв} = \beta_1^2$ рівень двох-трьох перших бічних пелюсток зростає, мінімум діаграми напрямленості згладжується, КНД зменшується. Як-

що розподіл поля по розкриву антени взято нерівномірний, то перші бічні пелюстки майже цілком поглинаються головною пелюсткою, яка розширяється. На рис.2 наведено діаграми напрямленості антени з прямокутним розкривом при рівномірному розподілі амплітуди поля по розкриву і квадратичних фазових спотвореннях [11].

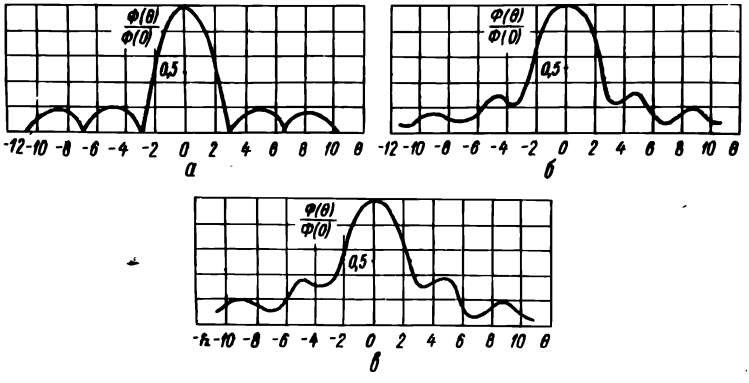


Рис.2. Криві, що характеризують вплив квадратичних фазових спотворень на діаграму напрямленості при:
а – $\beta = 0$; б – $\beta = \frac{\pi}{4}$; в – $\beta = \frac{\pi}{2}$.

При кубічних фазових спотвореннях $\Delta\varphi_{куб} = \beta_2 x^3$ діаграма напрямленості стає несиметричною. Головна пелюстка зміщується, бічні пелюстки, розташовані в напрямі відхилення головної пелюстки, зростають, а бічні пелюстки з протилежного боку зменшуються. КНД антени спадає. На рис. 3 наведено діаграми напрямленості антени з прямокутним розкривом при рівномірному розподілі амплітуди поля по розкриву і кубічних фазових спотвореннях. Якщо розподіл поля по розкриву антени нерівномірний, то спотворення ді-

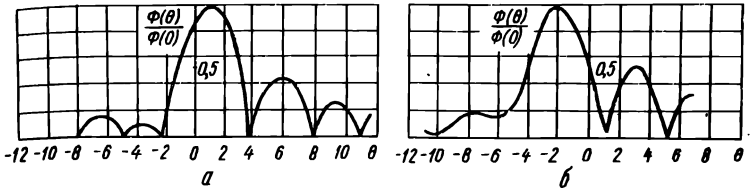


Рис.3. Криві, що характеризують вплив кубічних фазових спотворень на діаграму напрямленості антени при:
а - $\beta = \frac{\pi}{2}$; б - $\beta = \pi$.

аграми напрямленості, спичинені фазовими помилками, зменшуються. Випадкові фазові спотворення, які виникають через хвилясту поверхню дзеркала, призводять до слабо напрямленого розсіяння енергії, внаслідок якого зростають бічні пелюстки і зменшується КНД антени.

Крайові ефекти зумовлені затіканням струмів, що наводяться на тіньовий бік дзеркала антени. Ці струми збуджують електричне поле, енергія якого поширюється в тіні дзеркала. Крім того, струми, що утворюються на краю дзеркала, збуджують додаткове поле, яке спотворює діаграму напрямленості в передньому напівпросторі антени. Якщо фокусна відстань дзеркала значно більша від довжини хвилі коливань, випромінюваних антеною, то зона дії крайового ефекту являє собою вузьку смужку, яка облямовує край відбивача. Ефективна ширина цієї смужки має порядок десятих часток довжини хвилі. Орієнтація вектора крайового струму може бути якою завгодно. Тому теоретично врахувати розподіл струмів на тіньовому боці дзеркала і струмів, збурених краєм відбивача на освітленому боці дзеркала, важко.

Крайові ефекти викликають збільшення бічних пелюсток і зменшення головної пелюстки діаграми напрямленості. При цьому різко зростають бічні пелюстки на межі світло-тінь і задня пелюстка [28].

Вплив обтікачів антени. Часто для зменшення впливу зовнішнього середовища на характеристики антени або для зменшення впливу антени на аеродинамічні характеристики літальних апаратів застосовують радіопрозорі обтікачі. Проте ідеальної радіопрозорості досягти неможливо. Внаслідок відбиття енергії електромагнітних хвиль від стінок обтікача спотворюється діаграма напрямленості антени і збільшується коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ) антенно-хвилевідного тракту РТП. Спотворення діаграми напрямленості виявляється, як правило, в значному збільшенні бічних пелюсток і зміщенні максимуму головної пелюстки. Виникнення бічних пелюсток діаграм напрямленості антен з обтікачем ілюструється рис. 4.

При польотах літального апарата з РЛС на малих висотах внаслідок відбиття енергії від стінок обтікача антени утворюються бічні пелюстки діаграми напрямленості в бік землі. Ефективна відбивна поверхня ділянки землі, підсвічуваної бічною пелюсткою, значно більша від ефективної відбивної поверхні цілі. Тому сигнали, відбиті від землі і прийняті бортовою РЛС, можуть цілком подавити корисний сигнал.

Стінки обтікача повинні бути виконані так, щоб фазовий набіг електромагнітних коливань, які проходять через них, був однаковим. Інакше фазові спотворення, викликані обтікачем, призведуть до додаткового збільшення бічних пелюсток. Якщо розкрив антени є джерелом синфазних електромагнітних коливань (рис. 5), то вираз для напруженості електричного поля в далекій зоні (зоні Фраунгофера) можна подати так:

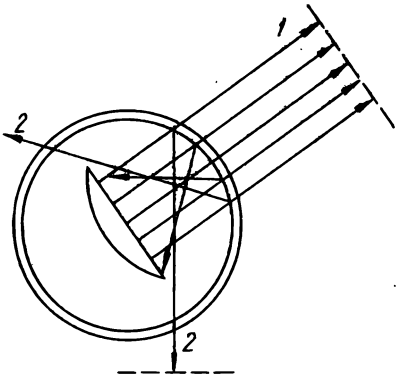


Рис.4. Бічні пелюстки діаграми напрямленості, які виникають внаслідок відбиттів від стінок обтікача антени: 1 - головна пелюстка; 2 - бічні пелюстки.

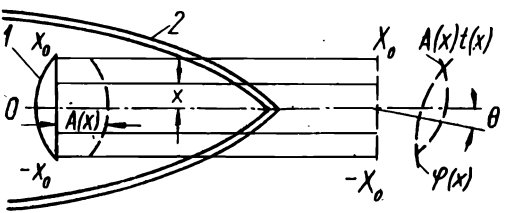


Рис.5. Деформація фронту хвилі, зумовлена обтікачем:

x_0 - радіус розкриву антени; x - поточна координата по розкриву; 1-антена; 2-обтікач.

$$E_1(\theta)=\int_{-x_0}^{x_0} A(x)\, exp\left(j\frac{2\pi x}{\lambda}\sin\theta\right)dx\,, \qquad (3)$$

де $A(x)$ - функція розподілу амплітуди поля вздовж розкриву; $exp(j\frac{2\pi x}{\lambda}\sin\theta)$ - функція, що описує розподіл фаз поля по розкриву антени.

Розподіл амплітуд поля A в площині, яка паралельна розкриву антени і лежить за обтікачем, не збігатиметься з функцією $A(x)$. Характер фазового фронту в тій же площині відрізнятиметься від функції $exp\left(j\frac{2\pi x}{\lambda}\sin\theta\right)$.

Нехай у площині, яка паралельна розкриву антени і лежить за обтікачем, амплітудно-фазовий розподіл поля описується такими функціями:

$$A(x)t^2(x) \quad \text{і} \quad \frac{2\pi x}{\lambda}\sin\theta+\varphi(x)\,, \qquad (4)$$

де $t^2(x)$ - коефіцієнт прозорості обтікача за потужністю; $\varphi(x)$ - функція, що характеризує спотворення фази поля, спричинені обтікачем.

Тоді вираз для напруженості електричного поля в далекій зоні з урахуванням обтікача набере такого вигляду:

$$E_2(\theta)=\int_{-x_0}^{x_0} A(x)t(x)\, exp\left\{j\left[\frac{2\pi x}{\lambda}\sin\theta+\varphi(x)\right]\right\}dx\,. \qquad (5)$$

Вираз (5) характеризує деформацію діаграми напрямленості з урахуванням фазових і амплітудних спотворень поля за стінками обтікача.

<u>Вплив місцевих предметів.</u> Особливу роль місцеві предмети відіграють при встановленні РТП на кораблі або літаку. Надбудови, щогли, виступаючі частини фюзеляжу або елементи антен РТП, розташованих поблизу антени розглядуваного радіотехнічного пристрою, спричиняють численні перевипромінювання енергії. Результуюче поле в розкриві антени може настільки спотворитися, що рівень бічних пелюсток

зміниться на десятки децибелів проти розрахункових значень. Вплив місцевих предметів на діаграму напрямленості можна з"ясувати тільки експериментально для кожного конкретного РТП. Інтенсивність бічних пелюсток діаграми напрямленості та їх положення в просторі змінюються не тільки при зміні положення системи щодо місцевих предметів, а й внаслідок зміни атмосферних умов.

2. Електродинамічні методи зменшення бічних пелюсток

Використання оптимального розподілу поля по розкриву антени. Основним фактором, що визначає рівень бічних пелюсток діаграм напрямленості, є закон амплітудно-фазового розподілу поля по розкриву антени. Тому оптимальну діаграму напрямленості прагнуть дістати, вибираючи відповідний закон розподілу поля. Оптимальними діаграмами напрямленості називають такі діаграми, які при заданій ширині головного променя мають мінімально можливий рівень бічних пелюсток або при заданому рівні бічних пелюсток - мінімальну ширину головного променя.

Вираз для оптимальної діаграми напрямленості антени з безперервним розподілом поля по плоскому прямокутному розкриву в одній з площин має такий вигляд [11]:

$$F_{опт}(\theta) = \cos \pi \sqrt{\upsilon^2 - M^2}, \qquad (6)$$

де $\upsilon = (L/\lambda) \sin \theta$; L - розмір прямокутного розкриву з розглядуваної площини; M - параметр, що характеризує рівень бічних пелюсток;

$$ch \pi M = \frac{E(\theta)}{E_{\delta.n}(\theta_n)};$$

$E(\theta), E_{\delta.n}(\theta_n)$ - напруженості електричного поля в напрямах максимумів головної і n-ї бічних пелюсток; θ - коорди-

ната точки спостереження щодо опорного напряму, який збігається з максимумом діаграми напрямленості.

Практично реалізувати діаграму напрямленості відповідно до виразу (6) неможливо, бо потрібний розподіл амплітуди поля по розкриву антени має на кінцях розкриву нескінченні піки. Тому на практиці застосовують різні квазіоптимальні розподіли полів. Наприклад, можна запропонувати квазіоптимальну діаграму напрямленості, яка описується таким виразом [11]:

$$F_{ко}(\theta)=\frac{\cos\pi\sqrt{u^2-M^2}-\cos\pi u}{ch\,\pi M-1}. \qquad (7)$$

У виразі (7) всі величини, що входять до правої частини, визначаються так само, як і у виразі (6). Квазіоптимальній діаграмі, описуваній формулою (7), відповідає такий розподіл амплітуди поля по розкриву антени:

$$A\left(\frac{2x}{L}\right)=\frac{2}{\pi l(ch\,\pi M-1)}\int_0^\infty\left(ch\,\pi\sqrt{M^2-u^2}-\cos\pi u\right)\times$$

$$\times\cos\left(\pi u\frac{2x}{L}\right)du. \qquad (8)$$

Інтеграл, який входить до виразу (8), у загальному вигляді не береться, тому квазіоптимальну діаграму напрямленості, описувану виразом (7), можна дістати лише наближено. При синтезі діаграми напрямленості (6) не враховується розподіл фаз цього поля. Тому розв"язання задачі знаходження оптимального закону розподілу амплітуди поля по розкриву антени не однозначне. Оптимальний амплітудний розподіл поля в площині для синфазних антен як з прямокутним, так і з круглим плоским розкривами здебільшого являє собою криву, яка спадає щодо центра і має різні піки на кінцях розкриву.

Використовуючи синфазну систему дискретних випромінювачів, можна дістати діаграму напрямленості без бічних пелюсток. Це буває можливим тоді, коли відносні амплітуди струмів у випромінювачах розподілені за біномінальним законом, а випромінювачі розміщені один від одного на відстанях, менших від $\frac{\lambda}{2}$. Однак такі системи або практично нездійсненні, або нераціональні через низьку ефективність використання площі розкриву антени. При біномінальному розподілі ширина головної пелюстки збільшується приблизно на 30% і приблизно на стільки ж зменшується КНД порівняно з КНД при рівномірному розподілі амплітуд струмів у дискретних випромінювачах. Задачу про оптимальний амплітудний розподіл струмів для системи синфазних дискретних випромінювачів розв"язав Дольф [1]. Він показав, що оптимальну діаграму напрямленості має система дискретних випромінювачів при відстані між випромінювачами, більшій від $\frac{\lambda}{2}$, у яких розподіл струмів знаходять з допомогою поліномів Чебишева. Розподіл, що відповідає оптимальній діаграмі напрямленості системи дискретних випромінювачів, називається дольф-чебишевським. Такі діаграми мають бічні пелюстки однакового рівня. Слід зауважити, що практична реалізація дольф-чебишевського розподілу дуже складна. Крім того, такий розподіл можна здійснити тільки для монохроматичного коливання. К.к.д. антени з дольф-чебишевським розподілом дуже низький. Ров"язання задачі про оптимальний безперервний розподіл поля по розкриву антени і оптимальну діаграму напрямленості, яка відповідає цьому розподілові, є узагальненням результатів, одержаних для систем дискретних випромінювачів, у випадку безперервного розподілу джерел.

Зменшення впливу опромінювача. Для зменшення прямого випромінювання в область бічних пелюсток слід використовувати напрямлені опромінювачі. Щоб усунути тіньовий ефект,

іноді застосовують спеціальний поляризаційний пристрій, а екран опромінювача виконують у вигляді грат, прути яких паралельні векторові електричного поля опромінювача. Тому енергія відбивається від екрана опромінювача в бік дзеркала антени. При відбитті від дзеркала антени вектор електричного поля з допомогою системи паралельних пластин, встановлених під кутом 45° до вектора електричного поля опромінювача, повертається на 90°. Тому відбита від дзеркала хвиля проходить через гратчастий екран опромінювача (рис. 6). Щоб зменшити розсіяння на опромінювачі і ослабити вплив тіньового ефекту, можна також використати встановлення опромінювача поза полем антени. Таке встановлення опромінювача можливе тільки в разі застосування несиметричних дзеркальних відбивачів (рис.7) [10].

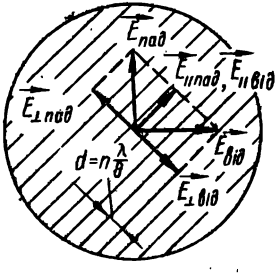


Рис.6. Дзеркало параболічної антени з поляризаційним пристроєм, який зменшує тіньовий ефект:
$E_{пад}$ - вектор напруженості електричного поля падаючої хвилі; $E_{від}$ -вектор напруженості електричного поля відбитої хвилі.

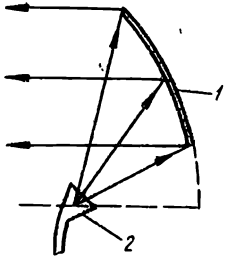


Рис.7. Дзеркальна антена з опромінювачем, встановленим поза полем антени: 1 - несиметричний відбивач; 2 - опромінювач, встановлений у фокусі.

Зменшення фазових спотворень поля в розкриві антени досягається жорсткішими допусками при виготовленні антен. Однак цей захід значно ускладнює виробництво і не дає бажаного ефекту. Тому для зменшення фазових спотворень рекомендується застосовувати інші - недзеркальні антени, наприклад лінзові, при виготовленні яких вимоги до точності нижчі, ніж при виготовленні дзеркальних антен.

Для зменшення крайових ефектів треба зменшити затікання струмів на тильний бік екрана, для чого застосовують спеціальні поглинаючі матеріали і чвертьхвильові уловлювачі. Останні добирають поки що тільки експериментально, бо визначення законів розподілу струмів на тіньовому боці дзеркала і струмів, збурених краєм відбивача на освітленому боці дзеркала, є дуже складним завданням, загального розв"язання якого не знайдено.

Зменшення впливу обтікачів антен зв"язане з рядом конструктивно-технологічних труднощів, які не завжди можна подолати. Форма обтікача і сектор огляду антени визначають діапазон зміни кутів падіння електромагнітної енергії на стінки обтікача. До характеристик стінок належать коефіцієнт прозорості за потужністю $t^2(x)$ і коефіцієнт відбиття за потужністю $r^2(x)$. При конструюванні обтікачів слід вибрати таку товщину стінок, щоб кращий коефіцієнт прозорості відповідав секторам огляду антени. Задачу про радіопрозорість стінок обтікача в широкому діапазоні було розв"язано в праці [13]. Стінки радіопрозорих обтікачів повинні мати змінну товщину. Тому практично виконати такі стінки не завжди можливо.

У наземних РТП і в РТП дозвукових літальних апаратах широко застосовуються обтікачі, виготовлені із скловолокна у вигляді монолітних, шаруватих або двостінних конструкцій із змінною товщиною стінок. У надзвукових літаль-

них апаратах аеродинамічне нагрівання і механічні навантаження на обтікач такі великі, що для його виготовлення непридатна більшість органічних діелектричних матеріалів. Тому застосовують обтікачі з кераміки, скла і вкритої керамікою або склом слюди. Тепер розробляються металеві обтікачі з прорізами [19]. Обтікачі з кераміки, скла і металу в загальному випадку мають вищі значення коефіцієнта відбиття і нижчі значення коефіцієнта прозорості.

Зменшити вплив місцевих предметів можна розумним вибором позиції, на якій встановлюється РТП. На жаль, не завжди є можливість такого вибору. Наприклад, при встановленні РЛС на кораблях і літаках положення та орієнтацію елементів, розміщених у полі антени, змінити, як правило, неможливо.

Отже, проблема зниження рівня бічних пелюсток діаграм напрямленості антен дуже складна, і розв"язати її до кінця звичайно не вдається. І річ не тільки в складності аналізу факторів, які визначають рівень бічних пелюсток, а й у тому, що деякі з основних факторів суперечливі. Застосування оптимального розподілу поля по розкриву антени дає змогу в принципі зменшити бічні пелюстки. Однак, щоб дістати оптимальний розподіл поля, треба застосовувати складний опромінювач, розміри якого зростають в міру зменшення задаваного рівня бічних пелюсток. Із збільшенням розмірів опромінювача зростає площа, яка затінює частину розкриву антени. Затінення розкриву антени збільшує непарні бічні пелюстки і зменшує головну пелюстку діаграми напрямленості. Крім того, цілий ряд факторів не піддається точному врахуванню. Їх роль можна оцінити лише приблизно. Тому, незважаючи на прагнення знизити бічні пелюстки, їх рівень для сучасних радіотехнічних пристроїв лежить у межах - (10 ÷ 35) дб щодо головної.

3. Вплив бічних пелюсток на технічні показники РТП

Завадозахищеність РТП. Радіотехнічний пристрій, як правило, працює в умовах завад - будь-яких радіосигналів, які, попадаючи на вхід РТП, погіршують якість його роботи. Завади за місцем виникнення діляться на зовнішні і внутрішні, вони можуть бути природними і навмисними.

Завадостійкість визначається як здатність РТП виконувати свої функції при впливі на нього зовнішніх завад. Звичайно завадостійкість оцінюють кількісними характеристиками завад, при яких імовірність виконання РТП своїх функцій помітно зменшується.

Навмисні завади можуть бути активними і пасивними. Вони особливо ефективні, коли створюються з урахуванням основних технічних характеристик РТП. Можливість визначення технічних характеристик РТП залежить від прихованості роботи останніх.

Завадозахищеність - це така характеристика РТП, яка враховує і прихованість, і завадостійкість. Велике значення при оцінці завадозахищеності мають бічні пелюстки діаграм напрямленості антен РТП. Внаслідок випромінювання частини енергії передавача через бічні пелюстки істотно зменшується прихованість роботи РТП. Бічні пелюстки діаграм напрямленості приймальної антени збільшують її шумову температуру і створюють передумови для приймання завад. Причому цими завадами можуть бути і власні сигнали, що приймаються по бічних пелюстках.

Як кількісну характеристику завадозахищеності РТП можна взяти значення коефіцієнта γ, що дорівнює відношенню мінімальної потужності корисного сигналу ($P_{с.мін}$) до потужності завади ($P_з$) на вході приймача, при якому забезпечується виконання РТП заданих функцій,

$$\gamma = \left(\frac{P_{c.мін}}{P_з}\right)_{вх} . \qquad (9)$$

При роботі РТП в імпульсному режимі і за умови, що смуга пропускання приймача цього РТП узгоджена з тривалістю сигналу, як P_c у вираз (9) треба підставляти імпульсну потужність корисного сигналу.

Оцінимо кількісну характеристику γ для класичної РЛС*, яка працює в полі навмисних завад, створюваних з однієї точки простору. Будемо вважати, що максимум діаграми напрямленості антени РЛС збігається з напрямом на джерело корисного сигналу. Джерело завади зміщено щодо максимуму діаграми напрямленості антени на довільний кут θ .

Вираз для потужності заважаючого сигналу (завади), який діє на вході приймача РЛС, можна подати так:

$$P_{з.вх} = P_ш + \frac{P_з \; G_з}{4\pi D_з^2} S_{еф} F^2(\theta) , \qquad (10)$$

де $P_ш$ – потужність внутрішніх шумів приймача, приведена до його входу; $P_з$ – потужність передавача завад, який діє з точки простору, віддаленої на відстань $D_з$ від РЛС; $G_з$ – коефіцієнт напрямленої дії антени передавача завад; $\frac{P_з G_з}{4}$ – густина потоку потужності завади на вході антени РЛС; θ – кут зміщення джерела завад щодо напряму, який відповідає максимумові діаграми напрямленості антени РЛС; $F(\theta)$ – функція, що описує нормовану діаграму напрямленості антени РЛС; $S_{еф}$ – ефективна площа приймальної антени РЛС; $D_з$ – відстань до джерела завад.

---

* Під класичною розуміють одноканальну РЛС, в якій використовуються прості імпульсні сигнали.

Якщо потужність завади на вході приймача значно більша від потужності $P_ш$, то

$$P_{з.вх} = \frac{P_з\ G_з}{4\pi D_з^2} S_{еф} F^2(\theta). \qquad (11)$$

Вираз для потужності корисного сигналу, що діє на вході приймача РЛС, можна подати так:

$$P_{с\ вх} = \frac{P_с\ G_с}{(4\pi)^2 D_с^4} \sigma_ц S_{еф}, \qquad (12)$$

де $P_с$ – потужність передавача РЛС; $G_с$ – коефіцієнт напрямленої дії антени передавача РЛС; $\sigma_ц$ – ефективна відбивна площа цілі; $D_с$ – відстань від РЛС до джерела корисного сигналу.

З урахуванням співвідношень (11) і (12) вираз (9) набирає такого вигляду:

$$\gamma = \frac{P_{с.мін}\ G_с\ \sigma_ц}{4\pi\ P_з G_з [F(\theta)]^2} \cdot \frac{D_з^2}{D_с^4}. \qquad (13)$$

З виразу (13) виходить, що відношення корисний сигнал/завада на вході приймача РЛС дуже сильно залежить від діаграми напрямленості антени. Потужність завади на вході приймача РЛС обернено пропорціональна $D_з^2$, а потужність корисних сигналів на вході того самого приймача обернено пропорціональна $D_с^4$. Тому при порівняно великих відношеннях $D_с/D_з$ величина коефіцієнта γ буде значно меншою від одиниці.

Якщо джерело завад суміщене з джерелом корисних сигналів, то

$$D_з = D_с; \qquad \theta = 0; \qquad F(\theta) = 1$$

і вираз (13) набирає такого вигляду:

$$\gamma_0 = \frac{P_{с.мін}\ G_с\ \sigma_ц}{4\pi P_з\ G_з\ D_з^2}. \qquad (13а)$$

Використовуючи співвідношення (13) і (13а), визначимо, як приклад, величини коефіцієнтів γ_0 і γ, коли РЛС працює в безперервному режимі і має такі технічні характеристики: $P_c = 125 \cdot 10^3$ вт, $G_c = 10^3$. Рівень бічних пелюсток діаграми напрямленості антени РЛС лежить у межах – (10 ÷ 30) дб щодо головної пелюстки. Спектр завади перекриває спектр корисного сигналу: $P_з = 5$ вт, $G_з = 20$. Беручи до уваги технічні характеристики РЛС і передавача завад, дістанемо, що при віддаленні джерела завад на відстань $D_з = D_c = 1000$ м, $\gamma_0 = 0{,}01$, $\gamma = 0{,}1 \div 10$.

Отже, бічні пелюстки істотно збільшують мінімально необхідне відношення сигнал/завада, яке забезпечує виконання РТП своїх функцій. Особливо важливу роль відіграють бічні пелюстки діаграм напрямленості бортових радіотехнічних пристроїв.

КНД антени і втрати енергії. Потужність передавача РТП випромінюється антеною в головні і бічні пелюстки діаграми напрямленості. Потужність, випромінювану в бічні пелюстки, можна розглядати як втрати. Позначивши відповідно потужність, що її випромінюють головна і бічні пелюстки діаграми напрямленості, через $P_{г.п}$ і $P_{б.п}$, можна характеризувати ці втрати коефіцієнтом втрат

$$\eta = \frac{P_{г.п}}{P_{г.п} + P_{б.п}} = \frac{P_{г.п}}{P} . \qquad (14)$$

Відомо, що КНД антени визначається як відношення потужності P_{Σ_0}, випромінюваної ізотропним випромінювачем, до потужності P, випромінюваної антеною, за умови рівності напруженостей поля, створюваних антеною в напрямі головної пелюстки та ізотропним випромінювачем:

$$D = \frac{P_{\Sigma_0}}{P} = \frac{P_{г.п}}{P} \cdot \frac{P_{\Sigma_0}}{P_{г.п}} = \eta D_0 , \qquad (15)$$

де D – реальний КНД; D_0 – КНД за умови, що вся потужність випромінюється в головну пелюстку.

З виразу (15) виходить, що коефіцієнт втрат η характеризує ступінь зниження КНД антени через бічні пелюстки діаграми напрямленості антени. Бічні пелюстки антени характеризуються і середнім рівнем у децибелах

$$\bar{\eta}_{б.п} = 10 \log\left(\frac{P_{б.п}}{P_{г.п} + P_{б.п}}\right) = 10 \log\left(\frac{P_{б.п}}{P}\right). \qquad (16)$$

Використовуючи методику, запропоновану Я.С.Шифріним [34], можна показати, що для антени з основними технічними параметрами $\theta_{0,5} = 3^0$, $\bar{\eta}_{б.п} = -40$ дб, коефіцієнт втрат $\eta = 0{,}63$. Крім того, $\frac{P_{б.п}}{P_{г.п}} = 0{,}58$.

Дістаючи ці значення, ми припускали, що [1]

$$\Omega \ll 4\pi \;;$$

$$D = \frac{4\pi F^2(\varphi,\theta)}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} F^2(\varphi,\theta)\sin\theta\, d\theta\, d\varphi}. \qquad (17)$$

З наведеного прикладу виходить, що бічні пелюстки діаграм напрямленості антен зумовлюють великі втрати енергії передавача РТП (37%) і зменшення коефіцієнта напрямленої дії антени (58%).

Однозначність пеленгації цілей. Динамічний діапазон сигналів на вході сучасних РТП дуже великий і може досягати 100 дб і більше. Для нормальної роботи вихідних пристроїв РТП динамічний діапазон сигналів, що надходять на вхід, повинен бути обмежений. Так, для нормальної роботи індикаторів РЛС інтенсивність сигналів на їх вході не повинна змінюватися більш як на 5-7 дб. Для стиснення динамічного діапазону сигналів, що надходять на вихідні пристрої РТП, застосовують антени із спеціальними діаграмами напрямленості і приймальні пристрої з нелінійними амплітудними характеристиками. Наприклад, діаграма на-

прямленості антени панорамної літакової РЛС має форму в площині кута місця, близьку до форми кривої, яка визначається рівнянням

$$E^2 = E^2_{макс} \, cosec^2 \theta \sqrt{cos\theta} \, . \qquad (18)$$

Підсилювачі проміжної частоти приймальних пристроїв або обладнують ефективною системою автоматичного регулювання підсилення, або прагнуть дістати їх амплітудну характеристику, близьку до логарифмічної. Часто логарифмічні підсилювачі доповнюють системою автоматичного регулювання підсилення. Коли і цих заходів для стиснення динамічного діапазону не досить, застосовують спеціальні відеопідсилювачі.

Стискаючи динамічний діапазон сигналів, відбитих від цілей, можна забезпечити ефективне виявлення цілей, що розташовані на різних відстанях (у межах далекості дії РЛС) і, до того ж ,мають різко відмінні ефективно відбиваючі поверхні. Відомо, що рівень бічних пелюсток діаграм напрямленості антен сучасних РЛС лежить у межах - (10 ÷ ÷ 35) дб щодо головної. Тому власний сигнал РЛС, випромінений і прийнятий, за інших однакових умов, по бічних пелюстках діаграми напрямленості, відрізнятиметься від сигналів, прийнятих головною пелюсткою, на (20 ÷ 70) дб. Такі сигнали виділятимуться у вихідному пристрої РЛС як звичайні сигнали. Їх координати і параметри руху будуть визначені звичайними методами. Проте справжні координати і параметри руху будуть зовсім іншими. Пеленги і параметри рухів цілей, сигнали яких приймаються по бічних пелюстках, будуть неправильними. Останнє має особливо велике значення в радіолокаційних системах з активною відповіддю (наприклад, у системах розпізнавання).

Зменшення далекості дії РТП, встановлених на борту літальних апаратів. Розгляньмо вплив бічних пелюсток на

далекість дії бортових РТП на прикладі бортової РЛС. Відомо, що під далекістю дії РЛС розуміють відстань між станцією і об"єктом, при якій виявлення і вимірювання координат об"єкта здійснюється із заданими ймовірностями правильного виявлення і фальшивої тривоги. Бічні пелюстки діаграми напрямленості антени збільшують її шумову температуру. Із збільшенням шумової температури антени зменшується відношення сигнал/шум на її виході, що за інших однакових умов зменшує імовірність виявлення цілі або зменшує далекість дії при заданій імовірності правильного виявлення. Вплив бічних пелюсток діаграм напрямленості на далекість дії РЛС, встановлених на літальних апаратах, під час їх польотів на великих висотах не відчувається.

В міру зменшення висоти польоту літального апарата з РЛС інтенсивність сигналів, що їх приймають по бічних пелюстках діаграми напрямленості антени, зростає. Ефективна відбиваюча площа ділянок земної (морської) поверхні, яка освітлюється бічними пелюстками, значно більша від ефективної відбиваючої поверхні об"єкта. Тому на певних висотах сигнали, відбиті від землі і прийняті бічними пелюстками діаграми напрямленості антени, стають сильнішими від сигналів, відбитих від об"єкта і прийнятих головною пелюсткою цієї діаграми. Якщо відношення потужності сигналів, прийнятих бічними і головною пелюстками діаграми напрямленості антени РЛС, досягне критичного значення, то сигнали, прийняті бічними пелюстками, повністю подавлять сигнал, відбитий від об"єкта.

Критичне відношення потужності завад і корисних сигналів характеризується коефіцієнтом подавлення

$$K_{кр} = \frac{P_{б.п}}{P_{г.п}}$$

і залежить від форми сигналів, від довжини хвилі, від параметрів антенної системи і від енергії, яку випромінює передавач. Звичайно $K_{кр} = (2 \div 5)$.

При польотах з приниженням значення критичної висоти зменшується (рис.8).

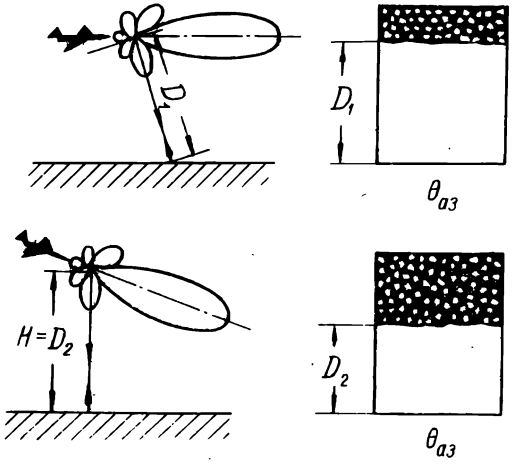


Рис. 8. Вигляд екранів індикаторів бортових РЛС при польотах на сталій висоті і з приниженням.

Взаємні завади близькорозташованих РТП. У зв"язку з швидким зростанням кількості РТП актуальною стає проблема їх захисту від взаємних завад. Особливе значення це має для радіолокаційних станцій. Головними причинами взаємних завад є: бічні пелюстки діаграм напрямленості антен; велика ширина спектрів сигналів, що застосовуються

в РЛС; паразитні випромінювання генераторів НВЧ; виникнення в нелінійних елементах приймачів нижчих і вищих гармонік при опроміненні потужними сигналами НВЧ.

Говорячи про ширину смуги пропускання приймального пристрою, звичайно мають на увазі її значення на рівні - 3 дб. Проте і поза цією смугою приймальний пристрій забезпечує достатнє підсилення сигналів, які надходять на його вхід. У результаті паразитних випромінювань генераторів НВЧ і виникнення в нелінійних елементах приймачів нижчих і вищих гармонік при опроміненні потужними сигналами сигнали РЛС можуть ефективно впливати на приймальні пристрої сусідніх РЛС навіть тоді, коли їх робочі частоти лежать у різних діапазонах. Для сучасних РЛС енергія сигналів, що відбиті від цілей і надійшли на вхід антени, може бути в 10^{18} - 10^{21} раз менша від енергії зондуючого сигналу.

Прямі сигнали і паразитні випромінювання передавачів РЛС, випромінювані через бічні пелюстки діаграм напрямленості антени, попадаючи на вхід приймального пристрою сусідньої РЛС, утворюють сукупність гармонік і субгармонік, які підсилюються, перетворюються в приймальному пристрої і відтворюються на екранах індикаторів. Зображення цих сигналів на індикаторах аналогічні зображенням, зумовленим сигналами навмисних завад. Енергія сигналів близькорозташованих РТП, що діє на вході приймача, дуже велика, тому їх ефективність може бути значною. Джерела завад (сусідні РТП), які діють по бічних пелюстках діаграм напрямленості антени РЛС, майже неможливо пеленгувати. Останнє істотно утруднює заходи до усунення взаємних завад. На рис.9 зображений екран індикатора колового огляду РЛС при впливі завад від сусідньої РЛС по бічних пелюстках.

Якщо кілька радіотехнічних пристроїв установлені в безпосередній близькості один від одного (наприклад, на

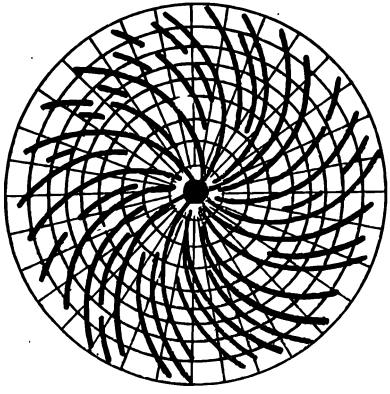


Рис.9. Вигляд екрана індикатора колового огляду при впливі завад на вхід РЛС сигналів сусідніх станцій.

одному літаку), для усунення взаємних завад при одночасній роботі всіх або більшої частини РТП треба подолати ряд конструкторсько-технологічних труднощів. У принципі взаємних завад можна позбутися, застосовуючи спеціальні пристрої компенсації сигналів, які приймаються бічними пелюстками діаграм напрямленості антен, частотні фільтри, а також подавляючі паразитні випромінювання передавачів РТП. Крім того, в імпульсних РТП для зменшення взаємного впливу можна використовувати взаємне стробування або забезпечити синхронний режим роботи.

Розділ II

БІЧНІ ПЕЛЮСТКИ ПЕЛЕНГАЦІЙНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО СУПРОВОДУ ЗА НАПРЯМОМ

1. Пеленгаційні характеристики систем автоматичного супроводу

Функціональні схеми АСН. При визначенні кутових координат цілі радіотехнічними методами використовують напрямлені властивості антени, що визначаються її діаграмою напрямленості, яка є комплексною функцією напряму на джерело радіохвиль. Модуль і аргумент цієї функції називають відповідно амплітудною і фазовою діаграмами напрямленості. Для визначення напряму на ціль можна використовувати амплітудні, фазові або амплітудно-фазові відмінності сигналів, джерела яких зміщені щодо якогось опорного напряму. Проте частіше використовують або амплітудні, або фазові відмінності. Відповідно до цього говорять про амплітудну або фазову пеленгацію. Кутові швидкості переміщення цілей часто бувають такі великі, що їх кутові координати визначають з допомогою автоматизованих систем (систем автоматичного супроводу за напрямом - АСН). АСН складається з двох основних частин: пеленгаційних і виконавчих пристроїв.

У даній праці розглядаються лише пеленгаційні пристрої АСН, в яких використовується пеленгація за рівносигнальним напрямом (РСН). До пеленгаційного пристрою входять антенна система, радіоприймальний і вихідний пристрої. Завдяки пеленгаційному пристрою здійснюється перетворення кутових координат цілей у постійну напругу (струм), величина і знак якої визначаються кутовим відхиленням цілі від РСН. Якщо це відхилення невелике, то вихідну напругу пеленгаційного пристрою можна вважати пропорціональною цьому відхиленню.

Автоматичний супровід цілі за напрямом можливий лише тоді, коли на вихідний пристрій пеленгатора надходять сигнали тільки від однієї цілі. Цього досягають стробуванням радіоприймального пристрою спеціальними імпульсами, які виробляються в пристрої автоматичного супроводу за далекістю. Величина і знак напруги на виході пеленгаційного пристрою повинні визначатися тільки величиною і напрямом кутового зміщення цілі щодо РСН. Для забезпечення цієї умови радіоприймальний пристрій має систему автоматичного регулювання підсилення (АРП). Роль системи АРП при розв"язанні завдань визначення кутових координат цілей настільки велика, що пристрій АСН іноді вважають складеним з двох зв"язаних стежачих систем: системи супроводу і системи АРП [30]. Крім системи АРП, радіоприймальний пристрій, який входить до пеленгаційного пристрою, має систему автоматичного підстроювання частоти.

Залежність напруги (струму) на виході пеленгаційного пристрою від величини і напряму кутового зміщення кола щодо РСН називається пеленгаційною характеристикою. Тепер відомі два класи АСН, в яких використовується пеленгація за РСН, - з одночасним (миттєвим) і послідовним порівнянням сигналів.

В АСН з одночасним порівнянням сигналів РСН утворюється миттєво шляхом перетину кількох діаграм напрямленості антени. На рис.10 наведено спрощену функціональну схему АСН з миттєвим РСН і сумарно-різницевою обробкою сигналу. Для здійснення пеленгації цілі в просторі АСН з миттєвим РСН має чотири промені, створювані чотирма антенами. Залежно від положення діаграми напрямленості кожної з антен можлива або амплітудна, або фазова пеленгація цілі. При амплітудній пеленгації в одній площині максимуми діаграм напрямленості антен 1 і 2 зміщені щодо

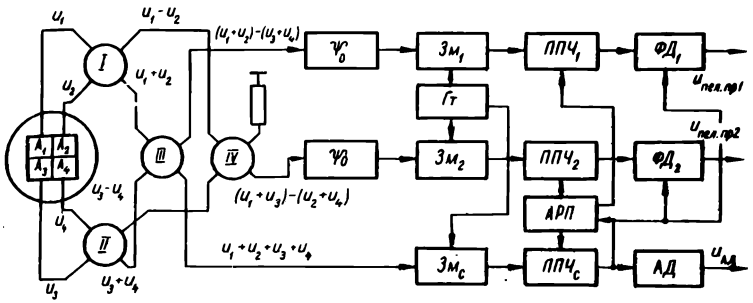


Рис.10. Функціональна схема АСН з миттєвим РСН при сумарно-різницевій обробці сигналу.

РСН на кут θ_0 (рис.11,а). При фазовій пеленгації в одній площині фазові центри антен 1 і 2 рознесені на відстань

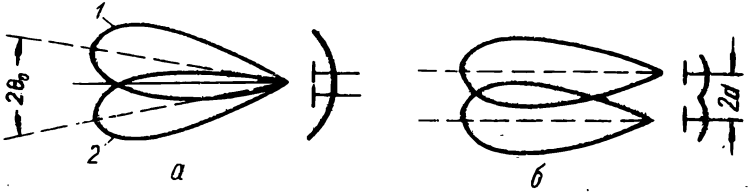


Рис.11. Діаграма напрямленості антени АСН з миттєвим РСН при пеленгації в одній площині:
а - амплітудній, 1 - $F(\theta_0-\theta)$, 2 - $F(\theta_0+\theta)$; б - фазовій, $\theta_0 = 0$; $2d=D$.

$2d$, а максимуми їх діаграм напрямленості орієнтовані вздовж оптичної осі антени (рис.11,б). Пеленгація в другій (ортогональній) площині провадиться за допомогою антен 3 і 4. Виходи антен A_1, A_2, A_3, A_4 (рис.10) з допомогою сумарно-різницевих хвилевідних мостів I, II, III,

IУ і фазообертача з"єднуються з приймальним пристроєм. Приймальний пристрій АСН, як правило, буває триканальним і складається з приймачів кутомісного, азимутального та сумарного каналів.

Як вихідні пристрої приймачів кутомісного й азимутального каналів використовуються фазові детектори $ФД_1$ і $ФД_2$. Як опорний сигнал у фазових детекторах $ФД_1$ і $ФД_2$ використовується сигнал, що знімається з виходу ППЧ приймача сумарного каналу. Вихідним пристроєм приймача сумарного каналу є амплітудний детектор АД. Величини напруг, що знімаються з $ФД_1$ і $ФД_2$, залежать від кутового відхилення цілі щодо РСН, а полярність цих напруг - від напряму цього відхилення. Напруги з виходів $ФД_1$ і $ФД_2$, які називаються напругами розузгодження, $U_{пел.пр1}$ і $U_{пел.пр2}$, подаються на виконавчий пристрій АСН. Під впливом напруг $U_{пел.пр1}$ і $U_{пел.пр2}$ виконавчий пристрій АСН переміщує антенну систему так, щоб сумістити напрям на ціль з РСН. При збігу напряму на ціль і РСН $U_{пел.пр1} = U_{пел.пр2} = 0$.

У АСН з послідовним порівнянням сигналів РСН створюється періодичною зміною положення діаграми напрямленості антени. Кутове положення цілі щодо РСН визначається після послідовного порівняння сигналів, що приймаються при різних положеннях діаграми напрямленості антени. Рівносигнальний напрям при послідовному порівнянні створюється за скінченний проміжок часу. Тому системи АСН з послідовним порівнянням сигналів називають системами з інтегральним рівносигнальним напрямом.

Серед АСН з інтегральним рівносигнальним напрямом найбільш поширеними є системи з амплітудною пеленгацією, що грунтуються на методі конічного сканування. Спрощену функціональну схему АСН з конічним скануванням наведено на рис.12. Максимум діаграми напрямленості антенної си-

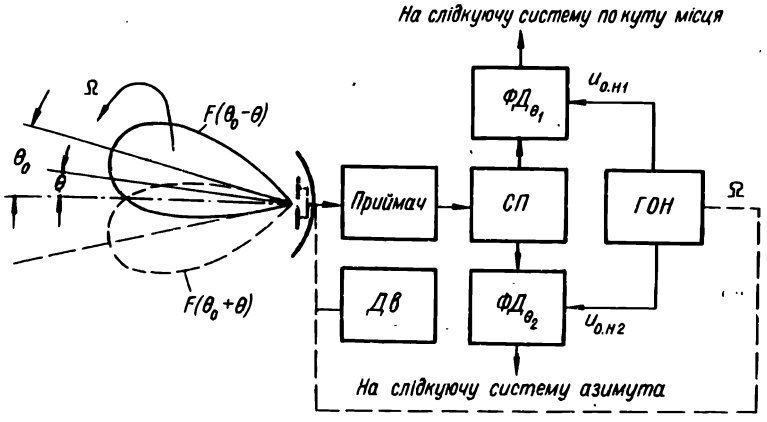


Рис.12. Функціональна схема АСН з конічним скануванням.

стеми зміщений щодо рівносигнального напряму на кут θ_0 внаслідок зміщення опромінювача з фокуса дзеркала. Рівносигнальний напрям збігається з оптичною віссю параболічного відбивача антенної системи. Відбиті від цілі сигнали приймаються антеною. З виходу антени ці сигнали надходять у приймальний пристрій, де перетворюються і підсилюються. Перетворення сигналів у приймальному пристрої зводиться до виділення їх обвідної. Напруга, пропорціональна обвідній відбитих від цілей сигналів, - напруга сигналу помилки або напруга розузгодження - подається на фазові детектори азимута $ФД_{\theta_2}$ і кута місця $ФД_{\theta_1}$. У фазових детекторах напруга сигналу помилки з допомогою опорних напруг розкладається на дві складові, пропорціональні кутовому зміщенню цілі щодо РСН по азимуту і куту місця. Опорні напруги виробляються генератором опорних напруг. Напруги, що знімаються з виходів фазових детекторів, подаються на виконавчі пристрої азимута і кута місця, з допомогою яких

антена повертається в площинах азимута і кута місця на кути, пропорціональні напрузі сигналу помилки.

Пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН і сумарно-різницевою обробкою сигналу називаються ідеалізованими, якщо система АРП здійснює ідеальне нормування сигналів щодо сигналу сумарного каналу. Функціональну схему АСН з миттєвим РСН і сумарно-різницевою обробкою сигналу при пеленгації в одній площині наведено на рис.13. АСН має дві ідентичні антени A_1 і A_2, розміщені на відстані $2d$ одна від одної. Промені антени відхилені на кут $\pm\theta_0$ щодо оптичної осі антенної системи. Виходи антен приєднані до сумарно-різницевого хвилевідного моста.

Нехай діаграми напрямленості антен A_1 і A_2 описуються виразом $F(\theta_0-\theta)$ і $F(\theta_0+\theta)$ (рис.14, а, б).

При кутовому відхиленні точкової цілі щодо РСН на кут θ сигнали на виходах антен A_1 і A_2, які відповідають цій цілі, можна зобразити так:

$$u_1(t)=UF(\theta_0-\theta)\cos(\omega_0 t+\varphi); \qquad (19)$$

$$u_2(t)=UF(\theta_0+\theta)\cos(\omega_0 t-\varphi), \qquad (20)$$

де U – амплітуда сигналу на вході АСН; ω_0 –робоча частота; φ – відносний фазовий зсув сигналів в антенах A_1 і A_2, зумовлений кутовим зміщенням цілі θ щодо РСН.

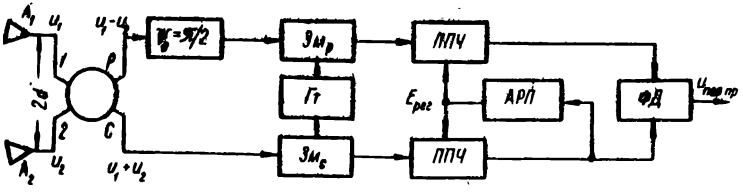


Рис.13. Функціональна схема АСН з миттєвим РСН при сумарно-різницевій обробці і фазовій пеленгації сигналу в одній площині.

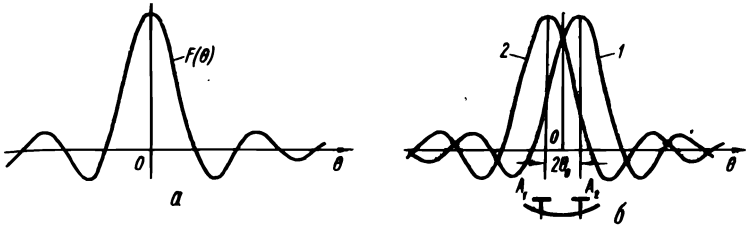


Рис.14. Діаграми напрямленості параболічної антени в одній площині при:

а - встановленні опромінювача у фокусі параболоїда; б - зміщенні опромінювачів з фокуса параболоїда;

$1 - F(\theta_0-\theta)$; $2 - F(\theta_0+\theta)$.

Сигнали на виходах сумарно-різницевого хвилевідного моста можна зобразити так:

$$u_c(t)=U[F(\theta_0-\theta)\cos(\omega_0 t+\varphi)+F(\theta_0+\theta)\cos(\omega_0 t-\varphi)]; \quad (21)$$

$$u_p(t)=U[F(\theta_0-\theta)\cos(\omega_0 t+\varphi)-F(\theta_0+\theta)\cos(\omega_0 t-\varphi)]. \quad (22)$$

Після затримки різницевого сигналу у фазообертачі різницевого каналу перетворення сигналів $u_c(t)$ і $u_p(t)$ у змішувачах $Зм_c$ і $Зм_p$ та підсилення в ППЧ сигнали на виходах ППЧ сумарного і різницевого каналів матимуть вигляд:

$$u_{c\,ппч}(t)=K_c U[F(\theta_0-\theta)\cos(\omega_{п.ч}+\varphi)+ + F(\theta_0+\theta)\cos(\omega_{п.ч}t-\varphi)]; \quad (23)$$

$$u_{p\,ппч}(t)=K_p U[F(\theta_0-\theta)\cos(\omega_{п.ч}t+\varphi-\psi_0')- - F(\theta_0+\theta)\cos(\omega_{п.ч}-\varphi-\psi_0')], \quad (24)$$

де K_c, K_p - коефіцієнти підсилення ППЧ приймачів сумарного і різницевого каналів; $\psi_0'=\psi_0+\Delta\varphi$; ψ_0 - фазовий зсув у фазообертачі різницевого сигналу; $\Delta\varphi=\varphi_p-\varphi_c$ - різниця фазових набігів у приймачах різницевого і сумарного каналів, яка в добре сфазованій системі дорівнює нулю.

Надалі будемо вважати, що $\varphi_p - \varphi_c = 0$, $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta$.

Коли амплітудні детектори, які входять до складу фазового детектора, працюють у режимі квадратичного детектування, то напруга на виході фазового детектора [14]

$$u_{пел.пр} = \overline{u_{c\,ППЧ}(t)\, u_{p\,ППЧ}(t)}\,. \qquad (25)$$

Перетворюємо вираз (25) з урахуванням (23) і (24):

$$u_{пел.пр} = \overline{K_c U\left[F(\theta_0-\theta)\cos(\omega_{п.ч}t+\varphi)+F(\theta_0+\theta)\cos(\omega_{п.ч}t-\varphi)\right]\times}$$
$$\times\,\overline{K_p U\left[F(\theta_0-\theta)\cos(\omega_{п.ч}t+\varphi-\psi_0)-F(\theta_0+\theta)\cos(\omega_{п.ч}t-\varphi-\psi_0)\right]},$$

або

$$u_{пел.пр} = \frac{1}{2} K_c K_p U^2 K_{АД}^2\left[F^2(\theta_0-\theta)-F^2(\theta_0+\theta)\right]\cos\psi_0 +$$
$$+\,2F(\theta_0-\theta)F(\theta_0+\theta)\sin 2\varphi \sin\psi_0\,, \qquad (26)$$

де $K_{АД}$ – коефіцієнт передачі амплітудних детекторів, які входять до складу фазового детектора.

При ідеальній системі АРП та ідентичних приймачах сумарного і різницевого каналів

$$K_c = K_p = \frac{1}{U_c\sqrt{\frac{K_{АД}}{2}}}\,, \qquad (27)$$

де U_c – амплітуда сигналу на виході ППЧ приймача сумарного каналу (амплітуда сигналу на вході системи АРП)

$$u_c = U\left[F^2(\theta_0-\theta)+F^2(\theta_0+\theta)+2F(\theta_0-\theta)F(\theta_0+\theta)\cos 2\varphi\right]^{\frac{1}{2}}. \qquad (28)$$

Використовуючи вирази (26), (27) і (28), дістанемо остаточну формулу для ідеалізованої пеленгаційної характеристики АСН з миттєвим РСН і сумарно-різницевою обробкою сигналу

$$u_{пел.пр} = \frac{\left[F^2(\theta_0-\theta)-F^2(\theta_0+\theta)\right]\cos\psi_0 + 2F(\theta_0-\theta)F(\theta_0+\theta)\sin 2\varphi \sin\psi_0}{F^2(\theta_0-\theta)+F^2(\theta_0+\theta)+2F(\theta_0-\theta)F(\theta_0+\theta)\cos 2\varphi}. \qquad (29)$$

Вважаючи, що у формулі (29) $d = 0$ і $\psi_0 = 0$, дістанемо вираз для ідеалізованої пеленгаційної характеристики АСН при амплітудній пеленгації

$$(U_{пел.пр})_a = \frac{F(\theta_0-\theta)-F(\theta_0+\theta)}{F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)} . \qquad (30)$$

Вважаючи, що $\theta_0 = 0$ і $\psi_0 = \frac{\pi}{2}$, дістанемо вираз для ідеалізованої пеленгаційної характеристики АСН при фазовій пеленгації

$$(U_{пел.пр})_\varphi = tg\,\varphi \sin\psi_0 = tg\,\varphi , \qquad (31)$$

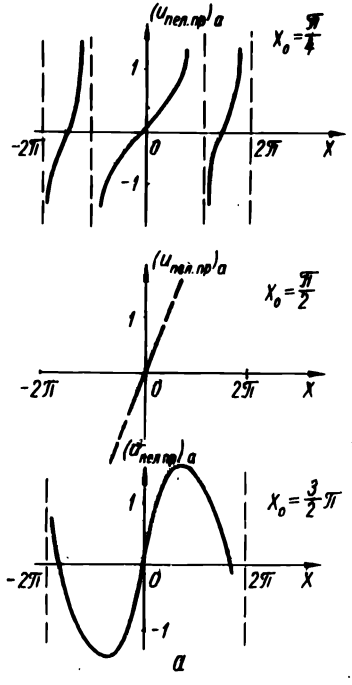
з якого випливає, що пеленгаційна характеристика не залежить від функції $F(\theta)$. Пеленгаційні характеристики при фазовій пеленгації мають неправильні РСН, які відповідають значенням кутів

$$\theta = \arcsin\frac{n\pi}{\frac{2\pi}{\lambda}d} = \arcsin\frac{n\lambda}{2d} , \qquad n = 1, 2 \ldots$$

На рис. 15, а,б наведено ідеалізовані пеленгаційні характеристики, які відповідають виразам (30) і (31). При побудові вважалось, що функція $F(\theta_0 \pm \theta)$, яка описує діаграму напрямленості антени АСН, апроксимується виразом

$\frac{\sin(x_0 \pm x)}{x_0 \pm x}$, де $x = \frac{\pi d}{\lambda}\sin\theta$; d – лінійний розмір розкриву антени; $x_0 = \frac{\pi d}{\lambda}\sin\theta_0$.

Пеленгаційні характеристики, наведені на рис.15, мають яскраво виражені неправильні РСН, зумовлені бічними пелюстками фуккцій $F(\theta_0-\theta)$ і $F(\theta_0+\theta)$. Причому крутість пеленгаційної характеристики АСН при амплітудній пеленгації в перших неправильних РСН приблизно на порядок вища від крутості пеленгаційної характеристики, яка відповідає основному РСН. При фазовій пеленгації характеристика в зоні неправильних РСН ідентична характеристиці в зоні головного РСН.



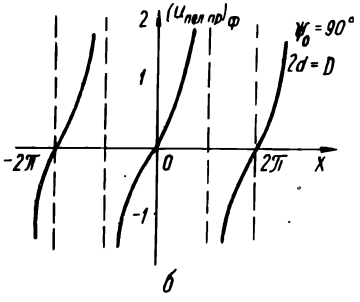


Рис.15. Ідеалізовані пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН при сумарно-різницевій обробці сигналу в одній площині і пеленгації:
а - амплітудній; б- фазовій.

Пеленгаційна характеристика АСН з інтегральним РСН називається ідеалізованою, якщо система АРП здійснює ідеальне нормування сигналу за середнім рівнем. Будемо вважати, що пеленговане джерело (ціль) випромінює безперервні сигнали. Якщо кутове відхилення цілі θ щодо РСН досить мале (рис.16,а), то внаслідок обертання антенного

променя з кутовою швидкістю Ω сигнал пеленгованого джерела на виході антени АСН можна зобразити так [8]:

$$u_A(t) = (U_0 + U_\Omega \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0), \qquad (32)$$

де

$$U_0 = \frac{U_{макс} + U_{мін}}{2}; \quad U_\Omega = \frac{U_{макс} - U_{мін}}{2};$$

ω_0 – робоча частота; φ_0 – фаза високочастотних коливань.

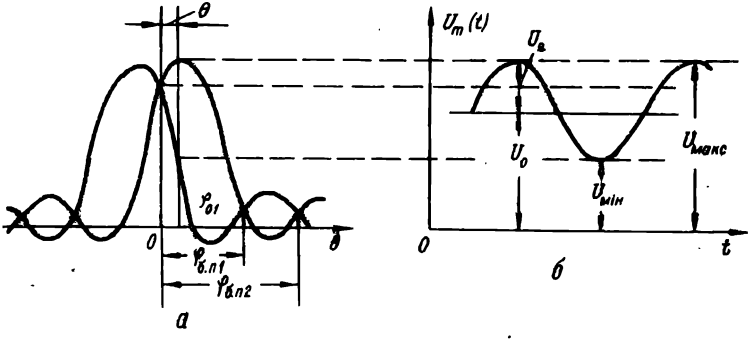


Рис.16. Принцип формування сигналу помилки:
а – переріз діаграми напрямленості скануючої антени; б – формування сигналу помилки.

Зважаючи на те, що

$$U_{макс} = U|F(\theta_0 - \theta)|; \quad U_{мін} = U|F(\theta_0 + \theta)|,$$

де U – амплітуда прийманих сигналів на вході АСН, вираз (32) можна привести до вигляду

$$u_A(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0), \qquad (33)$$

де

$$U_0 = U\frac{|F(\theta_0-\theta)|+|F(\theta_0+\theta)|}{2}; \qquad m = \frac{|F(\theta_0-\theta)|-|F(\theta_0+\theta)|}{|F(\theta_0-\theta)|+|F(\theta_0+\theta)|}. \quad (34)$$

Коли як вихідний каскад приймача АСН використовують квадратичний амплітудний детектор, то напруга на виході селективного підсилювача СП, настроєного на частоту сканування Ω (рис.12),

$$U_{сп}(t) = K_{сп}K_{АД}K^2\overline{U_A^2(t)} = K^2K_{АД}K_{сп}m\cos\Omega t, \quad (35)$$

де K, $K_{АД}$ і $K_{сп}$ – коефіцієнти передачі приймача, детектора і селективного підсилювача.

Напруга, яка знімається з виходу селективного підсилювача, називається напругою сигналу помилки. Ця напруга подається на фазові детектори азимута θ_2 $(ФД_{\theta_2})$ і кута місця θ_1 $(ФД_{\theta_1})$. Крім сигналу помилки, на фазові детектори з генератора опорних напруг подаються опорні напруги каналів азимута і кута місця відповідно:

$$u_{о.н1} = U_{о.н}\cos\Omega t; \quad (36)$$

$$u_{о.н2} = U_{о.н}\sin\Omega t. \quad (37)$$

Тут $U_{о.н}$ – амплітуда вихідної напруги генератора опорних напруг.

Канали азимута і кута місця незалежні й ідентичні. Тому обмежимося визначенням виразу для пеленгаційної характеристики при пеленгації в одній площині (площині кута місця). Вважаємо, що фазовий детектор здійснює операцію множення і усереднення сигналу помилки та опорного сигналу

$$u_{пел.пр} = \overline{U_{сп}(t)\, U_{о.н1}(t)}\,. \qquad (38)$$

Вираз (38) з урахуванням (35) і (36) приводиться до вигляду

$$u_{пел.пр} = \frac{1}{2} K^2 K_{АД} K_{сп} U_0^2 m(\theta) U_{о.н}\,. \qquad (39)$$

При ідеальному нормуванні сигналу системою АРП за його середнім рівнем U_0 коефіцієнт передачі приймача

$$K = \frac{a}{U_0}\,. \qquad (40)$$

Коли вважати, що $a = \dfrac{1}{\frac{1}{2} K_{АД} K_{сп} U_{о.н}}$, то

$$u_{пел.пр} = m(\theta) = \frac{|F(\theta_0-\theta)|-|F(\theta_0+\theta)|}{|F(\theta_0-\theta)|+|F(\theta_0+\theta)|}\,. \qquad (41)$$

З виразів (30) і (41) випливає, що при малих кутових відхиленнях цілі щодо РСМ, при яких

$$F(\theta_0-\theta)=|F(\theta_0-\theta)|; \qquad F(\theta_0+\theta)=|F(\theta_0+\theta)|,$$

ідеалізовані пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН при сумарно-різницевій обробці і амплітудній пеленгації збігаються з ідеалізованими пеленгаційними характеристиками АСН з конічним скануванням. При великих кутових відхиленнях цілі θ щодо РСН закон зміни амплітуди сигналу на виході антени буде несинусоїдним. У складі обвідної сигналу на вході приймача АСН з"являться вищі гармоніки кутової швидкості обертання антенного променя Ω. Вплив вищих гармонік ослаблюється фільтром, що настроєний на першу гармоніку частоти обертання антенного променя. Такий фільтр звичайно є частиною селективного підсилювача. Величина коефіцієнта модуляції за першою гармонікою Ω

$$m = \frac{U_\Omega}{U_0} = \frac{|F(\theta_0-\theta)|-|F(\theta_0+\theta)|}{|F(\theta_0-\theta)|+|F(\theta_0+\theta)|}. \qquad (42)$$

Із збільшенням кутового відхилення цілі в області додатних значень ($\theta > 0$) ордината $|F(\theta_0-\theta)|$ зростає, а $|F(\theta_0+\theta)|$ спадає (рис.16,б).

Якщо $\theta = \varphi_{01}$, то $|F(\theta_0+\varphi_{01})| = 0$ і $m = 1$.

При дальшому збільшенні θ коефіцієнт модуляції m спадає внаслідок впливу першої бічної пелюстки функції $|F(\theta_0+\theta)|$. Якщо $\theta = \varphi_{б.п1}$, то $|F(\theta_0+\varphi_{б.п1})| = |F(\theta_0-\varphi_{б.п1})|$ і $m = 0$. Таке значення θ відповідає нестійкому станові рівноваги АСН. І, нарешті, якщо $\theta = \varphi_{б.п2}$, то $|F(\theta_0+\varphi_{б.п2})| = |F(\theta_0-\varphi_{б.п2})|$ і $m = 0$. У цьому випадку АСН перебуває в стані стійкої рівноваги, що відповідає неправильному РСН. Якщо θ перевищуватиме значення $\varphi_{б.п2}$, характер пеленгаційних характеристик АСН з інтегральним РСН визначатиметься розподілом бічних пелюсток функцій $|F(\theta_0-\theta)|$ і $|F(\theta_0+\theta)|$.

2. Вплив системи АРП на пеленгаційні характеристики АСН

Регулювальна характеристика АРП. Вирази (30), (31) і (41) одержані для усталеного режиму і при забезпеченні системою АРП приймачів ідеального нормування сигналів. Насправді реальна система АРП такого нормування не забезпечує. Типова система АРП, функціональну схему якої наведено на рис.17, включає в себе регульований підсилювач з коефіцієнтом передачі K і коло зворотного зв"язку з коефіцієнтом передачі $K_{АРП}$. Залежність коефіцієнта передачі регульованого підсилювача (приймача АСН) від вихідної напруги системи АРП $E_{рег}$ називається регулювальною характеристикою:

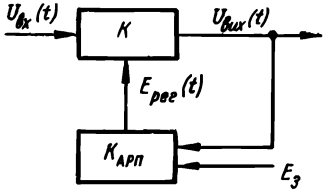


Рис.17. Функціональна схема системи АРП.

$$K = f(E_{рег}). \tag{43}$$

Ця характеристика в загальному випадку є нелінійною (рис. 18,а). При зміні напруги регулювання $E_{рег}$ в часі

$$K(t) = \varphi[E_{рег}(t)]. \tag{44}$$

Регулювальну характеристику можна апроксимувати кусково-лінійною функцією(рис. 18,б). При цьому вісь абсцис регулювальної характеристики ділять на інтервали, на яких залежність коефіцієнта передачі приймача від напруги регулювання є лінійною [27] :

$$K = K_{0i} - b_{1i} E_{рег}, \tag{45}$$

де $b_{1i} = tg\alpha_i$ – коефіцієнти нахилу регулювальної характеристики; K_{0i} – значення коефіцієнта передачі приймача при $E_{рег i} = 0$ (рис.18,б). Коефіцієнти K_{0i} і b_{1i} набирають різних значень на кожному з цих інтервалів.

На практиці нелінійну залежність (43) можна апроксимувати лінійною функцією (рис. 18,в)

$$K = K_0 - b_1 E_{рег}. \tag{46}$$

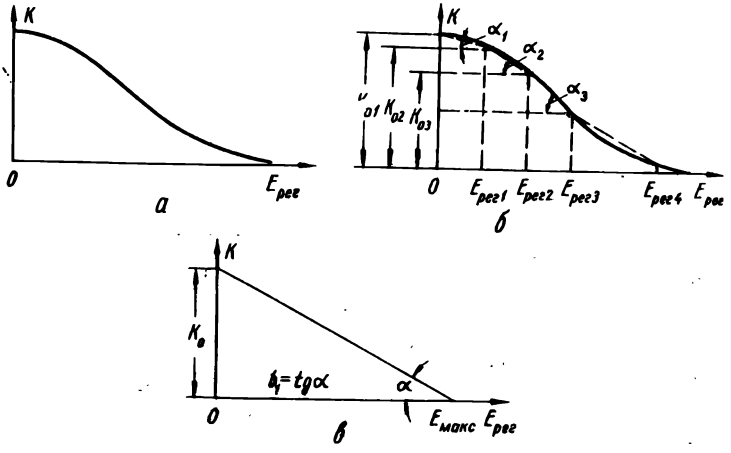


Рис.18. Регулювальні характеристики системи АРП:
а – реальна; б – апроксимована кусково-лінійною функцією;
в – апроксимована лінійною функцією.

Реальні пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН при сумарно-різницевій обробці сигналу. В АСН цього типу вхідним впливом системи АРП є амплітуда сигналу, що знімається з виходу ПЧ приймача сумарного каналу,

$$U_c = K_c U\left[F^2(\theta_0-\theta)+F^2(\theta_0+\theta)+2F(\theta_0-\theta)F(\theta_0+\theta)\cos 2\varphi\right]^{\frac{1}{2}}. \quad (47)$$

В усталеному режимі при ідентичних характеристиках приймачів сумарного і різницевого каналів та апроксимації регулювальної характеристики АРП виразом (46) коефіцієнти передачі цих приймачів

$$K_c = K_p = K = K_0 - b_1 E_{рег}, \quad (48)$$

де

$$E_{рег} = K_{АРП} U_c .$$

Підставляючи у формулу (48) значення U_c з (47), дістанемо вираз для коефіцієнтів передачі приймачів

$$K = \frac{K_0}{1+\left[\mu\left[F^2(\theta_0-\theta)+F^2(\theta_0+\theta)-2F(\theta_0-\theta)F(\theta_0+\theta)\cos 2\varphi\right]^{\frac{1}{2}}\right]}, \quad (49)$$

де $\mu = \frac{1}{2} b_1 K_{АРП} U$ – еквівалентний коефіцієнт передачі системи АРП [14].

Коли амплітудні детектори, які входять до складу фазового детектора, працюють у режимі квадратичного детектування, то напруга на виході одного з фазових детекторів визначиться виразом (26). При амплітудній пеленгації

$$d = 0; \quad \psi_0 = 0. \quad (50)$$

З урахуванням формул (49) і (50) вираз (26) приводимо до вигляду

$$(U_{пел.пр})_a = K_a \frac{\mu^2\left[F^2(\theta_0-\theta) - F^2(\theta_0+\theta)\right]}{\left\{1+\left[\mu\left[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)\right]\right]\right\}^2}, \quad (51)$$

де

$$K_a = \frac{K_0^2}{2} b_1^2 K_{АРП}^2.$$

При фазовій пеленгації

$$\theta_0 = 0; \quad \psi_0 = \frac{\pi}{2}. \quad (52)$$

З урахуванням формул (49) і (52) вираз (26) приводимо до вигляду*

$$(U_{пел.пр})_\varphi = K_a \frac{2\mu^2 F^2(\theta)\sin 2\varphi}{\left[1+2\mu F(\theta)\cos\varphi\right]^2}. \quad (53)$$

---

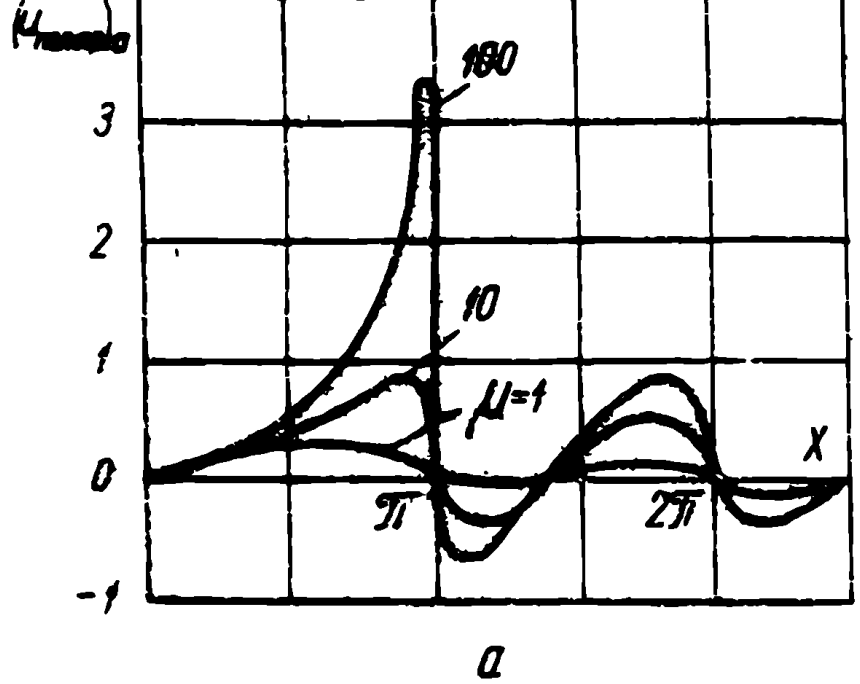
*Вирази (51) і (53) вперше дістав Л.М.Шустов [5].

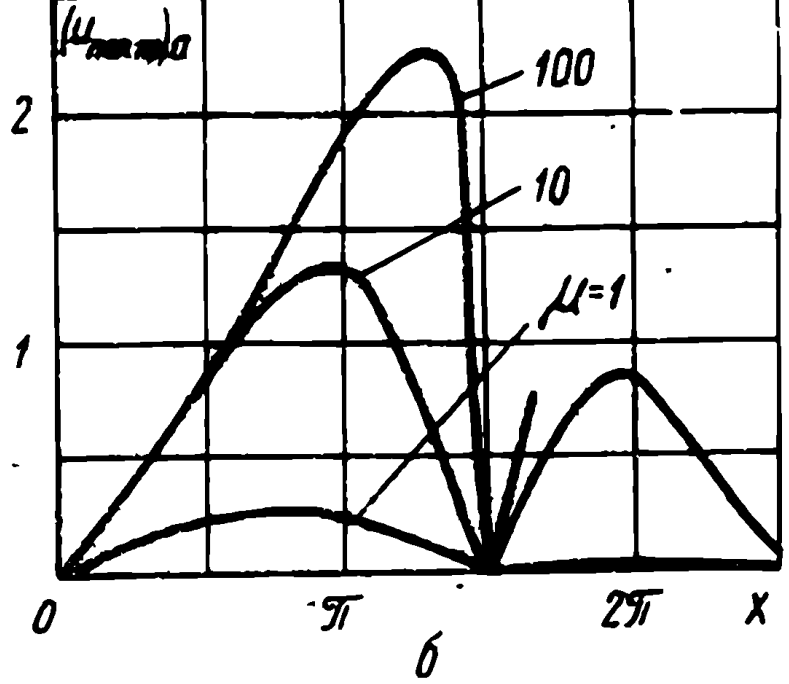
При великих значеннях сигналів на вході АСН ($\mu \to \infty$) пеленгаційні характеристики (51) і (53) збігаються з ідеалізованими пеленгаційними характеристиками (30) і (31). Пеленгаційні характеристики (рис.19,а,б), які відповідають виразові (51), побудовано для різних значень x_0 і μ, а пеленгаційні характеристики (рис.19,в), які відповідають виразові (53), - для різних значень μ. На рисунках дано тільки вітки, які відповідають додатним значенням параметра $x = \frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta$. Щоб дістати значення $u_{пел.пр}$ при $x < 0$, можна користуватися властивістю центральної симетрії пеленгаційних характеристик щодо початку координат. Діаграми напрямленості систем АСН при побудові характеристик апроксимувалися функцію $F(x) = \frac{\sin x}{x}$.

При амплітудній пеленгації пеленгаційні характеристики АСН мають бічні пелюстки і неправильні РСН. Положення і максимальні значення бічних пелюсток залежать від величини кута θ_0 між максимумом діаграми напрямленості антени і РСН. Рівень бічних пелюсток зростає із зростанням сигналу. Відносний рівень бічних пелюсток внаслідок нормуючої дії системи АРП вищий від рівня бічних пелюсток діаграм напрямленості антен АСН.

При фазовій пеленгації характеристики в області неправильних РСН ідентичні характеристикам в області головної пелюстки. Характеристики (51) і (53) одержано виходячи з припущення, що амплітудні детектори, які входять до складу фазового детектора, працюють у режимі квадратичного детектування. Коли амплітудні детектори, що входять до складу фазового детектора, працюють у режимі лінійного детектування (великі сигнали), то напруга на виході фазового детектора [14]

$$u_{пел.пр} = A\left\{U_c + U_p\right\} - A\left\{U_c - U_p\right\}, \qquad (54)$$





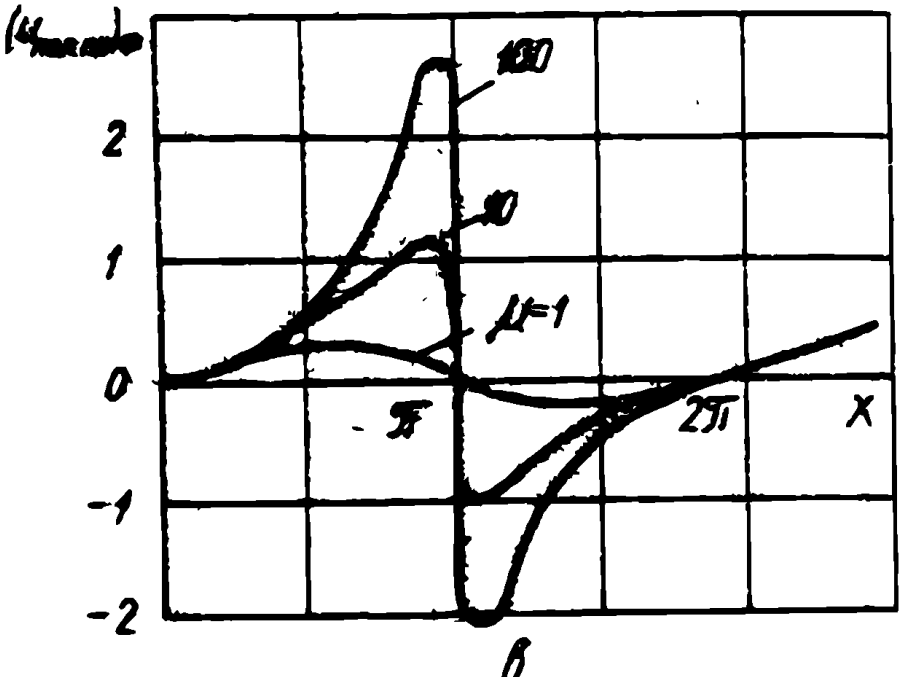


Рис.19. Реальні пеленгаційні ха
тики АСН з миттєвим РСН при сум
ницевій обробці сигналу в однії
і пеленгації:

а – амплітудній $(x_0 = \pi/4)$
б – амплітудній $(x_0 = \pi/2)$
зовій $(\psi_0 = \pi/2,\ 2d = D)$

лам [вираз (51)], аналогічні характеристикам,
відповідно до виразів (51) і (53).

вальні пеленгаційні характеристики АСН з інтегр
СН. В АСН з інтегральним РСН вхідним впливом си
П є середнє значення сигналу, що знімається з к
Ч приймача [формула (34)].

усталеному режимі і при лінійній апроксимації
альної характеристики АРП коефіцієнт передачі к

$$K = K_0 - b_1 E_{рег} ,$$

$E_{рег} = K_{АРП} U_0$.

ідставляючи у формулу (39) значення коефіцієнта
і (55), дістанемо вираз для пеленгаційної харак
ки АСН з урахуванням впливу реальної системи АР

$$U_{пел.пр} = K_i \frac{\mu^2 \left[F^2(\theta_0-\theta) - F^2(\theta_0+\theta)\right]}{\left\{1+\mu\left[|F(\theta_0-\theta)|+|F(\theta_0+\theta)|\right]\right\}^2} ,$$

$$K_i = \frac{K_0^2 \; K_{сп} \; K_{АД}}{2\, b_1^2 \; K_{АРП}^2} .$$

а рис.20 наведено пеленгаційні характеристики,
відають виразові (56), коли діаграма напрямлено
ється функцією $F(x) = \frac{\sin x}{x}$ [6]. На рисунках
о тільки вітки характеристики, що відповідають
м значенням параметра $x = \frac{\pi d}{\lambda} \sin\theta$. Пел
ні характеристики АСН з інтегральним РСН мають
люстки і неправильні РСН. Рівень бічних пелюсто
нується із зростанням інтенсивності сигналів. Х
ристики, що відповідають виразові (56), якісно

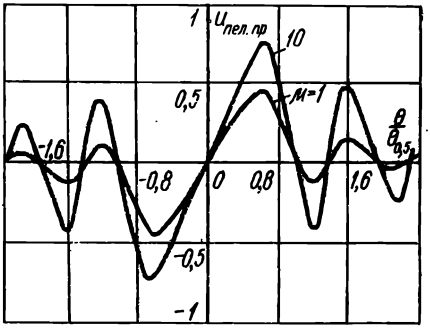


Рис.20. Реальні пеленгаційні характеристики АСН з інтегральним РСН.

3. Вплив розподілу амплітуди поля по розкриву антени і зміщення максимумів діаграм напрямленості антени щодо РСН на пеленгаційні характеристики АСН

У розд.I було показано, що характер розподілу по розкриву істотно впливає на рівень бічних пелюсток діаграм напрямленості антен. Тому одним з основних електродинамічних методів зменшення бічних пелюсток є метод, що грунтується на одержанні оптимального розподілу поля по розкриву антени. Визначимо зв"язок між бічними пелюстками діаграми напрямленості антени і бічними пелюстками пеленгаційних характеристик АСН з миттєвим РСН при сумарно-різницевій обробці сигналу й амплітудній пеленгації. Спрощену функціональну схему такої системи у випадку визначення напряму в одній площині наведено на рис.21. Промені антени відхилені на кут $\pm\theta_0$ щодо РСН. Відстань між ан-

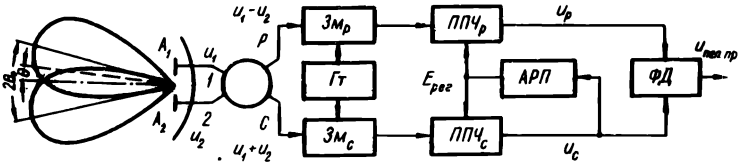


Рис.21. Функціональна схема АСН з миттєвим РСН при сумарно-різницевій обробці і амплітудній пеленгації сигналу в одній площині.

тенами A_1 і A_2 значно менша від довжини хвилі. Кут θ характеризує відхилення цілі щодо РСН.

Відомо, що синфазні антени з плоским розкривом мають за інших однакових умов вищий рівень бічних пелюсток, ніж синфазні антени з круглим розкривом (див.таблицю). Далі будемо розглядати пеленгаційні характеристики АСН, антени яких мають круглі синфазні розкриви. Для антени з круглим синфазним розкривом і рівномірним розподілом амплітуди поля по розкриву діаграма напрямленості описується таким виразом [10]:

$$F(\theta) = (1+\cos\theta)\frac{J_1(KR\sin\theta)}{KR\sin\theta}, \qquad (57)$$

де $J_1(x)$ – модифікована функція Бесселя першого порядку; $K = \frac{2\pi}{\lambda}$ – коефіцієнт поширення; R – радіус круглого розкриву антени.

Функція, що описує діаграму напрямленості антени з круглим отвором і з розподілом амплітуди поля відповідно до виразу

$$\frac{U(x)}{C_1} = 1 - \frac{C_2}{C_1}\left(\frac{x}{R}\right)^2, \qquad (58)$$

як показав у 1949 р. С.О.Вакін, має вигляд

$$F(\theta)=\frac{2(1+\cos\theta)}{2C_1-C_2}\left\{(C_1-C_2)\frac{J_1(KR\sin\theta)}{KR\sin\theta}+\right.$$
$$\left.+2C_1\left[\frac{2J_1(KR\sin\theta)}{(KR\sin\theta)^3}-\frac{J_0(KR\sin\theta)}{(KR\sin\theta)^2}\right]\right\}, \qquad (59)$$

де C_1 і C_2 – сталі коефіцієнти, які характеризують ослаблення поля по краях розкриву (рис.22); $J_0(x)$, $J_1(x)$ – функції Бесселя нульового і першого порядку від уявного аргументу.

Відповідно до виразів (51) і (59) можна дістати пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН і сумарно-різницевою обробкою при амплітудній пеленгації для різних параметрів розподілу (58) амплітуди поля по круглому синфазному розкриву. Нерівномірність розподілу амплітуди поля враховується ослабленням на краю щодо максимального значення амплітуди поля в центрі

$$\delta=20\lg\left(\frac{C_1-C_2}{C_1}\right). \qquad (60)$$

На рис.23 наведено пеленгаційні характеристики, одержані відповідно до виразів (51) і (59) при $\delta=-12$ дб, $KR=20\pi$ і різних значеннях $\alpha=\frac{\theta_0}{\theta_{0,5}}$, де $\theta_{0,5}$ – ширина діаграми напрямленості антени за половинною потужністю; θ_0 – кут між максимумом діаграми напрямленності і РСН.

Пеленгаційна характеристика АСН з інтегральним РСН і з урахуванням дії реальної системи АРП описується виразом (56). Цей вираз відрізняється від (51) тільки сталим множником $K_{СП}K_{АД}\approx 1$ і тим, що до знаменника входить сума модулів функцій $|F(\theta_0-\theta)|+|F(\theta_0+\theta)|$, а не модуль їх суми. На рис.24 наведено пеленгаційні характеристики, одержані відповідно до виразів (56) і (59) при $\delta=-12$ дб, $KR=20\pi$ і при різних значеннях α.

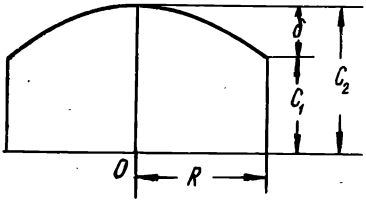


Рис.22. Розподіл амплітуди поля по синфазному розкриву антени.

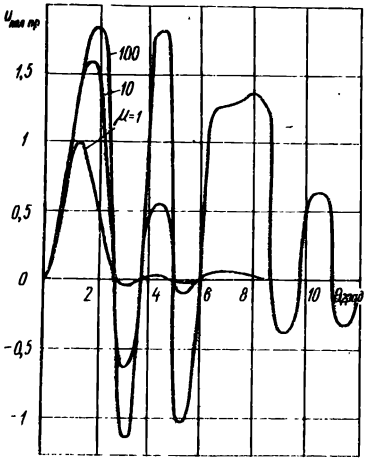
З аналізу пеленгаційних характеристик, наведених на рис.23 і 24, можна зробити такі висновки:

1. Пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН, як і пеленгаційні характеристики з інтегральним РСН, при сумарно-різницевій обробці сигналу й амплітудній пеленгації мають, як правило, знакозмінні бічні пелюстки і неправильні РСН.

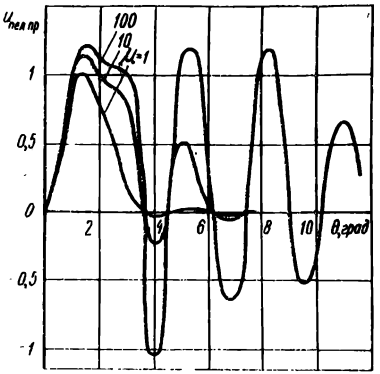
2. Бічні пелюстки пеленгаційних характеристик внаслідок нормуючої дії системи АРП можуть мати значно вищий рівень, ніж бічні пелюстки діаграм напрямленості антен. Крутість пеленгаційних характеристик у точках, які відповідають першому неправильному РСН, значно більша (приблизно на порядок) від крутості характеристики в основному РСН.

3. Інтенсивність бічних пелюсток пеленгаційних характеристик зростає із збільшенням амплітуди сигналу.

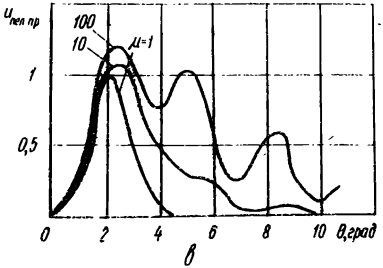
4. Внаслідок особливостей обробки сигналу в АСН з миттєвим РСН величина знаменника виразу (56) в області бічних пелюсток діаграм напрямленості антени періодично набуває значень, близьких до одиниці, а бічні пелюстки пеленгаційних характеристик, що відповідають цим значенням θ, досягають величин, близьких до максимуму головної пелюстки або перевищують цей максимум. Проте через амплітудні обмеження в реальних приймальних пристроях таке перевищення практично не спостерігається. При кутовому положенні цілі



а



б



в

Рис.23. Пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН і амплітудною пеленгацією сигналу в одній площині при $\delta = -12$ дб і різних значеннях параметра; а – $\alpha = 0{,}1$; б – $\alpha = 0{,}3$; в – $\alpha = 0{,}5$.

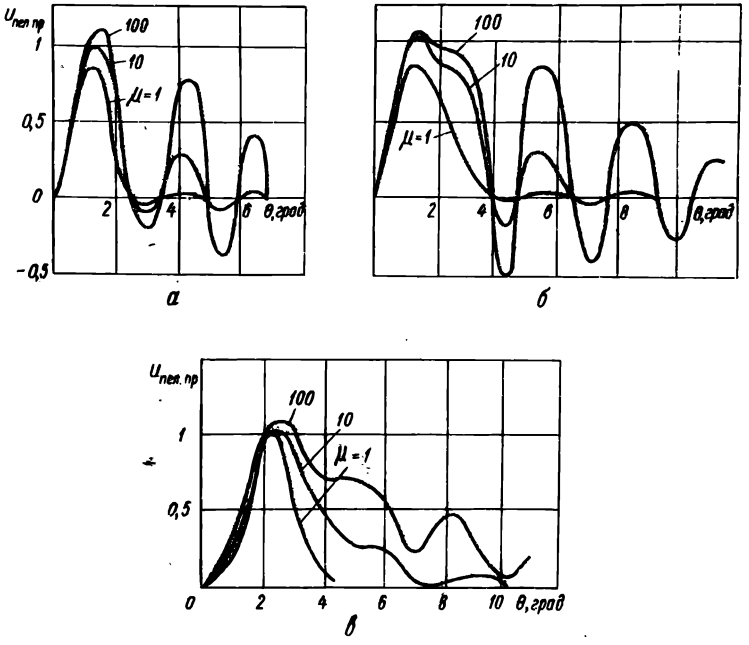


Рис.24. Пеленгаційні характеристики АСН з інтегральним РСН при $\delta = -12$ дб і різних значеннях параметра: а – $\alpha = 0,1$; б – $\alpha = 0,3$; в – $\alpha = 0,5$.

θ в області бічних пелюсток діаграми напрямленості антени, коли

$$\left| \mu \left[F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta) \right] \right| \to 0, \qquad (61)$$

система АРП розмикається, і бічні пелюстки пеленгаційних характеристик збільшуються. Тому бічні пелюстки пеленга-

ційних характеристик АСН з інтегральним РСН мають значно менший рівень, ніж бічні пелюстки пеленгаційних характеристик АСН з миттєвим РСН, одержаних при однакових значеннях параметрів δ , α і μ . Отже, незважаючи на певні переваги, АСН з миттєвим РСН більш схильні до фальшивих пеленгів, ніж АСН з інтегральним РСН.

5. Для великих значень параметра ($\alpha \geqslant 0,4$) пеленгаційні характеристики АСН з миттєвим РСН і пеленгаційні характеристики АСН з інтегральним РСН дуже схожі (при однакових значеннях параметрів δ і μ). У цьому випадку знакозмінні бічні пелюстки і неправильні рівносигнальні напрями відсутні. Проте крутість пеленгаційних характеристик у рівносигнальному напрямі різко спадає, а ширина основної (і єдиної в цьому випадку) пелюстки дуже зростає. Крім того, із збільшенням кута між максимумом діаграми напрямленості антени і РСН значно зменшується інтенсивність сигналів, які приймаються з рівносигнального напряму.

6. Для виключення бічних пелюсток пеленгаційних характеристик треба або повністю виключити бічні пелюстки діаграм напрямленості антен, використовуючи електродинамічні методи, або виключити (скомпенсувати) сигнали, які діють по бічних пелюстках діаграми напрямленості, або, нарешті, скомпенсувати вихідні сигнали пеленгаційного пристрою в області бічних пелюсток пеленгаційних характеристик.

Розділ III

ОСНОВНІ МЕТОДИ КОМПЕНСАЦІЇ СИГНАЛІВ, ЯКІ ДІЮТЬ ПО БІЧНИХ ПЕЛЮСТКАХ

1. Метод енергетичного віднімання

Будь-які сигнали, що діють по бічних пелюстках діаграм напрямленості антен РТП, далі вважаємо завадами. Корисні сигнали, які діють по головних пелюстках діаграм напрямленості антен, і завади рознесені у просторі. Просторові відмінності джерел сигналів зумовлюють амплітудні, фазові, частотні, часові поляризаційні і структурні відмінності сигналів, що приймаються по головних і бічних пелюстках. Використовуючи ці відмінності або їх комбінації, можна забезпечити селекцію корисних сигналів і завад та компенсацію останніх. Тепер для компенсації сигналів, які діють по бічних пелюстках діаграм напрямленості антен РТП, використовують методи енергетичного віднімання, високочастотної компенсації, поляризаційний, структурний, а також такі, що ґрунтуються на специфічних особливостях конкретного типу РТП.

В основу всіх цих методів покладений принцип формування незалежної комбінації сигналів і завад, що дає можливість виділити завади із суміші сигналів і завад, а потім скомпенсувати їх. Тепер найширше застосовується метод енергетичного віднімання завад (метод амплітудної компенсації) і метод високочастотної компенсації.

Метод енергетичного віднімання ґрунтується на використанні додаткового (компенсаційного) каналу приймання сигналів джерела, розташованого в області бічних пелюсток діаграм напрямленості антен РЛС. На рис.25 наведено спрощену функціональну схему РЛС з амплітудним компенсатором.

Компенсаційний канал складається з антенної системи, приймального пристрою і схеми віднімання. Важливим еле-

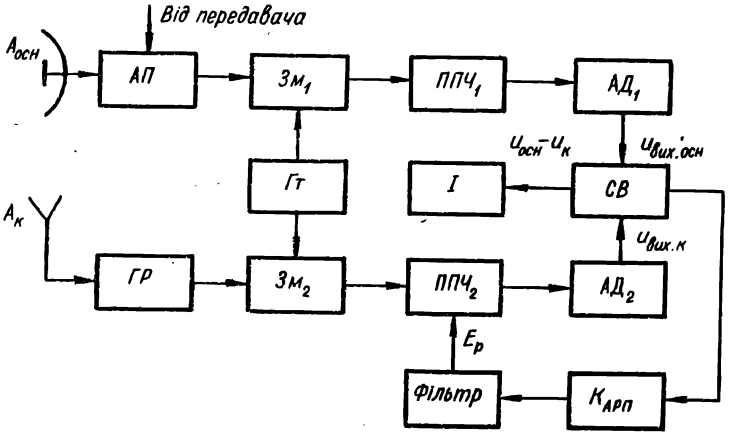


Рис.25. Функціональна схема РЛС з амплітудним компенсатором:

$A_{осн}$, $A_к$ – антени основного і компенсаційного каналів; АП – антенний перемикач; СВ – схема віднімання; I – індикатор; ГР – газовий розрядник.

ментом компенсаційного каналу є антена. Для забезпечення ідеальної компенсації (режиму точної компенсації) бажано, щоб функція $f(\theta)$, яка описує діаграму напрямленості антени компенсаційного каналу (крива 2), в області головної пелюстки діаграми напрямленості основної антени (крива I) дорівнювала 0, а в області бічних пелюсток збігалася з функцією $F(\theta)$, що описує діаграму напрямленості антени основного каналу (рис. 26):

$$f(\theta)=\begin{cases} F(\theta) & \text{при} \quad |\theta| \geqslant \theta_н ; \\ 0 & \text{при} \quad |\theta| < \theta_н , \end{cases} \qquad (62)$$

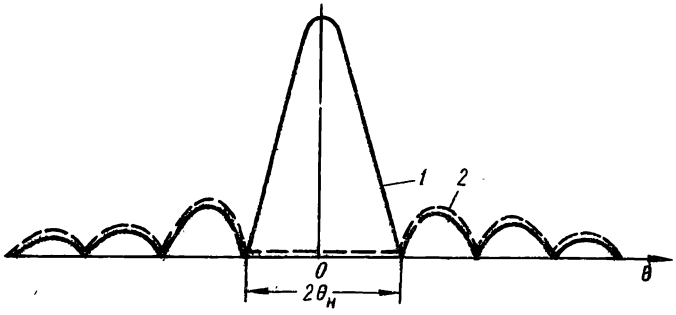


Рис.26. Діаграма напрямленості антен:
1 - основної; 2 - ідеальної компенсаційної.

де $2\theta_н$ - ширина головної пелюстки діаграми напрямленості основної антени за нулями.

Сигнали джерела, розташованого в області бічних пелюсток діаграми напрямленості основної антени, надходять на входи приймальних пристроїв основного і компенсаційного каналів. Відеосигнали з виходів цих приймальних пристроїв надходять у схему віднімання. Якщо забезпечити рівність коефіцієнтів передачі приймальних пристроїв основного $K_{осн}$ і компенсаційного $K_к$ каналів та виконання умови (62), то на виході віднімаючого пристрою будуть тільки сигнали, прийняті головною пелюсткою діаграми напрямленості. Виконання умови (62) є надзвичайно складним завданням. Тому для забезпечення режиму точної компенсації треба змінювати коефіцієнт передачі приймального пристрою компенсаційного каналу так, щоб виконувалися співвідношення:

$$G_{осн}(\theta)K^2_{осн} = G_к(\theta)K^2_к \quad \text{при} \quad |\theta| \geqslant \theta_н \; ; \qquad (63)$$

$$G_{осн}(\theta)K_{осн}^2 \gg G_к(\theta)K_к^2 \quad \text{при} \quad |\theta| < \theta_н, \tag{64}$$

де $G_{осн}, G_к$ – коефіцієнти підсилення антен основного і компенсаційного каналів за потужністю.

З виразу (63) виходить, що

$$K_к = K_{осн}\left[\frac{G_{осн}(\theta)}{G_к(\theta)}\right]^{\frac{1}{2}}. \tag{65}$$

Визначимо можливості забезпечення режиму точної компенсації, якщо приймальний пристрій компенсаційного каналу обладнаний системою АРП. Будемо вважати, що регулювальну характеристику системи АРП можна апроксимувати прямою лінією [формула (46)]. Напруга на виході приймального пристрою компенсаційного каналу

$$u_{вих.к}(t) = K[E_{рег}(t)]u_{вх.к}(t), \tag{66}$$

де $u_{вх.к}(t)$ – напруга на його вході.

При $u_{вх.к}(t)$, що забезпечує виконання умови

$$u_{вих.к}(t) > E_з, \tag{67}$$

де $E_з$ – напруга затримки системи АРП, напруга регулювання

$$E_{рег}(t) = K_{АРП}H(p)\left[u_{вх АРП}(t) - E_з\right]. \tag{68}$$

Тут $K_{АРП}H(p)$ – передаточна функція кола зворотного зв"язку системи АРП в операторній формі;

$$u_{вх АРП}(t) = (u_{вих.к} - u_{вих.осн})\alpha \tag{69}$$

– вхідна напруга системи АРП; $u_{вих.осн}, u_{вих.к}$ – напруги на виходах амплітудних детекторів приймальних пристроїв ос-

новного і компенсаційного каналів відповідно; α – коефіцієнт передачі віднімаючого пристрою (рис.25).

Для систем АРП з простим RC-фільтром

$$K_{АРП} H(p) = \frac{K_{АРП}}{1 + pT}, \qquad (70)$$

де T = RC – стала часу фільтра.

Напруги на виходах приймальних пристроїв основного і компенсаційного каналів можна зобразити так:

$$U_{вих.осн} = K_{АД_1} K_{осн} U_{вх.осн}; \qquad (71)$$

$$U_{вих.к} = K_{АД_2} K_к U_{вх.к}, \qquad (72)$$

де $K_{АД_1}$ і $K_{АД_2}$ – коефіцієнти передачі детекторів приймальних пристроїв основного і компенсаційного каналів. Звичайно

$$K_{АД_1} \approx K_{АД_2} \approx 1, \qquad (73)$$

тому вирази (71) і (72) можна переписати так:

$$U_{вих.осн} = K_{осн} U_{вх\ осн}; \qquad (74)$$

$$U_{вих.к} = K_к U_{вх.к}. \qquad (75)$$

Тоді, з урахуванням формул (46), (69), (70), (74), і (75), вираз (68) можна подати так:

$$T \frac{dE_{рег}}{dt} + E_{рег}\left[1 + \alpha b_1 K_{АРП} U_{вх.к}\right] = \alpha K_{АРП} \times$$

$$\times \left(K_{осн} U_{вх\ к} - K_{осн} U_{вх.осн}\right) = K_{АРП} U_{вх.АРП}. \qquad (76)$$

Скориставшись методикою, запропонованою Б.Х.Кривицьким [14], розглянемо проходження імпульсних сигналів через приймальний пристрій компенсаційного каналу. Припустімо, що на вхід приймального пристрою компенсаційного каналу надходять імпульси трапецоїдної форми тривалістю

τ_i, амплітудою U_i, тривалістю фронту t_φ і зрізу $t_{зр}$. Таке зображення найповніше відбиває форму реальних імпульсних сигналів і водночас дає змогу порівняно легко здійснити математичний аналіз, пов"язаний з процесами в приймальному пристрої з системою АРП. Проходження імпульсу через приймальний пристрій будемо розглядати окремо для фронту, плоскої частини і зрізу, використовуючи метод припасовування. Вважаємо, що форма сигналу на виході приймача основного каналу ідентична формі сигналу на його вході, а перехідні процеси в приймальному пристрої компенсаційного каналу на початок кожного імпульсу закінчені.

Проходження фронту імпульсу. Для фронту імпульсу рівняння (76) набирає такого вигляду:

$$T\frac{dE_{рег}}{dt} + E_{рег}\left[1+\alpha b_1 K_{АРП}\frac{U_i}{t_\varphi}t\right] = K_{АРП}K_{осн}\frac{U_i}{t_\varphi}t. \qquad (77)$$

Розв"язавши це рівняння і підставивши результати в (66), дістанемо

$$u_{вих.\varphi}(t) = K_{осн}\frac{U_i}{t_\varphi}t - b_1\frac{U_i}{t_\varphi}\exp\left[-\frac{\beta^2}{4\gamma}-\beta t-\gamma t^2\right]\times$$

$$\times\left\{\frac{\gamma}{2a}\exp\left[\left(\sqrt{a}\,t+\frac{\beta}{2\sqrt{a}}\right)^2\right]-\frac{\gamma}{2a}\exp\left(\frac{\beta^2}{4a}\right)-\right.$$

$$\left.-\frac{\gamma\beta}{2a\sqrt{a}}\int_0^{\sqrt{a}\,t+\frac{\gamma\beta}{2\sqrt{a}}}y^2dy+\frac{\gamma\beta}{2a\sqrt{a}}\int_0^{\frac{\beta}{2\sqrt{a}}}y^2dy\right\}, \qquad (78)$$

де

$$\gamma = \frac{K_{осн}K_{АРП}U_i}{T t_\varphi}; \qquad a = \frac{b_1 K_{АРП}U_i}{2T t_\varphi};$$

$$\beta = \frac{1}{T}; \qquad \frac{\gamma}{2a} = \frac{K_{осн}}{b_1}; \qquad t\in\left[0, t_\varphi\right].$$

Проходження плоскої частини імпульсу. Розв"язуючи рівняння (66) при $u_{вх.к}(t)=U_i$, дістаємо вираз, справедливий для плоскої частини імпульсу,

$$u_{вих.пл}(t)=\frac{B}{A}\Big\{exp\Big[A(t-t_{\varphi})-1\Big]exp\Big[-A(t-t_{\varphi})\Big]+$$
$$+u_{\varphi}(t_{зр})exp\Big[-A(t-t_{\varphi})\Big]\Big\}, \qquad (79)$$

де

$$A=\frac{1+b_1K_{АРП}U_i}{T}; \quad B=\frac{K_{осн}U_i}{T}; \quad t\in\Big[t_{\varphi}\ ,\ \tau_i-t_{зр}\Big].$$

Проходження зрізу імпульсу. Для зрізу імпульсу рівняння (76) набирає такого вигляду:

$$T\frac{dE_{рег}}{dt}+E_{рег}\Big[1+\alpha b_1K_{АРП}U_i\Big(1-\frac{t}{t_{зр}}\Big)\Big]=$$
$$=K_{АРП}KU_i\Big(1-\frac{t}{t_{зр}}\Big). \qquad (80)$$

Розв"язуючи це рівняння і підставляючи результати розв"язання в (66), дістаємо

$$u_{вих.зр}(t)=U_i\Big(1-\frac{t}{t_{зр}}\Big)K_{осн}-b_1U_i\Big(1-\frac{t}{t_{зр}}\Big)exp(-\beta t^2+\alpha t^2)\times$$
$$\times\Bigg\{exp\Big(\frac{\beta_1^2}{4\alpha}\Big)\Bigg[\frac{\gamma t_{зр}}{\sqrt{\alpha}}\int_0^{\sqrt{\alpha}t-\beta_1/2\sqrt{\alpha}}exp(-y^2)dy-$$
$$-\frac{\gamma t_{зр}}{\sqrt{\alpha}}\int_0^{\sqrt{\alpha}t_{зр}-\beta_1/2\sqrt{\alpha}}exp(-y^2)dy-\frac{\gamma\beta_1}{2\alpha\sqrt{\alpha}}\int_0^{\sqrt{\alpha}t-\beta_1/2\sqrt{\alpha}}exp(-y^2)dy+$$
$$+\frac{\gamma\beta_1}{2\alpha\sqrt{\alpha}}\int_0^{\sqrt{\alpha}t_{зр}-\beta_1/2\sqrt{\alpha}}exp(-y^2)dy-\frac{\gamma}{\alpha}\int^{\sqrt{\alpha}t-\beta_1/2\sqrt{\alpha}}y\,exp(-y^2)dy+$$
$$+\frac{\gamma}{\alpha}\int_0^{\sqrt{\alpha}t_{зр}-\beta_1/2\sqrt{\alpha}}y\,exp(-y^2)dy\Bigg]+\frac{K_{осн}}{b_1}-\frac{u_{пл}(t_{зр})}{U_ib_1}\Bigg\}, \qquad (81)$$

де $\beta_1 = \frac{1+\mu}{T}$; $\mu = b_1 K_{АРП} U_i$;

$$t \in [\tau_i - t_{зр}; \tau_i].$$

Решта позначень ті самі, що й у рівнянні (78). На рис. 27 наведено криві залежності напруги на виході приймального пристрою компенсаційного каналу $[u_{вих.к}(t)]$ при подачі на його вхід імпульсної напруги трапецоїдної форми, одержані в результаті спільного розв"язання рівнянь (66), (76), при таких параметрах приймального пристрою і вхідного сигналу:

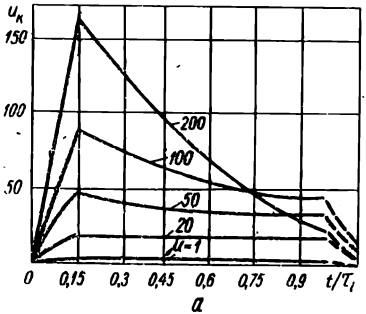
$$K_{осн} = 10^6; \quad K = K_{осн}; \quad \tau_i = 10^{-6} \text{ сек};$$

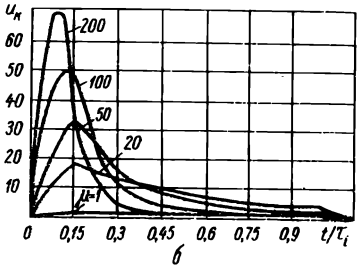
$$K_{АРП} = 4; \quad t_ф = t_{зр} = 0{,}15 \cdot 10^{-6} \text{ сек};$$

$$b_1 = 50 \cdot 10^4 \frac{1}{в}; \quad \mu = 1; 30; 50; 100; 200.$$

З результатів, одержаних для $u_{вих\,к}(t)$, випливає, що навіть при дуже високій швидкодії системи АРП приймального пристрою компенсаційного каналу ($T = 3\tau_i$) неможливо забезпечити виконання умови (65). Спотворення імпульсів при проходженні через приймальний пристрій із системою швидкодіючої АРП такі, що сигнал на виході приймального пристрою досягає заданого значення з деякою затримкою щодо вхідного сигналу. Ця затримка визначається еквівалентною сталою часу АРП. Причому амплітуда імпульсу на виході компенсаційного каналу завжди перевищуватиме амплітуду імпульсу на виході основного каналу. Це значить, що пристрій компенсації, який грунтується на енергетичному відніманні сигналів, прийнятих бічними пелюстками, не може забезпечити режим точної компенсації при впливі імпульсних сигналів порівняно малої тривалості.

При амплітудних обмеженнях сигналів, які завжди є в реальних приймальних пристроях, перехідні процеси затягу-





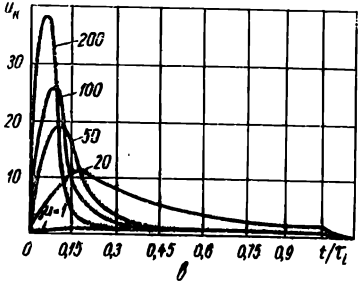


Рис.27. Криві залежності напруги на виході компенсаційного каналу:
а – $T = 100\tau_i$; б – $T = 10\tau_i$; в – $T = 3\tau_i$.

ються. Параметри пристроїв компенсації звичайно вибирають так, щоб інтенсивність завад, які знімаються з виходу компенсаційного каналу, була завжди більшою від інтенсивності завад, які знімаються з виходу приймального пристрою основного каналу. Такий режим роботи пристрою називається режимом перекомпенсації. Ступінь перекомпенсації характеризується різницею напруг на виходах основного і компенсаційного каналів. Ця різниця встановлюється так, щоб забезпечити подавлення сигналів, прийнятих з напряму максимальної бічної пелюстки, а також виключити вплив нестабільності параметрів РЛС на якість компенсації сигналів, прийнятих максимальною бічною пелюсткою.

Для сигналів, прийнятих іншими бічними пелюстками, матиме місце переподавлення, при якому на індикатор надходить сигнал, "чорніше чорного". Це призводить до додаткової втрати чутливості приймача основного каналу для корисних сигналів. Пристрій компенсації є джерелом додаткових шумів, які погіршують відношення сигнал/шум на виході РЛС з компенсатором. Якщо знехтувати космічними шумами, шумами атмосфери і власними шумами антенно-хвильового тракту, інтенсивність яких значно нижча від інтенсивності власних шумів приймального пристрою, то при відсутності компенсатора потужність флюктуації шуму на виході РЛС можна подати так:

$$\sigma^2_{ш.вих.осн} = \sigma_{ш\,вх} K^2_{осн} . \qquad (82)$$

Потужність флюктуацій шуму на виході тієї самої РЛС, але при наявності компенсатора, визначиться так:

$$\sigma^2_{ш.вих\,\Sigma} = \sigma^2_{ш.вих\;осн} + \sigma^2_{ш.вих\;к} , \qquad (83)$$

де $\sigma^2_{ш.вих.к}$, $\sigma^2_{ш.вих.осн}$ – потужність флюктуацій шуму на виході приймальних пристроїв компенсаційного і основного каналів.

З виразу (83) виходить, що коли амплітудно-частотні характеристики приймальних пристроїв основного і компенсаційного каналів цілком однакові, то відношення сигнал/шум на виході РЛС з пристроєм компенсації зменшується на 3 дб, що призводить до погіршення характеристик основного каналу. Для зменшення впливу пристрою компенсації на характеристики основного каналу РЛС слід забезпечити максимально можливий коефіцієнт підсилення компенсаційної антени. Тоді сигнали, які діють по бічних пелюстках діаграми напрямленості антени, можна компенсувати при менших значеннях коефіцієнта передачі приймального пристрою компенсаційного каналу. Це, в свою чергу, дає можливість зменшити "вклад" компенсаційного каналу, який при-

зводить до погіршення відношення сигнал / шум на виході РЛС з компенсатором.

Практично здійснити компенсаційну антену, діаграма напрямленості якої описується виразом (62), дуже важко. Тому застосовують або ненапрямлені антени (крива 2 рис.28), або антени, діаграми напрямленості яких перекривають область, що відповідає бічним пелюсткам діаграми напрямленості основної антени (крива 3 рис.28). У сучасних РЛС застосовують антени з дуже великим КНД, який досягає десятків

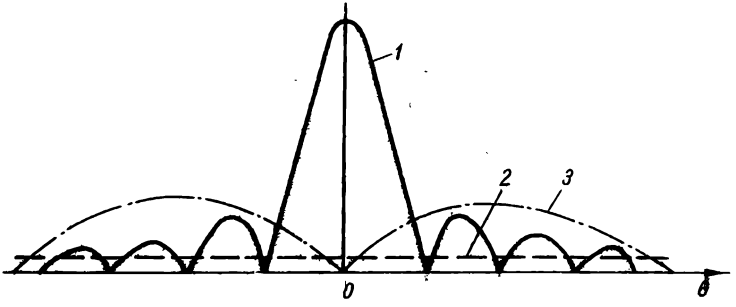


Рис.28. Діаграма напрямленості антен:
1 - основної; 2 - ненапрямленої компенсаційної; 3 - компенсаційної, яка перекриває бічні пелюстки.

тисяч одиниць. Оскільки рівень бічних пелюсток діаграм напрямленості антен лежить у межах - (10 ÷ 35) дб щодо головної пелюстки, то коефіцієнт підсилення антени РЛС у напрямі бічних пелюсток досягає величини порядку сотень одиниць. Ненапрямлені антени в компенсаційному каналі застосовувати не варто, бо в цьому випадку пристрій компенсації значно зменшує відношення сигнал/шум на виході РЛС.

При роботі РЛС з амплітудним компенсатором, який перебуває в режимі перекомпенсації, в моменти часу, коли сигнали, які діють по бічних пелюстках, збігаються з сигналами, які діють по головній пелюстці, компенсатор знімає сигнал, який діє по головній пелюстці. Це явище спостерігається тому, що амплітудний компенсатор використовує тільки один з параметрів сигналу - його амплітуду.

2. Метод високочастотної компенсації

При роботі РЛС в умовах, коли не можна не зважати на сигнали, що відбиті від земної або водної поверхні і діють по бічних пелюстках діаграми напрямленості антени, ефективність амплітудного компенсатора знижується. Низька ефективність зумовлюється дуже великою тривалістю цих сигналів, що спричиняє значне збільшення відносної частоти збігу корисних сигналів і завад. Оскільки земна або водна поверхня є шорсткою [12], то відбиті сигнали в сантиметровому діапазоні хвиль мають вигляд довгих амплітудно-модульованих імпульсів. Обвідну цих імпульсів при деяких обмеженнях можна зобразити у вигляді хаотичних імпульсних завад (ХІЗ). Причому в загальному випадку випадковими будуть зміни амплітуди імпульсів, їх тривалість, а також часовий зсув між сусідніми імпульсами ХІЗ. Такий характер обвідної імпульсів перешкоджає ефективному використанню селекції корисних сигналів і завад за їх тривалістю. Амплітудний компенсатор не дає змоги забезпечити просторову селекцію джерел завад, які діють з кількох точок простору. Якщо, крім амплітуди, використовувати інформацію, що її несуть фази високочастотних сигналів, то така селекція джерел сигналів можлива. Метод, який грунтується на використанні фазових відмінностей корисних сигналів і завад, називається методом високочастотної або фазової компенсації.

Суть його можна з"ясувати з функціональної схеми одноканального фазового компенсатора (рис.29) [20].

Сигнали, прийняті бічними пелюстками діаграми напрямленості антени основного каналу і антеною компенсаційного каналу (завади), перетворюються і підсилюються в приймальних пристроях основного та компенсаційного каналів. З виходів ППЧ приймальних пристроїв завади надходять в суматор, де відбувається їх геометричне додавання. Якщо амплітуди завад на виходах ППЧ приймальних пристроїв основного і компенсаційного каналів рівні, а фази їх високочастотних коливань відрізняються на величину $\varphi = \pi$, то пристрій фазової компенсації знімає сигнали, які діють по бічних пелюстках діаграми напрямленості антени. Щоб забезпечити високу ефективність фазового компенсатора, треба добиватися в кожен момент часу рівності амплітуд і протифазності завад на виходах ППЧ. Виконання цих умов забезпечують з допомогою двох систем:- системи АРП і системи АРФ (системи автоматичного регулювання фази) приймального пристрою компенсаційного каналу.

Для забезпечення рівності амплітуд завад, що знімаються з виходів приймальних пристроїв основного і компенсаційного каналів, треба забезпечити виконання умови (65), яке можливе лише тоді, коли тривалість завад значно більша від сталої часу системи АРП. Внаслідок особливостей систем АРП їх стала часу не може бути меншою від 3-10 мсек. Визначимо можливості виконання другої умови, яка визначає ефективність фазового компенсатора (протифазність завад на виходах приймачів основного і компенсаційного каналів). Типову функціональну схему системи АРФ наведено на рис. 30, а. Вихідну напругу фазового детектора при малих величинах різниці фаз коливань, які

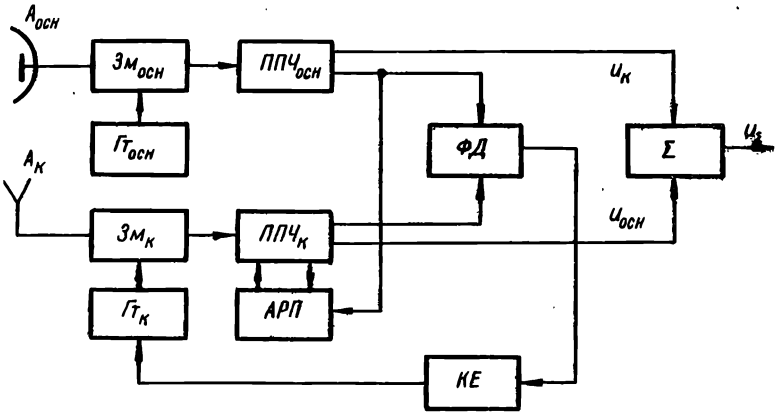


Рис.29. Функціональна схема приймального пристрою РЛС з одноканальним фазовим компенсатором:
$ППЧ_{осн}$, $ППЧ_к$ – підсилювачі проміжної частоти основного і компенсаційного каналів; ФД – фазовий детектор; КЕ – керуючий елемент гетеродина; Σ – суматор.

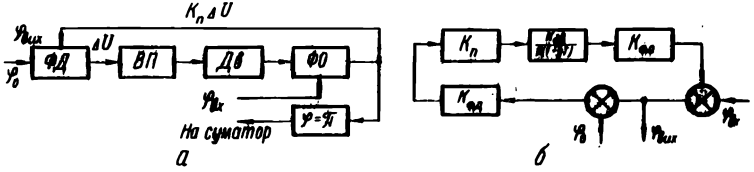


Рис.30. Схеми системи АРФ:
а – функціональна; б – структурна.

знімаються з виходів ППЧ приймачів основного і компенсаційного каналів, можна описати такою рівністю:

$$\Delta U = K_{ФД} \Delta\varphi ; \qquad (84)$$

де $\Delta\varphi = \varphi_{вих} - \varphi_0$; φ_0 – фаза коливань з виходу ПЧ приймача основного каналу; $\varphi_{вих}$ – фаза коливань з виходу регульованого фазообертача.

Передаточна функція двигуна в операторній формі

$$K_{дв}(p) = \frac{K_{дв}}{p(1+pT)} , \qquad (85)$$

де T – стала часу двигуна.

Для регульованого фазообертача справедливою є рівність

$$\varphi_{вих} = \varphi_{вх} - \Delta U K(p) , \qquad (86)$$

де $\varphi_{вх}$ – фаза коливань на вході регульованого фазообертача; ΔU – напруга помилки на виході фазового детектора.

Враховуючи рівності (84), (85) і (86), можна скласти структурну схему системи АРФ (рис.30,б). На підставі структурної схеми записуємо рівняння:

$$\varphi_{вих} = \varphi_{вх} - \Delta U \frac{K_{ФО} K_{дв} K_п}{p(1+pT)} ; \qquad (87)$$

$$\varphi_{вих} - \varphi_0 = K_{ФД}(p) K_{ФО}(p) K_{дв}(p) K_п ; \qquad (88)$$

$$\frac{d^2\varphi_{вих}}{dt^2} + \frac{1}{T}\cdot\frac{d\varphi_{вих}}{dt} + \frac{K}{T}\varphi_{вих} - \frac{K}{T}\varphi_0 = \frac{d^2\varphi_{вх}}{dt^2} + \frac{1}{T}\cdot\frac{d\varphi_{вх}}{dt} , \qquad (89)$$

де $K = K_{ФД} K_{дв} K_{ФО} K_п$.

Нехай початкова фаза завад на виході ППЧ приймача компенсаційного каналу стрибком змінилася щодо початкової фази завад, які знімаються з виходу ППЧ приймача основного каналу, на величину A_0. У цьому випадку вираз (89) набере вигляду

$$\frac{d^2\varphi_{вих}}{dt^2} + \frac{1}{T}\cdot\frac{d\varphi_{вих}}{dt} + \frac{K}{T}\varphi_{вих} = \frac{K}{T}\varphi_0 . \qquad (90)$$

Загальне розв"язання рівняння (90) записується так:

$$\varphi_{вих}(t) = \frac{A_0}{2}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{1-4KT}}\right)exp\left(-\frac{1+\sqrt{1-4KT}}{2T}\right) +$$

$$+ \frac{A_0}{2}\left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-4KT}}\right) exp\left(-\frac{1-\sqrt{1-4KT}}{2T}\right) . \qquad (91)$$

На рис. 31 наведено криві, що відповідають рівнянню (91) при різних значеннях ξ, де

$$\xi = \frac{T_{екв}}{2T} ; \qquad T_{екв} = \sqrt{\frac{T}{K}} ;$$

$$\varphi_0 = 0 ; \qquad A = 1 .$$

З цих кривих видно, що час установлення процесів у системі АРФ визначається інерційністю двигуна і коефіцієнтом передачі системи K. Для виключення перерегулювання треба, щоб $4KT < 1$. У цьому випадку час установлення

$$t_{уст} \approx (5 \div 6) T_{екв} . \qquad (92)$$

Щоб збільшити швидкодію системи АРФ, замість двигуна застосовують безінерційні елементи. Тоді інерційність системи АРФ визначатиметься інерційністю фазового детектора. Можна показати, що при наявності швидкодіючої системи АРФ її еквівалентна стала часу може бути зведена до величини

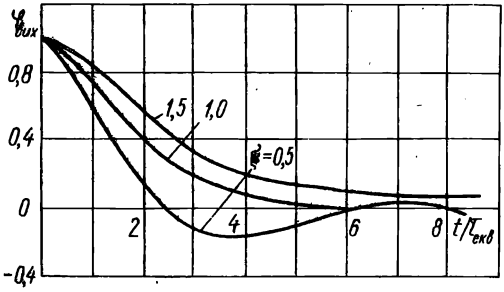


Рис.31. Криві залежності зміни фази коливань на виході системи АРФ при стрибкоподібній зміні фази коливань на її виході.

$$T_{екв} \approx (20 \div 40)\, T_{в.ч.}\,, \qquad (93)$$

де $T_{в.ч}$ – період коливань на вході приймальних пристроїв. Практично, зважаючи на цілий ряд переваг, системи АРФ здійснюють у трактах проміжної частоти. Тоді еквівалентна стала часу системи АРФ приблизно дорівнюватиме тривалості імпульсів РЛС, а час установлення відповідно до (92)

$$t_{уст} \approx (5 \div 6)\, \tau_i\,. \qquad (94)$$

Час кореляції флюктуацій фази сигналів на вході сумматора за рахунок обертання антени і рискання цілі (наприклад, літака) буде більшим від часу встановлення швидкодіючої системи АРФ. Тому, якщо завади безперервні і стаціонарні, то система швидкодіючої АРФ приймача компенсаційного каналу зможе забезпечити виконання умов

$$\varphi_{вих} - \varphi_0 = \pi \; ; \qquad (95)$$

$$K_к = K_{осн} \left[\frac{G_{осн}(\theta)}{G_к(\theta)} \right]^{\frac{1}{2}} . \qquad (96)$$

Слід підкреслити, що розглянуто ефективність одноканального фазового компенсатора при впливі сигналів по бічних пелюстках тільки з однієї точки простору. Якщо завади діють на РЛС з одноканальним фазовим компенсатором з двох і більше точок простору одночасно, то його ефективність знижується.

3. Метод компенсації, що грунтується на використанні особливостей системи АРП

Бічні пелюстки діаграм напрямленості антен зумовлюють бічні пелюстки пеленгаційних характеристик, рівень яких внаслідок нормуючої дії АРП значно вищий від рівня бічних пелюсток діаграм напрямленості антен. Через особливості обробки сигналу в АСН з миттєвим РСН система АРП при деяких кутових положеннях цілі θ розмикається. Розмикання спостерігається в області бічних пелюсток діаграм напрямленості антен, коли сума сигналів, прийнятих антенами A_1 і A_2 (рис.13), близька до нуля:

$$\mu \left[F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta) \right] \to 0 . \qquad (97)$$

Напруга на виході АСН

$$U_{пел.пр} \left[(\theta_\delta) \right]_A = K_a \frac{\mu^2 \left[F^2(\theta_0 - \theta) - F^2(\theta_0 + \theta) \right]}{\left\{ 1 + \left| \mu \left[F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta) \right] \right| \right\}^2}$$

при виконанні умови (97) різко збільшується. Водночас різниця сигналів $\left| \mu \left[F(\theta_0 - \theta) - F(\theta_0 + \theta) \right] \right|$ істотно відрізняється від суми (97).

Для компенсації сигналів, які діють по бічних пелюстках, можна запропонувати новий метод обробки сигналу, забезпечуваний змінами, внесеними до системи АРП (рис.32).

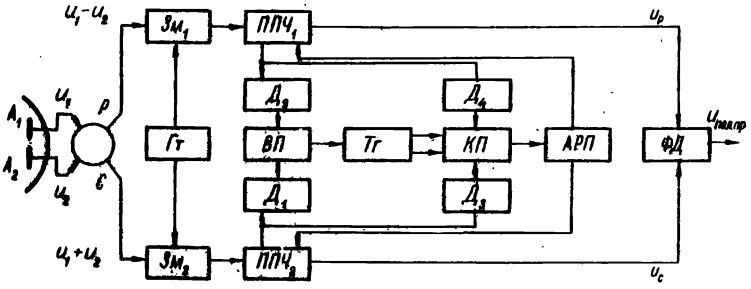


Рис.32. Функціональна схема компенсатора бічних пелюсток пеленгаційних характеристик у системі АРП.

Компенсація бічних пелюсток пеленгаційних характеристик АСН забезпечується зміною вхідного сигналу системи АРП. Якщо амплітуда сигналу на виході приймача сумарного каналу АСН більша від амплітуди сигналу на виході приймача різницевого каналу:

$$\left|\mu\left[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)\right]\right| > \left|\mu\left[F(\theta_0-\theta)-F(\theta_0+\theta)\right]\right|,$$

то на вхід системи АРП подається сигнал з виходу приймального пристрою сумарного каналу. Цей випадок - звичайний і спостерігається, коли джерело сигналу розміщене в області головних пелюсток діаграм напрямленості антен АСН.При кутовому переміщенні джерела сигналу щодо РСН співвідношення між сумарним і різницевим сигналами змінюється. Коли джерело сигналів заходить в область бічних пелюсток, то

$$\left|\mu\left[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)\right]\right| < \left|\mu\left[F(\theta_0-\theta)-F(\theta_0+\theta)\right]\right|.$$

У цьому випадку на вхід системи АРП подається сигнал з виходу приймального пристрою різницевого каналу.

Приєднується вхід системи АРП до виходу приймального пристрою сумарного каналу або до виходу приймального пристрою різницевого каналу спеціальним пристроєм. Останній складається з детекторів схеми порівняння $Д_I$ і $Д_2$, віднімаючого підсилювача ВП, тригера Тг, діодів $Д_3$ і $Д_4$ та комутуючого підсилювача КП. Детектори $Д_I$ і $Д_2$ - звичайні імпульсні детектори, які відрізняються полярністю вмикання діодів.

Якщо амплітуда сигналу на виході ППЧ приймача сумарного каналу більша від амплітуди сигналу на виході ППЧ приймача різницевого каналу, то комутуючий каскад приєднує до входу системи АРП через діод $Д_3$ вихід приймача сумарного каналу. Якщо ж амплітуда сигналу на виході ППЧ приймача сумарного каналу стане меншою від амплітуди сигналу на виході ППЧ приймача різницевого каналу, то комутуючий каскад приєднує до входу системи АРП через діод $Д_4$ вихід приймача різницевого каналу. Якщо в міру зміни положення цілі щодо РСН амплітуда сигналу на виході приймача сумарного каналу зрівнюється з амплітудою сигналу на виході приймача різницевого каналу, то стан тригера не змінюється. У цьому випадку вхід системи АРП приєднується до виходу приймача сумарного каналу. Щоб імпульс на виході віднімаючого підсилювача був достатнім за амплітудою для перекиду тригера при малій різниці між амплітудами сумарного і різницевого каналів, після віднімаючого підсилювача вмикають додатковий підсилювач імпульсів. Обробка сигналів, що знімаються з виходів приймачів сумарного і різницевого каналів, у фазовому детекторі - звичайна для АСН.

Порівняння енергетичного і високочастотного методів компенсації показує, що:

пристрої, які грунтуються на методі енергетичного віднімання (амплітудні компенсатори), значно простіші від пристроїв, які грунтуються на методі високочастотної компенсації. Простота, більша надійність, менша вага і габарити амплітудних компенсаторів мають особливе значення для РТП літальних апаратів;

амплітудний компенсатор має досить високу ефективність при впливі імпульсних сигналів великої шпаруватості;

із зменшенням шпаруватості завад ефективність амплітудного компенсатора зменшується;

одноканальний високочастотний компенсатор забезпечує ефективне подавлення безперервних завад, які діють з однієї точки простору.

Для компенсації бічних пелюсток пеленгаційних характеристик АСН з миттєвим РСН можна використовувати порівняння амплітуд сигналів, що знімаються з виходів приймачів сумарного та різницевого каналів, і підведення до входу системи АРП сигналу з більшою амплітудою.

Розділ IУ

ПЕЛЕНҐАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСН З ПРИСТРОЯМИ КОМПЕНСАЦІЇ

I. Пеленгаційні характеристики АСН з амплітудним компенсатором

Для компенсації знакозмінних бічних пелюсток пеленгаційних характеристик, а значить і усунення неправильних РСН, можна використовувати амплітудний компенсатор. Функціональну схему АСН з миттєвим РСН із сумарно-різницевою обробкою сигналу при амплітудній пеленгації в одній площині і амплітудним компенсатором наведено на рис.33.

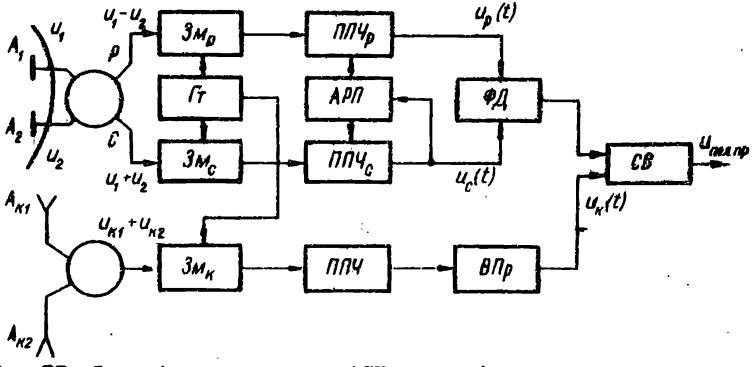


Рис.33. Функціональна схема АСН з амплітудним компенсатором.

Принцип роботи такої АСН полягає ось у чому. Якщо джерело сигналів розміщене в області головних пелюсток пеленгаційної характеристики, напруга на виході компенсаційного каналу дорівнює нулю. Це досягається тим, що діаграма напрямленості компенсаційної антени перекриває тільки області кутів, які відповідають бічним пелюсткам пеленгаці-

ної характеристики. Пеленгаційна характеристика АСН у цьому випадку визначається тільки вихідною напругою фазового детектора ФД і має звичайний вигляд. При відхиленні джерела сигналів в область бічних пелюсток пеленгаційної характеристики сигнали приймаються і основною, і компенсаційною антенами. Коефіцієнт передачі компенсаційного каналу добирають так, щоб вихідна напруга схеми віднімання при прийманні сигналів цим каналом була негативною. Пороговий пристрій, приєднаний до виходу схеми віднімання, забезпечує бланкування наступних вузлів АСН. Вважаючи канали кута місця і азимута незалежними, знайдемо вираз для пеленгаційної характеристики АСН з амплітудним компенсатором при пеленгації в одній площині.

При кутовому відхиленні θ точкового джерела сигналів щодо РСН сигнали на виходах антен A_I, A_2 і A_K можна зобразити так:

$$\left.\begin{aligned} u_1(t) &= UF(\theta_0-\theta)\cos(\omega_0 t+\varphi); \\ u_2(t) &= UF(\theta_0+\theta)\cos(\omega_0 t-\varphi); \\ u_{K1}(t) &= Uf(\theta_{01}-\theta)\cos(\omega_0 t+\varphi_K); \\ u_{K2}(t) &= Uf(\theta_{01}+\theta)\cos(\omega_0 t-\varphi_K), \end{aligned}\right\} \qquad (98)$$

де $f(\theta_{01}-\theta)$, $f(\theta_{01}+\theta)$ – функції, що описують діаграму напрямленості компенсаційної антени; $UF(\theta)$, $Uf(\theta)$ – амплітуди сигналів на виходах антен; θ_{01} – кут зміщення діаграми напрямленості антени компенсаційного каналу щодо РСН; ω_0 – робоча частота АСН; φ – фазовий зсув сигналів на виході антен A_I і A_2, зумовлений різницею ходу

радіохвиль; $\varphi_к$ – фазовий зсув сигналів на виході антен $A_{к1}$ і $A_{к2}$, зумовлений різницею ходу радіохвиль.

Відстань між антенами A_1, A_2 і $A_к$ відповідно $2d, 2d_к$. При амплітудній пеленгації

$$d = d_к = 0; \quad \varphi = \varphi_к = 0. \tag{99}$$

Коли амплітудні детектори, які входять до складу фазового детектора, квадратичні, то вираз для пеленгаційної характеристики АСН з амплітудним компенсатором в усталеному режимі можна подати так:

$$u_{пел.пр} = \overline{u_c(t)\, u_p(t)} - u_к, \tag{100}$$

де

$$u_c = K_c U\left[F(\theta_0 - \theta)\cos\omega_0 t + F(\theta_0 + \theta)\cos\omega_0 t\right];$$

$$u_p = K_p U\left[F(\theta_0 - \theta)\cos\omega_0 t - F(\theta_0 + \theta)\cos\omega_0 t\right];$$

$$u_к = K_к U\left[f(\theta_{01} - \theta) + f(\theta_{01} + \theta)\right].$$

Нехай

$$f(\theta_{01} - \theta) = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad \theta \geqslant \theta_{01}; \\ 0 & \text{при} \quad \theta < \theta_{01}; \end{cases} \tag{101}$$

$$f(\theta_{01} + \theta) = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad -\theta \leqslant -\theta_{01}; \\ 0 & \text{при} \quad -\theta > -\theta_{01}. \end{cases} \tag{102}$$

Вважаємо, що регулювальна характеристика системи апроксимувалася лінійною функцією $K = K_{осн} - b_1 E_{рег}$, а як фільтр кола АРП застосовується проста RC -ланка. У цьому випадку вирази для коефіцієнтів передачі ПЧ приймальних пристроїв сумарного і різницевого каналів в усталеному режимі мають вигляд

$$K_c = K_p = K = \frac{K_\theta}{1 + b_1 K_{АРП} U[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)]}. \qquad (103)$$

З урахуванням умов (101), (102 і (103) вираз (100) можна привести до такого вигляду:

$$U_{пел.пр} = K_0 \frac{\mu^2[F^2(\theta_0-\theta)-F^2(\theta_0+\theta)]}{\{1+[\mu[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)]]\}^2} - K_к U[f(\theta_0-\theta)+f(\theta_0+\theta)]. \qquad (104)$$

На рис.34 наведено пеленгаційні характеристики АСН з амплітудним компенсатором, які відповідають виразові (101).

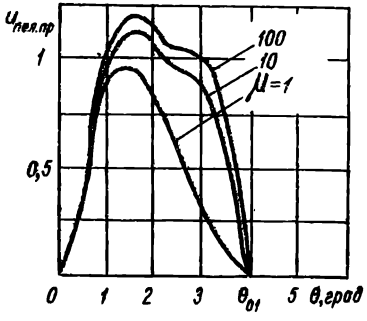


Рис.34. Пеленгаційні характеристики АСН з амплітудним компенсатором.

Характеристики побудовано для випадку, коли на АСН з амплітудним компенсатором діє сигнал тільки одного джерела.

Система автоматичного супроводу з амплітудним компенсатором повністю знімає сигнали джерела, що діє по бічних пелюстках. У моменти часу, коли сигнали, які діють по бічних пелюстках, збігаються з сигналами, які діють по головних пелюстках пеленгаційної характеристики, амплітудний

компенсатор знімає разом із завадами і корисні сигнали. Отже, можливості амплітудного компенсатора, який перебуває в основному робочому режимі - режимі перекомпенсації, - обмежені. Кількісною мірою оцінки погіршення технічних характеристик основного каналу АСН з амплітудним компенсатором може бути відношення середньої частоти збігу завад і корисних сигналів до середньої частоти проходження імпульсів корисних сигналів). Найнебезпечнішими завадами, які діють по бічних пелюстках діаграм напрямленості АСН з амплітудним компенсатором, є хаотичні імпульсні завади (ХІЗ) [наприклад, сигнали, відбиті від земної або водної поверхні].

Розгляньмо вплив ХІЗ на АСН з амплітудним компенсатором. У більшості АСН здійснюється селекція сигналів за тривалістю і обмеження їх амплітуди. Тому під ХІЗ будемо розуміти послідовність ідентичних за формою імпульсів, що з"являються у випадкові моменти часу. Інтервали між моментами появи сусідніх імпульсів - випадкові величини. Причому вважаємо, що момент появи наступного імпульсу залежить тільки від моменту появи попереднього і не залежить від того, коли з"являлися всі імпульси, які надійшли раніше. Коли ХІЗ являють собою потік імпульсів, які взаємно не перекриваються в часі і для яких справедливе співвідношення

$$T_i = t_{i+1} - t_i > \tau_i \quad , \qquad (105)$$

де t_i - момент появи i-го імпульсу ХІЗ; τ_i - тривалість i-го імпульсу ХІЗ, то середня частота проходження імпульсів збігу визначається таким виразом [25]:

$$\bar{F}_{зб} = \prod_{s=1}^{N} \bar{F}_s \bar{\tau}_s \sum_{s=1}^{N} \frac{1}{\bar{\tau}_s}, \qquad (106)$$

Тут $\bar{F}_s$, $\bar{\tau}_s$ - середня частота проходження і середня тривалість імпульсів s-го потоку, $s = 1, 2, 3, \ldots, N$.

Коли ХІЗ діють з однієї точки,

$$\bar{F}_{зб} = \bar{F}_{АСН}\,\bar{F}_з\,(\bar{\tau}_{АСН} + \bar{\tau}_з)\,, \qquad (107)$$

де $\bar{F}_{АСН}$, $\bar{F}_з$ – середня частота проходження корисних сигналів АСН і ХІЗ відповідно; $\bar{\tau}_{АСН}$, $\bar{\tau}_з$ – середні тривалості корисних сигналів і ХІЗ.

Оскільки в АСН відбувається селекція імпульсів за тривалістю, можна вважати, що тривалості корисних сигналів і завад рівні:

$$\bar{\tau}_{АСН} = \bar{\tau}_з\,. \qquad (108)$$

Тоді відношення середньої частоти проходження імпульсів збігу корисного сигналу і ХІЗ до середньої частоти проходження корисних сигналів матиме вигляд

$$\nu = \frac{\bar{F}_{зб}}{\bar{F}_{АСН}} = \frac{2}{Q_з}\,, \qquad (109)$$

де $Q_з$ – середня шаруватість ХІЗ.

Амплітудний компенсатор забезпечує ефективну компенсацію бічних пелюсток пеленгаційних характеристик при впливі імпульсних завад великої шаруватості. Із зменшенням шаруватості завад ефективність компенсації зменшується. Крім того, із зменшенням шаруватості завад зменшується далекість дії і точність визначення координат АСН з компенсатором.

При польоті літального апарата з бортовою АСН над землею поверхня землі опромінюється не однією, а кількома бічними пелюстками напрямленості антени. Тому в загальному випадку на вході АСН з компенсатором діятимуть джерела з N точок простору.

Визначаючи ефективність впливу ХІЗ по бічних пелюстках діаграми напрямленості АСН з амплітудним компенсато-

ром з N точок простору, скористаємося відношенням середньої частоти проходження імпульсів збігу корисного сигналу і ХІЗ до середньої частоти проходження корисних сигналів ν. Вважаємо, що сигнали джерел ХІЗ, встановлених в N точках простору, можна зобразити у вигляді стаціонарних, ординарних і незалежних потоків.

Стаціонарність потоку означає, що імовірність появи подій в інтервалі $t,\ t+\tau$ залежить тільки від К і τ і не залежить від часу:

$$P_K(t, t+\tau) = P_K(\tau). \qquad (110)$$

Ординарність потоку означає, що імовірність появи в точці двох або більше подій дорівнює нулю:

$$\lim_{\tau \to 0} \frac{P_{\geq 2}(t, t+\tau)}{t} \longrightarrow 0. \qquad (111)$$

Незалежність потоку означає, що імовірність кількості подій в інтервалі $t,\ t+\tau$ не залежить від кількості і моментів появи подій в інших інтервалах.

При додержанні умов (110) і (111) та умови незалежності потоків сумарний потік ХІЗ, які діють по бічних пелюстках АСН, при $N \to \infty$ прямує до потоку з пуассонівським розподілом моментів появи подій, а значить, стає сигналом із суцільним спектром. Визначимо, коли сумарний потік ХІЗ, який діє на АСН з амплітудним компенсатором в N точок простору, можна вважати пуассонівським. При цьому будемо користуватися методикою, запропонованою у праці [25]. Розглянемо потік

$$f_{NN}(t) = \sum_{s=1}^{N} f_s(t), \qquad (112)$$

де $f_s(t)$ – s-й потік, $s = 1, 2, 3, \ldots, N$.

Середню частоту проходження s -го потоку позначимо через F_s. Середня частота проходження імпульсів сумарного потоку

$$\overline{F}_\Sigma = \sum_{s=1}^{N} F_s . \qquad (113)$$

Густину імовірностей тривалості інтервалу між моментами появи суміжних імпульсів потоку $f_{NN}(t)$ можна зобразити у вигляді [25]

$$W_N(T) = \frac{\prod_{s=1}^{N} \overline{F}_s}{\sum_{s=1}^{N} \overline{F}_s} \cdot \frac{d^2}{dt^2} \prod_{s=1}^{N} \int_0^\infty d\lambda \int_\lambda^\infty \gamma_s(\xi)\, d\xi , \qquad (114)$$

де $\gamma(\xi)$ - густина розподілу імовірностей тривалості інтервалу між моментами появи суміжних імпульсів потоку $f_s(t)$; T - тривалість інтервалу між моментами появи суміжних імпульсів у сумарному потоці.

У випадку, коли моменти появи сусідніх імпульсів s-го потоку підлягають рівноймовірному законові розподілу, причому момент появи наступного імпульсу залежить тільки від моменту появи попереднього імпульсу,

$$\gamma_s(\xi) = \begin{cases} \dfrac{\overline{F}_s}{2} & \text{при} \quad 0 < T \leq \dfrac{2}{\overline{F}_s} ; \\ 0 & \text{при інших} \quad T . \end{cases} \qquad (115)$$

Взявши до уваги умову (115), вираз (114) можна переписати так:

$$W_N(T) = \frac{\prod_{s=1}^{N} \overline{F}_s}{\sum_{s=1}^{N} \overline{F}_s} \left\{ N(N-1) \left[\int_T^{\frac{2}{\overline{F}_s}} d\lambda \int_\lambda^{\frac{2}{\overline{F}_s}} \frac{\overline{F}_s}{2}\, d\xi \right]^{N-2} \times \right.$$

$$\left. \times \left[\int_T^{\frac{2}{\overline{F}_s}} \frac{\overline{F}_s}{2}\, d\xi \right]^2 + N \left[\int_T^{\frac{2}{\overline{F}_s}} d\lambda \int_\lambda^{\frac{2}{\overline{F}_s}} \frac{\overline{F}_s}{2}\, d\xi \right]^{N-1} \frac{\overline{F}_s}{2} \right\} . \qquad (116)$$

Якщо потоки ідентичні, то, зважаючи на те, що

$$\bar{F}_s = \frac{\bar{F}_\Sigma}{N}, \tag{117}$$

дістанемо

$$W_N(T) = \frac{2N-1}{2} \cdot \frac{\bar{F}_\Sigma}{N} \left(1 - \frac{T\bar{F}_\Sigma}{2N}\right)^{2N-2} \tag{118}$$

Залежність $W_N(T)$ при $\bar{F}_s = 1$, яка відповідає виразові (118), наведена на рис.35. З виразу (118) і рис.35

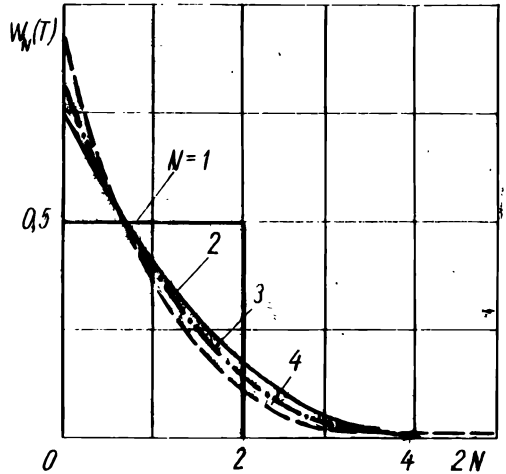


Рис.35. Криві залежності зміни густини імовірності тривалості інтервалу між появами суміжних імпульсів потоку.

випливає, що при додержанні умов (115), (117) і при $N \geqslant 4$ потік $f_{NN}(t)$ є практично пуассонівським і має суцільний спектр.

2. Пеленгаційні характеристики АСН з високочастотним компенсатором бічних пелюсток

АСН з амплітудним компенсатором не можуть забезпечити просторову селекцію сигналів, які діють з кількох точок простору одночасно. Від недоліків, властивих АСН з амплітудним компенсатором, вільні АСН з високочастотним пристроєм компенсації бічних пелюсток (рис.36).

АСН включає в себе антенно-хвилевідну систему, на виході якої утворюються сумарний і різницевий високочастотний сигнали, двоканальний приймальний пристрій для перетворення та підсилення сумарного і різницевого сигналів, фазовий детектор і систему АРП.

Оскільки безпосередньою причиною появи бічних пелюсток пеленгаційних характеристик є наявність бічних пелюсток діаграм напрямленості антен, у даній АСН застосовано додаткові (компенсаційні) канали, до яких входять антени A_{K1}, A_{K2}, сумарний хвилевідний трійник, приймальні пристрої, фазообертачі $ФО_1$, $ФО_2$ і суматори Σ_1, Σ_2. Діаграми напрямленості антен компенсаційного каналу перекривають області кутів, що відповідають бічним пелюсткам різницевої і сумарної діаграм напрямленості основної антени (рис.37). Для забезпечення рівності амплітуд сигналів, які знімаються з виходів ПЧ компенсаційного і основного каналів (рис.36), приймальні пристрої компенсаційного каналу обладнані системами АРП. На вхід системи $АРП_1$ подається напруга, пропорціональна різниці амплітуд сигналів, що знімаються з виходів ПЧ різницевого приймача основного каналу і першого компенсаційного приймача.

Для забезпечення синфазності цих коливань фазою коливань гетеродина компенсаційного каналу керує система АРФ, яка складається з фазового детектора $ФД_1$, підсилювача сиг-

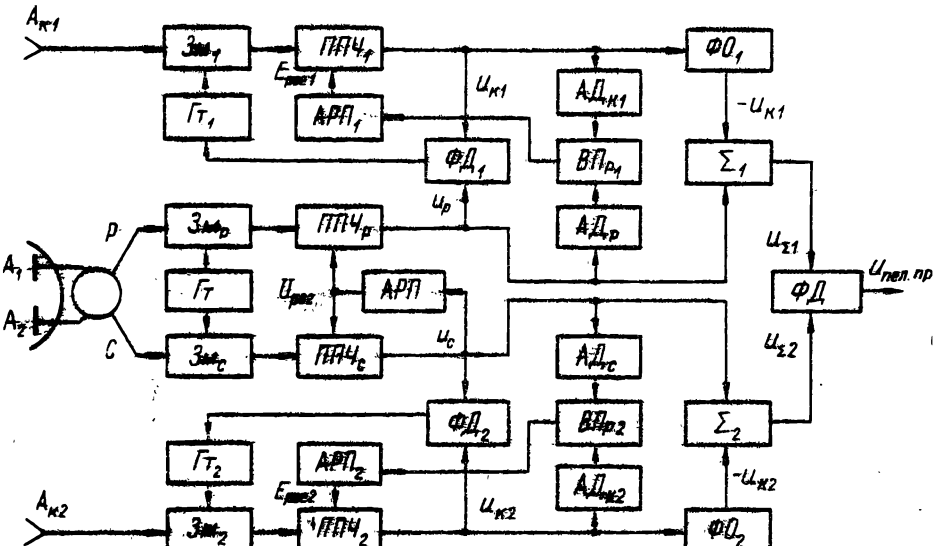


Рис.36. Функціональна схема АСН з високочастотним компенсатором.

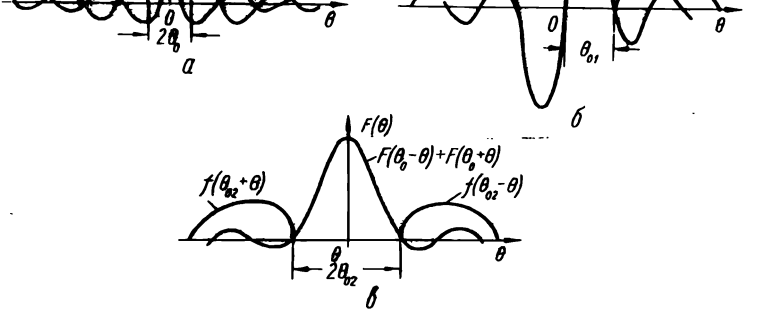


Рис.37. Діаграми напрямленості:
а – основної антени; б – різницевої основної антени і компенсатора; в – сумарної основної антени і компенсатора.

налу помилки і схеми, що керує реактивним опором контура гетеродина $ГТ_I$. Цей опір у деяких межах змінюється пропорціонально величині і знакові напруги сигналу помилки, який знімається з виходу $ФД_I$. Необхідність системи АРФ зумовлюється тим, що практично неможливо забезпечити точне суміщення фазових центрів основної і компенсаційної антен. Вихідна напруга фазового детектора $ФД_I$ пропорціональна різниці фаз коливань, які знімаються з виходів ППЧ різницевого приймача основного каналу і приймача першого компенсаційного каналу. Для забезпечення рівності амплітуд і синфазності сигналів, які знімаються з виходів ППЧ сумарного приймача основного каналу і другого компенсаційного приймача, використовують системи $АРП_2$ і $АРФ_2$ другого компенса- зрш.

Повна компенсація сигналів, прийнятих по бічних пелюстках, можлива лише тоді, коли фази сигналів на виходах ППЧ компенсаційних приймачів зсунуті на величину $\varphi_1 = \varphi_2 = \pi$ щодо фаз сигналів на виходах ППЧ приймачів основного каналу. З цією метою сигнали з виходів приймача компенсаційного каналу подаються на фазообертачі $ФО_1$ і $ФО_2$, в яких здійснювався зсув фаз коливань на величину $\varphi = \pi$. Сигнали з виходів фазообертача $ФО_1$ і $ППЧ_p$ різницевого приймача подаються на суматор Σ_1. Сигнали з виходів фазообертача $ФО_2$ і $ППЧ_c$ сумарного приймача подаються на суматор Σ_2.

Вихідна напруга суматора дорівнює геометричній сумі вхідних напруг. Виходи суматорів Σ_1 і Σ_2 приєднані до фазового детектора ФД, вихідні напруги якого визначають пеленгаційну характеристику АСН у розглядуваній площині. Принцип роботи АСН з високочастотним компенсатором бічних пелюсток полягає ось у чому. Коли ціль розміщена в області головних пелюсток діаграм напрямленості антени основного каналу, на виходах антен компенсаційного каналу сигналу немає. Напруги на виходах першого і другого компенсаційних приймачів дорівнюватимуть нулю. Напруга на виході суматора Σ_1 пропорціональна напрузі, яка знімається з виходу $ППЧ_p$ різницевого приймача основного каналу. Якщо коефіцієнт передачі суматора дорівнює одиниці, то напруга на його виході дорівнюватиме напрузі, яка знімається з виходу $ППЧ_p$ різницевого приймача. Напруга на виході суматора Σ_2 пропорціональна напрузі, яка знімається з виходу $ППЧ_c$ сумарного приймача основного каналу. Пеленгаційна характеристика АСН у цьому випадку визначається напругою, що знімається з приймачів основного каналу, а її параметри будуть звичайними для подібної АСН.

При відхиленні цілі в область бічних пелюсток діаграм напрямленості основної антени сигнал цілі приймають і основна і компенсаційна антени. На суматори Σ_1 і Σ_2 надходитимуть сигнали з виходів ПШЧ приймачів різницевого і суматорного каналів, а також з виходів фазообертачів $ФО_1$ і $ФО_2$. Під дією систем АРП, АРФ і завдяки фазообертачам амплітуди сигналів на входах суматорів вирівнюються, а їх фази зсуваються на величину $\varphi = \pi$. Тому напруги на виходах суматорів Σ_1 і Σ_2, а значить і напруга на виході фазового детектора ФД, дорівнюватимуть нулю. Отже, сигнали, які діють по бічних пелюстках пеленгаційної характеристики АСН з високочастотним компенсатором, компенсуються. Повна компенсація можлива при ідеальній роботі систем АРП і АРФ приймачів компенсаційного каналу.

Знайдемо вираз для пеленгаційних характеристик АСН з високочастотним компенсатором. При цьому вважаємо, що параметри першого і другого компенсаційного приймачів і систем $АРП_1$, $АРП_2$ та $АРФ_1$, $АРФ_2$ відповідно ідентичні, а процеси встановилися (стаціонарний режим). Вираз для пеленгаційної характеристики АСН з високочастотним компенсатором при квадратичних характеристиках амплітудних детекторів, які входять до складу фазового детектора ФД, має вигляд:

$$U_{пел.пр} = \overline{U_{\Sigma_1} U_{\Sigma_2}}, \tag{119}$$

де

$$U_{\Sigma_1} = U_p - U_{k1}; \quad U_{\Sigma_2} = U_c - U_{k2}.$$

В усталеному режимі

$$U_{пел.пр}(\theta) = K_a \frac{\mu^2 [F^2(\theta_0 - \theta) - F^2(\theta_0 + \theta)]}{\{1 + |\mu[F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta)]|\}^2} -$$

$$- K_1 [f_1(\theta_{01} - \theta) + f_1(\theta_{01} + \theta)][F(\theta_0 - \theta) + F(\theta_0 + \theta)] -$$

$$-K_2\left[f_2(\theta_{01}-\theta)+f_2(\theta_{01}+\theta)\right]\left[F(\theta_0-\theta)-F(\theta_0+\theta)\right]+$$

$$+K_3\left[f_1(\theta_{01}-\theta)+f_1(\theta_{01}+\theta)\right]\left[f_2(\theta_{01}-\theta)+f_2(\theta_{01}+\theta)\right], \qquad (120)$$

де

$$K_1 = \frac{U^2 K_0 \; K_{ппч_1}}{1+|\mu[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)]|} \cos\eta_1 ;$$

$$K_2 = \frac{U^2 K_0 \; K_{ппч_2}}{1+|\mu[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)]|} \cos\eta_2 ;$$

$$K_3 = K_{ппч_1} K_{ппч_2} U^2 \cos(\eta_2-\eta_1) ;$$

U – амплітуда сигналу на вході АСН; $f_1(\theta), f_2(\theta)$ – функції, що описують діаграми напрямленості антени 1-го і 2-го компенсаційних каналів;

$$\eta_1 = u_{фд_1}\alpha_1 - \psi_{к1} ; \qquad \eta_2 = u_{фд_2}\alpha_2 - \psi_{к2} ;$$

$$u_{фд_1} = \overline{u_{к1} \; u_p} ; \qquad u_{фд_2} = \overline{u_{к2} \; u_c} ;$$

α_1 і α_2 – коефіцієнти пропорціональності; $\psi_{к1}$ і $\psi_{к2}$ – відносний фазовий зсув сигналів в антенах $A_{к1}$ і $A_{к2}$, зумовлений кутовим зміщенням джерела сигналу щодо РСН.

Інші позначення, прийняті у виразі (120), ті самі, що й у рівнянні (51).

Якщо $f_1(\theta) = f_2(\theta) = f(\theta)$, причому

$$f(\theta_{01}-\theta) = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad \theta \geq \theta_{01} ; \\ 0 & \text{при} \quad \theta < \theta_{01} ; \end{cases}$$

$$f(\theta_{01}+\theta) = \begin{cases} 1 & \text{при} \quad -\theta \leq -\theta_{01}; \\ 0 & \text{при} \quad -\theta > -\theta_{01}, \end{cases}$$

то при $|\theta| \leq \theta_{01}$ вираз (120) має вигляд:

$$u_{пел.пр}(\theta) = \frac{K_a \mu^2 [F^2(\theta_0-\theta) - F^2(\theta_0+\theta)]}{\left\{1+|\mu[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)]|\right\}^2}; \qquad (121)$$

при $|\theta| > \theta_{01}$

$$u_{пел.пр}(\theta) = 0. \qquad (122)$$

На рис.38 наведено пеленгаційні характеристики, які відповідають виразові (120). На відміну від АСН з амплітудним компенсатором АСН з високочастотним компенсатором дає змогу позбутися бічних пелюсток і неправильних РСН при впливі безперервних завад і сигналів, що мають порівняно малу шпаруватість. Для компенсації сигналів, які діють по бічних пелюстках з двох точок простору, треба використовувати двоканальний пристрій компенсації. Однак при впливі сигналів з двох точок високочастотний компенсатор кожного разу ефективніше подавлятиме сильніші сигнали. Коли сигнали, які діють по бічних пелюстках, являють собою імпульсну послідовність, то внаслідок інерційності реальних систем

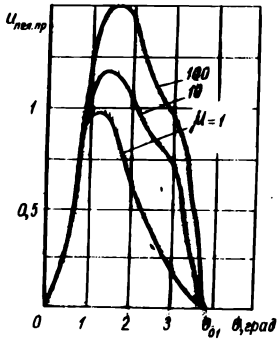


Рис.38. Пеленгаційні характеристики АСН з високочастотним компенсатором при $\delta = -8$ дб; $\alpha = 0{,}3$; $f_к(\theta) = 1$.

АРП і АРФ якість компенсації буде задовільною лише при відносно довгих сигналах $[\tau_з > (30 \div 40)\ \tau_c]$. У разі додержання останньої умови можлива компенсація бічних пелюсток при впливі імпульсних завад, які не перекриваються в часі, з двох і більше точок простору.

3. Пеленгаційні характеристики АСН з пристроєм компенсації в системі АРП

Функціональну схему АСН з пристроєм компенсації в системі АРП наведено на рис.33. У розд. III було показано, що компенсація бічних пелюсток пеленгаційних характеристик АСН з миттєвим РСН і сумарно-різницевою обробкою сигналу при амплітудній пеленгації може бути забезпечена змінами в методі обробки сигналів, джерела яких розміщені в області бічних пелюсток. Ці зміни зводяться до того, що на вхід системи АРП вмикають приймач з більшою амплітудою сигналу на виході (приймач сумарного або різницевого каналів). На рис.39 наведено пеленгаційні характеристики АСН з пристроєм компенсації в системі АРП. Ці характеристики розраховані відповідно до виразу

$$U_{пел\ пр}(\theta) = \frac{\mu^2\left[F^2(\theta_0-\theta) - F^2(\theta_0+\theta)\right]}{\left\{1 + a\ (\mu, \theta)\right\}^2}, \qquad (123)$$

де

$$F(\theta) = \frac{2(1+\cos\theta)}{2C_1 - C_2}\left\{(C_1 - C_2)\ \frac{J_1\ (KR\sin\theta)}{(KR\sin\theta)} + \right.$$

$$\left. + 2C_2\left[\frac{2J_1\ (KR\sin\theta)}{(KR\sin\theta)^3} - \frac{J_0\ (KR\sin\theta)}{(KR\sin\theta)^2}\right]\right\};$$

$$a\ (\mu, \theta) = \left|\mu\left[F(\theta_0-\theta) + F(\theta_0+\theta)\right]\right| \qquad \text{при}$$

$$\left|\mu\left[F(\theta_0-\theta) + F(\theta_0+\theta)\right]\right| > \left|\mu\left[F(\theta_0-\theta) - F(\theta_0+\theta)\right]\right|,$$

або $$a(\mu,\theta)=|\mu[F(\theta_0-\theta)-F(\theta_0+\theta)]|$$ при

$$|\mu[F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)]|<|\mu[F(\theta_0-\theta)-F(\theta_0+\theta)]|.$$

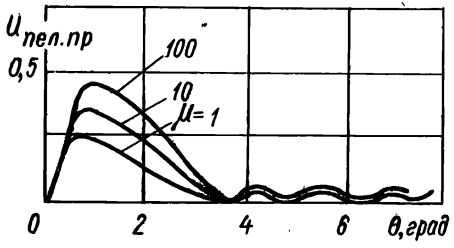


Рис.39. Пеленгаційні характеристики АСН з компенсатором у системі АРП при $\delta = -12$ дб; $a = 0,3$.

Порівнюючи пеленгаційні характеристики АСН з пристроєм компенсації бічних пелюсток у системі АРП з пеленгаційними характеристиками АСН без пристрою компенсації, можна зробити такі висновки:

1. В області кутів, які відповідають головним пелюсткам діаграми напрямленості антени, коли $|F(\theta_0-\theta)-F(\theta_0+\theta)|<$ $<|F(\theta_0-\theta)+F(\theta_0+\theta)|$, пеленгаційні характеристики АСН з пристроєм компенсації в системі АРП і пеленгаційні характеристики АСН без пристрою компенсації цілком ідентичні.

2. Пеленгаційні характеристики АСН з пристроєм компенсації в системі АРП, як правило, не мають знакозмінних бічних пелюсток і неправильних рівносигнальних напрямів.

3. Для пеленгаційних характеристик АСН з пристроєм компенсації в системі АРП характерні довгі хвости, що пе-

рекривають область бічних пелюсток діаграм напрямленості антени основного каналу АСН.

4. Пеленгаційні характеристики АСН з пристроєм компенсації в системі АРП мають значно меншу лінійну ділянку і відповідно менші значення максимумів. Часто ця особливість пеленгаційних характеристик є небажаною.

4. Рекомендації щодо проектування пристроїв компенсації бічних пелюсток пеленгаційних характеристик

Вихідними даними для проектування пристроїв компенсації є: характеристики сигналів, які діють по бічних пелюстках, та їх динамічний діапазон; технічні характеристики проектованого РТП і його призначення; варіант розміщення апаратури (стаціонарний, пересувний, наземний, бортовий).

Тип пристрою компенсації залежить від призначення АСН і умов, в яких вона має працювати. Пристрій компенсації не повинен істотно впливати на основні показники якості АСН - точність, роздільну здатність, далекість дії, вагу і габаритні розміри, складність експлуатації тощо.

Коли сигнали, які діють по бічних пелюстках, являють собою послідовність імпульсів відносно невеликої тривалості і великої шпаруватості, то частота збігу сигналів, які діють по бічних і головній пелюстках, буде малою. У цьому випадку добрі результати дає амплітудний компенсатор. Із зменшенням шпаруватості сигналів, які діють по бічних пелюстках, частота збігу сигналів, які діють по бічних і головній пелюстках, збільшується. Це призводить до зменшення далекості дії АСН, погіршення її точності і роздільної здатності. Для компенсації бічних пелюсток пеленгаційних характеристик АСН з миттєвим РСН і сумарно-різницевою обробкою сигналу при амплітудній пеленгації можна використа-

ти пристрій компенсації в системі АРП. Цей тип компенсатора дає змогу ефективно компенсувати знакозмінні бічні пелюстки при впливі як імпульсних, так і безперервних завад. Крім того, на відміну від будь-яких інших пристроїв компенсації використання пристрою компенсації в системі АРП не зв"язане з створенням додаткового (компенсаційного) каналу, який обов"язково включає антенну систему, приймальний пристрій і власне компенсатор. Проте пеленгаційні характеристики АСН з таким пристроєм компенсації мають довгі хвости і порівняно невелику лінійну ділянку.

При впливі безперервних завад з однієї точки простору найефективнішу компенсацію бічних пелюсток пеленгаційних характеристик можна забезпечити, використовуючи високочастотні пристрої компенсації. Однак ці пристрої досить складні і у виготовленні, і в експлуатації, мають порівняно велику вагу і габаритні розміри. Для компенсації бічних пелюсток пеленгаційних характеристик АСН при впливі безперервних завад з двох або більше точок простору високочастотний компенсатор повинен бути відповідно дво- або багатоканальним.

Проектування пристрою компенсації включає:

вибір антени (антен) компенсаційного каналу, розрахунок її діаграми напрямленості і основних характеристик;

розрахунок коефіцієнта передачі приймального пристрою компенсаційного каналу;

вибір структурної схеми системи АРП приймального пристрою компенсаційного каналу та її розрахунок;

вибір структурної схеми системи АРФ коливань гетеродина приймального пристрою компенсаційного каналу та її розрахунок;

розрахунок вихідного пристрою компенсатора;

оцінку впливу пристрою компенсації на технічні характеристики основного каналу АСН;

оцінку надійності проектованого пристрою;
конструктивний розрахунок і розміщення апаратури.

5. Приклад розрахунку компенсатора бічних пелюсток пеленгаційних характеристик АСН з миттєвим РСН

Вихідні дані для проектування: сигнали, які діють по бічних пелюстках пеленгаційної характеристики АСН в азимутальній площині і являють собою ХІЗ із середньою шпаруватістю $Q_{хіз} > 20$; динамічний діапазон сигналів, які діють по бічних пелюстках, досягає 50 дб; пристрій компенсації призначений для АСН наземної рухомої РЛС з відомими технічними характеристиками; функціональну схему основного каналу АСН наведено на рис.10; пеленгаційну характеристику АСН з урахуванням бічних пелюсток наведено на рис.40; найбільша з бічних пелюсток діаграми напрямленості антени АСН має рівень 18 дб щодо головної пелюстки.

Вибір типу пристрою компенсації і його розрахунок. Відносно велике значення середньої шпаруватості сигналів, які діють по бічних пелюстках, і рухомий варіант РЛС з пристроєм компенсації зумовлюють застосування пристрою, що ґрунтується на амплітудному методі компенсації. Функціональну схему АСН з амплітудним компенсатором наведено на рис.34.

Антена основного каналу АСН дводзеркальна. Основне дзеркало являє собою круглий параболоїд обертання, допоміжне - плоске дзеркало. Опромінювачем є зчетверений рупор із спільним пірамідальним розкривом. Фокусна відстань антени f = 100 мм. Ширина діаграми напрямленості опромінювача антени за половинною потужністю $\theta_{0,5} \approx 30^0$. Робоча хвиля АСН λ = 3 см. З пеленгаційної характеристики АСН в азимутальній площині, наведеної на рис.40, випливає, що найбільшу небезпеку становлять чотири бічні пелюстки, максимуми

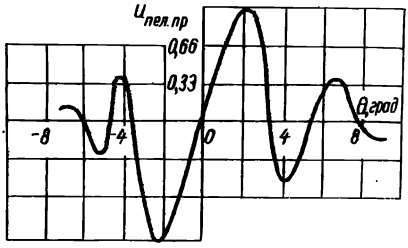


Рис.40. Пеленгаційна характеристика АСН з урахуванням бічних пелюсток.

яких зміщені щодо РСН відповідно на кути

$$\theta_{m1} = 4^{\circ}10'; \qquad \theta_{m3} = -4^{\circ}20';$$

$$\theta_{m2} = 6^{\circ}40'; \qquad \theta_{m4} = -5^{\circ}10'.$$

При виборі компенсаційної антени треба забезпечити виконання таких умов:

$$UG_{K}(\theta)K_{K}^{2} > u_{пел.пр}(\theta) \quad \text{при} \quad |\theta| \geqslant \theta_{01}; \tag{124}$$

$$UG_{K}(\theta)K_{K}^{2} \ll u_{пел.пр}(\theta) \quad \text{при} \quad |\theta| < \theta_{01}. \tag{125}$$

Антена компенсаційного каналу повинна мати мінімальні вагу й габаритні розміри і не повинна істотно впливати на характеристики основного каналу АСН.

Відомо, що при відносно невеликому зміщенні опромінювача з фокуса параболічної антени її діаграма напрямленості зміщується, а форма практично не змінюється (рис.14). Для виконання умов (124), (125) сформуємо діаграму напрямленості компенсаційної антени у вигляді чотирьох пе-

люсток, які збігаються з бічними пелюстками пеленгаційної характеристики. Таку діаграму напрямленості дістають при використанні чотирьох додаткових опромінювачів, зміщених щодо фокальної осі основної антени АСН. Величина лінійного зміщення опромінювача щодо фокальної осі антени і відхилення максимуму діаграми напрямленості антени, що відповідає цьому зміщенню, зв"язані таким співвідношенням:

$$\theta_0 = arctg \frac{\Delta x}{f}, \qquad (126)$$

звідки

$$\Delta x = f\, tg\, \theta_0, \qquad (127)$$

де Δx – лінійне зміщення опромінювача щодо фокальної осі антени; f – фокусна відстань антени; θ_0 – кутове відхилення максимуму діаграми напрямленості антени щодо фокальної осі.

Знаючи величини кутів, які відповідають максимумам бічних пелюсток пеленгаційної характеристики, і використовуючи вираз (127), дістаємо

$$\Delta x_1 = f\, tg\, \theta_{m1} = 7{,}29 \text{ см};$$

$$\Delta x_2 = f\, tg\, \theta_{m2} = 11{,}69 \text{ см};$$

$$\Delta x_3 = f\, tg\, \theta_{m3} = -\,7{,}32 \text{ см};$$

$$\Delta x_4 = f\, tg\, \theta_{m4} = -\,9 \text{ см}.$$

Для зменшення затінення дзеркала антени АСН як опромінювачі компенсаційної антени використовуємо діелектричні штирі. Ширина діаграми напрямленості кожного з опромінювачів повинна бути такою, щоб головні пелюстки діаграми напрямленості компенсаційної антени і бічні пелюстки пеленгаційної характеристики збігалися. Ширина бічних пелю-

сток пеленгаційної характеристики АСН приблизно в два рази менша від ширини діаграми напрямленості антени. Тому вибираємо ширину діаграми напрямленості діелектричного опромінювача компенсаційної антени $\theta_{K_{0,5}} = 30^0$. Знаючи ширину діаграми напрямленості опромінювача, знайдемо його геометричні розміри. Діаметри діелектричного стержня опромінювача знаходимо за формулами [1]:

$$d_{макс} = 0,46\ \lambda = 1,38 \text{ см};$$

$$d_{мін} = 0,3\ \lambda = 0,9 \text{ см}.$$

Оптимальну довжину діелектричного стержня визначаємо з виразу [10]

$$l_{опт} = \frac{K_1 \lambda}{2(1-K_1)}.$$

Знайдемо величину коефіцієнта для полістиролового стержня [10] $K_1 = 0,74$. Тоді $l_{опт} = 4,3$ см.

Одержані значення лінійних зміщень опромінювачів компенсаційної антени та їх геометричні розміри забезпечують формування необхідної (для ефективної компенсації) діаграми напрямленості.

Визначення коефіцієнта підсилення приймача компенсаційного каналу. Коефіцієнт підсилення антени компенсаційного каналу повинен бути якнайбільшим. У міру збільшення цього коефіцієнта можна зменшувати коефіцієнт підсилення компенсаційного приймача, а отже, і додаткові шуми на виході АСН, зберігаючи при цьому сталим загальний коефіцієнт передачі компенсаційного каналу. Нехай к.к.д. основної і компенсаційної антен однакові, а коефіцієнт підсилення компенсаційної антени в напрямі максимуму найбільшої (першої) бічної пелюстки основної антени перевищує коефіцієнт підсилення основної антени на 18 дб.

Використовуючи вираз (65), визначаємо коефіцієнт підсилення компенсаційного приймача

$$K_K = K_{осн}\left[\frac{G_{осн}\ (\theta)}{G_K\ (\theta)}\right]^{\frac{1}{2}} = \frac{K_0}{\theta}\ .$$

Вибір і розрахунок схеми віднімання. Схема віднімання є такою частиною компенсатора, яка істотно впливає на якість компенсації. Виходячи з цього, вибираємо схему на електронних лампах типу 6С6 (рис. 41,а). У рекомендованому

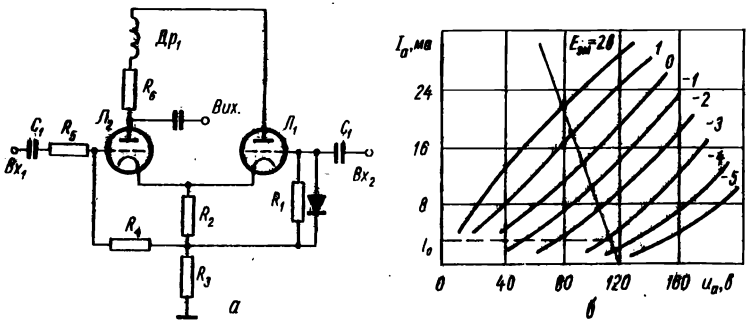


Рис.41. Віднімаючий пристрій:
а - принципіальна схема; б - динамічна характеристика.

режимі роботи лампа 6С6 має такі параметри: напруга розжарення 6,3 в; напруга на аноді 120 в; напруга зміщення 2 в; крутість характеристики 5 ма/в; коефіцієнт підсилення 25; ємності: вхідна 3,3 пф, вихідна 3,5 пф, прохідна 1,4 пф.

Вибравши лампу, знайдемо величину паразитної ємності

$$C' = C_{с.к} + C_{а.к} + C_м + C_{поч} \approx 20 пф.$$

Максимальний еквівалентний опір

$$R_{екв} = \frac{1}{2\pi F_в C'}\ ,$$

де

$$F_в = \frac{0,35}{t_{поч}}; \qquad t_{поч} \approx 0,1\tau_i .$$

Вибираємо τ_i = 1 мксек, тоді $F_в$ = 3,5 Мгц; $R_{екв}$ = = 2 ком. Якщо $R_{екв} > \frac{1}{S}$, то опір навантаження можна взяти який завгодно.

Вибираємо величину опору навантаження $R_в$ = 2 ком і будуємо динамічну характеристику каскаду (рис. 41, б). Робочу точку вибираємо при E_c = – 3 в. Цій напрузі відповідає струм i_0 = 3,6 ма.

Величина опору

$$R_2 = \frac{|E_{c0}|}{i_0} \approx 800 \text{ ом.}$$

Вибираємо

$$R_2 = 820 \text{ ом}, \qquad \text{ОМЛТ – 0,5 вт.}$$

Звичайно опір витікання в колі керуючої сітки таких каскадів вибирають з умови

$$R_4 = (0,5 \div 1) \text{ Мом.}$$

Вибираємо R_4 = 1 Мом, ОМЛТ – 0,5.

Знаючи R_4, знайдемо величину ємності перехідного конденсатора

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_н R_4}.$$

Вважаючи, що допустимий завал плоскої частини імпульсу не перевищує відносної величини δ = 1%, дістанемо при τ_i = 1 мксек і $F_н = \frac{\delta}{2\pi\tau_i}$ C_1 = 260 пф.

Фіксуючий діод вибираємо з умови $T_{зар} \gg T_{роз}$, де $T_{зар} = C_2 R_{прД}$ – стала часу заряду; $T_{роз} = C_2 R_1$ – стала часу розряду. Цю умову задовольняє діод Д220Б і резистор з опором R_1 = 500 ком. У цьому випадку $R_1 \approx$ $\approx 100 R_{прД}$, де $R_{прД}$ – величина прямого опору діода.

Вибираємо діод Д220Б і резистор R_1 = 510 ком, ОМЛТ-0,25.

Оцінка впливу пристрою компенсації на технічні характеристики основного каналу АСН. Амплітудний компенсатор бічних пелюсток пеленгаційних характеристик погіршує технічні характеристики основного каналу АСН, оскільки:

1. При часовому збігу імпульсів завад і корисних сигналів компенсатор знімає з виходу АСН і завади, і корисні сигнали. Величина відносної частоти збігів корисних сигналів і завад може бути мірою зменшення енергетичного потенціалу АСН. Під енергетичним потенціалом АСН розуміють добуток потужності передавача АСН і коефіцієнта напрямленої дії антени АСН за потужністю $P_{пер}\,G_{пер}$.

2. Компенсаційний канал зменшує відношення сигнал/шум на виході АСН. При відносно великій шпаруватості завад вплив часового збігу корисних сигналів і завад на погіршення технічних характеристик основного каналу можна не брати до уваги. Розгляньмо, наскільки погіршиться відношення сигнал/шум на виході АСН через власні шуми компенсаційного каналу. Дисперсію шуму на виході АСН з пристроєм компенсації можна зобразити так:

$$\sigma^2_{вих} = \sigma^2_{вх}(K^2_{осн} + K^2_к).$$

Підставляючи одержане раніше значення $K_к = \frac{K_{осн}}{8}$ у вираз для $\sigma^2_{вих}$, дістаємо, що завдяки компенсаційному каналові відношення сигнал/шум на виході АСН зменшується на 0,52 дб. Оцінку надійності проектованого пристрою компенсації, його конструктивний розрахунок, а також розміщення апаратури провадять з урахуванням існуючих вимог і методик. Тому ці питання тут не розглядаються.

Література

1. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. М., Связьиздат, 1957.

2. Бакут П.А. и др. Вопросы статистической теории радиолокации. Т.I,П. М., "Советское радио", 1964.

3. Бортовые радиолокационные системы. Перевод с англ. под ред. К.Н.Трофимова. М., Воениздат, 1964.

4. Вайс. Система активного запроса и ответа для управления воздушным движением. - "Зарубежная радиоэлектроника", 1962, №9.

5. Вакин С.А. и др. Пеленгационные характеристики моноимпульсных систем автоматического сопровождения. - "Известия вузов СССР. Радиотехника", 1965, № 5.

6. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М., "Советское радио", 1968.

7. Гуткин Л.С. Взаимодействие сигнала и шума в инерционном детекторе. - "Радиотехника", 1956, № 3, 4.

8. Гуткин Л.С. Принципы радиоуправления беспилотными объектами. М., "Советское радио", 1959.

9. Драбкин А.Л., Зюзенко В.Л. Антенно-фидерные устройства. М., "Советское радио", 1961.

10. Дулевич В.Е. Теоретические основы радиолокации. М., "Советское радио", 1964.

11. Жук М.С., Молочков Ю.В. Проектирование антенно-фидерных устройств. М., "Энергия", 1966.

12. Зубкович С.Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. М., "Советское радио", 1968.

13. Каплун В.А., Тимофеев П.В. О влиянии плоского диэлектрического листа на направленные свойства антенны.-"Известия вузов СССР.Радиофизика"Т.УП,1964.

14. К р и в и ц к и й Б.Х. Автоматические системы радиотехнических устройств. М., Госэнергоиздат, 1962.

15. К р о н и , У о л л и с. Система подавления боковых лепестков диаграммы направленности антенны первичного радиолокатора. - "Зарубежная радиоэлектроника", 1966, № 5.

16. Л а н д м а н. Достижения в разработке радиолокационных антенн. - "Зарубежная радиоэлектроника", 1965, № 12.

17. Л а з у т к и н Б.А. Тонкая структура пеленгационных характеристик. - В кн.: "Сборник материалов юбилейной научно-технической конференции, радиотехническая секция". Киев, КВИАВУ ВВС, 1968.

18. Л е в и н Б.Р., С е р о в В.В. Энергетические характеристики стробирования последовательностей импульсов. - "Радиотехника и электроника". Т. УП, 1966.

19. Л е о н о в А.И., Ф о м и ч е в К.И. Моноимпульсная радиолокация. М., "Советское радио", 1970.

20. Л у к о ш к и н А.П. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. М., "Советское радио", 1964.

21. Л у н д и н, Ч и у . Металлические обтекатели с прорезями. - "Зарубежная радиоэлектроника", 1965, № 1.

22. М а к с и м о в М.В., Г о р г о н о в Г.И. Радиоуправление ракетами, М., "Советское радио", 1964.

23. М и р о н е н к о И.Г. Синтез антенны с конечной структурой, излучающей максимальную долю мощности в заданный телесный угол пространства. - "Радиотехника", 1967, № 4.

24. П о к р а с А.М. Антенные устройства зарубежных линий связи через ИСЗ. М., "Советское радио", 1965.

25. С е д я к и н Н.М. Элементы теории случайных импульсных потоков. М., "Советское радио", 1965.

26. Т а н д и т В.Л., Т а р т а к о в с к и й Л.Б. Излучение зеркальной антенны в области тени. - "Радиотехника и электроника". Вып. 6, 1960.

27. Т а р т а к о в с к и й Г.П. Динамика системы автоматической регулировки усиления. М., Госэнергоиздат, 1957.

28. Т а р т а к о в с к и й Л.Б. Боковое излучение идеального параболоида с круглым раскрывом. - "Радиотехника и электроника". Вып. 6, 1959.

29. Т и х о н о в В.И. Статистическая радиотехника. М., "Советское радио", 1966.

30. Х е л л г р е н Г. Вопросы теории моноимпульсной радиолокации. - "Зарубежная радиоэлектроника", 1962, №12; 1963, № 1.

31. Ч е н г , С т р а й т. Метод снижения уровня боковых лепестков. -"Зарубежная радиоэлектроника",1964, №5.

32. Ш и р м а н Я.Д., Г о л и к о в В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерение их параметров. М., "Советское радио", 1963.

33. Ш и ф р и н Я.С. Вопросы статистической антенны. М., "Советское радио", 1970.

34. Ш и ф р и н Я.С., Г у к а с о в Ю.Г. Боковые лепестки диаграмм направленности антенн. Харьков, АРТА им. Говорова, 1958.

35. Я н к е Е. и др. Специальные функции. М., "Наука", 1964.

36. B l o m m a n d a l R. The Radio and Electronic Engineer, 28, 1964.

37. K s i e n s k i A. The Radio and Electronic Engineer, 29, 1965.

38. K l a u d e r J.R. Bell System Tech. J., July, 1960, vol. 39.
39. S t u r m P.D. Proc. JRE, 1958, Jan., vol. 46, №4.
40. P a m s a y J.Z. IRE Intern. Conv. Rec., 1961.
41. P e t t e n g i l l G.H. IRE, 1960, May, vol 48, №5.

Зміст

Стор.

Передмова 3

Розділ I. Бічні пелюстки діаграм напрямленості антен 5

1. Основні фактори, що визначають рівень бічних пелюсток 5

2. Електродинамічні методи зменшення бічних пелюсток 17

3. Вплив бічних пелюсток на технічні показники РТП 23

Розділ II. Бічні пелюстки пеленгаційних характеристик систем автоматичного супроводу за напрямом 33

1. Пеленгаційні характеристики систем автоматичного супроводу 33

2. Вплив системи АРП на пеленгаційні характеристики АСН 46

3. Вплив розподілу амплітуди поля по розкриву антени і зміщення максимумів діаграм напрямленості антени щодо РСН на пеленгаційні характеристики АСН 53

Розділ III. Основні методи компенсації сигналів, які діють по бічних пелюстках 60

Стор.

1. Метод енергетичного віднімання 60
2. Метод високочастотної компенсації ... 71
3. Метод компенсації, що грунтується на використанні особливостей системи АРП .. 77
Розділ IУ. Пеленгаційні характеристики АСН з пристроями компенсації 81
1. Пеленгаційні характеристики АСН з амплітудним компенсатором 81
2. Пеленгаційні характеристики АСН з високочастотним компенсатором бічних пелюсток 90
3. Пеленгаційні характеристики АСН з пристроєм компенсації в системі АРП 97
4. Рекомендації щодо проектування пристроїв компенсації бічних пелюсток пеленгаційних характеристик 99
5. Приклад розрахунку компенсатора бічних пелюсток пеленгаційних характеристик АСН з миттєвим РСН 101
Література 108

Лазуткин Борис Андреевич, канд.техн.наук

Радиотехнические устройства с компенсацией помех
(на украинском языке)

Редактор видавництва інж. Л.О.Полянська
Обкладинка художника В.М.Флакса
Художні редактори О.П.Кузьменко, Б.М.Бойко
Технічний редактор Л.І.Льовочкіна
Коректор С.Ю.Кочнева

Підписано до друку 23.XI 1971 р. Формат паперу 70x108 1/32.
Обсяг: 3,625 фіз.арк.; 5,08 умовн.арк.; 4,96 обл.-вид.арк.
Тираж 900. Зам. 711 БФ 02474. Ціна 32 коп.

Издательство "Техніка", 252601, Киев, 4, ГСП, Пушкинская, 28.

Друкарня №3 Комітету по пресі при Раді Міністрів УРСР
Київ, Золотоворітська, 11

ДО ВІДОМА СПЕЦІАЛІСТІВ!

Видавництво "Техніка" у 1972 році випускає такі книги для спеціалістів радіоелектроніки, кібернетики та зв"язку

Огороднійчук І.Ф., Остроухов В.Д. Розрахунок каналів телемеханіки по розподільних мережах. Мова українська, 8 арк., ціна 60 коп., тираж 4 тис.прим., вихід у IV кв.

У книзі розглянуто питання передачі сигналів телемеханіки та зв"язку по розподільних електричних мережах, розрахунку каналів зв"язку аналітичним способом і за допомогою моделювання.

Описано використання аналітичного способу для розрахунку каналів зв"язку по кабельних і повітряних силових лініях будь-якого ступеня розгалуження, викладено теорію схем з багатополюсними елементами.

Книга розрахована на інженерно-технічних та наукових працівників, які займаються вивченням проектування каналів зв"язку по силових мережах, а також може бути корисною студентам відповідних спеціальностей.

Замовлення на цю книгу приймають місцеві книгарні та видавництво.

Наша адреса: 252601, Київ, 4, ГСП, Пушкінська, 28.

32 коп.

Б. А. ЛАЗУТКІН

РАДІОТЕХНІЧНІ ПРИСТРОЇ З КОМПЕНСАЦІЄЮ ЗАВАД